

Neue Ansätze und Topologien für Modulare Multilevelsysteme im Niederspannungsbereich

Manuel Kuder

Vollständiger Abdruck der von der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik der Universität der Bundeswehr München zur Erlangung des akademischen Grades eines

Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.)

genehmigten Dissertation.

Gutachter/Gutachterin:

1. Prof. Dr.-Ing. Thomas Weyh
2. Prof. Dr.-Ing. Rainer Marquardt

Die Dissertation wurde am 04.11.2020 bei der Universität der Bundeswehr München eingereicht und durch die Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik am 16.04.2021 angenommen. Die mündliche Prüfung fand am 03.05.2021 statt.

Waaawwuuaaaahhhh

– Chewbacca

Vorwort

Die Arbeit an dieser Promotion begann im Juli 2017. Der Start erfolgte zunächst in Zusammenarbeit mit der BMW AG, die den weiteren Verlauf entscheidend prägte. Hierbei konnte ich mein Bewusstsein für Kostenfragen schärfen. Gleichfalls wurden viele im Laufe der Promotion entstandenen Lösungsansätze durch den intensiven Austausch angeregt. Mit den Freiheiten, die mir von Prof. Thomas Weyh gewährt wurden, konnten diverse Einsatzgebiete für die Modulare Multileveltechnologie im Niederspannungsbereich erdacht und untersucht werden. Darunter sind Ideen, die enormes wirtschaftliches Potential in sich bergen.

Für die interessante und lehrreiche Zeit meiner Promotion schulde ich allen, die mich förderten und unterstützten, einen herzlichen Dank. Besonders bedanke ich mich bei Prof. Thomas Weyh und bei Dr. Richard Eckerle, die mir diese Promotion überhaupt erst ermöglichten und zu allen Zeiten privat wie beruflich mit Rat und Tat zur Seite standen. Ihr Optimismus gab mir immer wieder Unterstützung für meine Arbeit.

Meinen Kollegen danke ich für die gute Arbeitsatmosphäre und die vertrauensvolle Zusammenarbeit. Ralf Neumann hat diese Doktorarbeit entscheidend mitgeprägt. Durch seine Unterstützung in vielen Punkten und insbesondere in der Elektronikentwicklung war er eine unverzichtbare Hilfe. Bei Julian Schneider bedanke ich mich für die fruchtbaren Diskussionen und vielen Ideen, mit denen er sich eingebracht hat. Florian Schwitzgebel war eine enorme fachliche Unterstützung und nie um einen Spruch verlegen. Die Hilfe von Arthur Singer beim Aufbau von Wissen über Multileveltopologien hat es mir ermöglicht, die Doktorarbeit zügig abzuschließen. Zu Beginn war mir Florian Helling bei der Einarbeitung in die unterschiedlichsten Einsatzzwecke der Multileveltechnologie eine außerordentliche Hilfe. Seine Kreativität war mir ein Wegweiser für wissenschaftliches Arbeiten. An Daniel Tanner habe ich seinen Optimismus und seine entspannte Herangehensweise zu schätzen gelernt. Lukas Bergmann bin ich zu Dank verpflichtet, da er durch seinen engagierten Einsatz im Hinblick auf seine Masterarbeit eine große Unterstützung war. Dr. José Marques war außerordentlich hilfsbereit und hatte immer ein offenes Ohr für meine regelungstechnischen Fragen. Ihm ist es zu verdanken, dass mein Wissen über Regelungstechnik in den letzten Monaten wesentlich erweitert wurde. Zudem ist mir seine Art, anderen Menschen zu begegnen, eine wertvolle Inspiration. Für die engagierte sprachliche Unterstützung bin ich Brigita Jeraj und Karsten Litschel sehr zu Dank verpflichtet. Durch sie wurde es möglich, meine Gedanken dem Leser verständlich nahezubringen.

Von Herzen danke ich meiner Familie und insbesondere meinen Eltern für die herausragende Unterstützung und den Glauben an mich. Ein ganz liebes Dankeschön geht an meine Freundin Dina. Sie hat mich jederzeit mit Verständnis, Geduld und Zuversicht durch alle Höhen und Tiefen begleitet – was mir sehr viel bedeutet.

Zusammenfassung

Die vorliegende Arbeit befasst sich mit unterschiedlichen modularen Mehrpunkt-Schaltungstopologien in Niederspannungsanwendungen ($< 1 \text{ kV}$). In diesem Rahmen wurden drei neuartige Technologien entwickelt und in ihrer Machbarkeit untersucht: Der kondensatorbasierte gestufte „Exponential Modular Multilevel Converter (EMMC)“, das batteriezellenbasierte „Battery Modular Multilevel Management System“, welches im Folgenden als **3-Schalter-Batteriemodul (BM3)** bezeichnet wird und der kondensatorbasierte Multilevel-Magnetstimulator. Diese Topologien werden nach einer Darstellung des Stands der Technik von konventionellen Mehrpunktumrichtern und der historischen Entwicklung von **Modular Multilevel Converter (MMC)** in deren Kontext klassifiziert. Neben der grundlegenden Funktionsweise wird die Auslegung der aktiven Leistungshalbleiter und der Energiespeicher für die untersuchten Stromrichtertopologien dargestellt. Unter Berücksichtigung der unterschiedlichen Anwendungsfälle wurden Demonstratoren aufgebaut und bewertet. Um den Betrieb der Umrichter zu gewährleisten, wurden entsprechende Regelungsverfahren entwickelt. So wurde für den EMMC eine optimierte Regelung erarbeitet, die dann im Netzparallelbetrieb mit einem **Proportional-Resonant-Regler (PR-Regler)** getestet wurde. Mit dem BM3 wurde die Möglichkeit eines mehrphasigen Betriebs erprobt und in Bezug auf den Magnetstimulator wurde ein erster lauffähiger Prototyp erstellt. Abschließend wurde ein Vergleich von unterschiedlichen Topologien batteriebasierter Multilevelumrichter in diversen genormten Fahrzyklen für Automobile durchgeführt.

Abstract

The presented work deals with different multilevel converter topologies for various low voltage applications ($< 1 \text{ kV}$). Within the scope of the presented analyses, three novel technologies were investigated in more detail: the capacitor-based stepped EMMC, the battery cell-based BM3 and the capacitor-based magnetic stimulator. These are first presented from a historical perspective and then classified. In addition to their basic functionality, the selection and design of the power semiconductors and the passive energy storage for the investigated converter topologies is shown. Demonstrators were set up and evaluated, taking into account the different applications. Control procedures have been developed to ensure the proper operation of the inverters. For example, an optimum control approach was developed for the EMMC, which was tested in grid-tied operation utilizing a Proportional-Resonant controller. The three-phase operation was demonstrated for the BM3, using a resistive load, and the first stimulation pulses were tested for the presented magnetic stimulator. Furthermore, simulated drive cycles of different battery-based multilevel converters were compared for a small passenger car.

Inhaltsverzeichnis

1. Einleitung	15
1.1. Motivation	15
1.2. Vision	16
1.3. Zielsetzung	17
1.4. Umfang der Arbeit	17
1.5. Aufbau der Arbeit	18
2. Grundlagen	19
2.1. Eigenschaften grundlegender Elemente	19
2.1.1. Eigenschaften von Akkumulatoren	19
2.1.2. Eigenschaften Kondensatoren	24
2.1.3. Eigenschaften Halbleiter	28
2.2. Stand der Technik Zweipunkt- und Dreipunktumrichter	30
2.2.1. Zweipunktumrichter mit Spannungszwischenkreis	30
2.2.2. Vier-Quadranten-Steller mit Spannungszwischenkreis	33
2.2.3. Dreipunkt-Stromrichter mit Spannungszwischenkreis	34
3. Prinzipien von Modular Multilevel Systemen im Vergleich	37
3.1. Historische Entwicklung von Multilevelsystemen	37
3.2. MMC für Hochspannungsanwendungen	40
3.3. Herausforderungen Niederspannungsanwendungen	43
3.4. Oberwellen und Filterdesign	43
3.5. Neue kondensatorbasierte MMC für Niederspannungsanwendungen	46
3.5.1. Konzept des EMMC	46
3.5.2. Konzept des MMC Magnetstimulators	52
3.6. Neue batteriebasierte MMC für Niederspannungsanwendungen	66
3.6.1. Vergleich mit konventionellen Systemen	68
3.6.2. Vollbrücken mit Parallelschaltmöglichkeit (M2B oder MMSPC)	72
3.6.3. Konzept von Halbbrücken mit Parallelschaltmöglichkeit (BM3 oder Smart Battery)	77
3.7. Hybridansätze aus kondensator- und batteriebasierten MMC	86
3.8. Zusammenfassende Klassifikation und Nomenklatur von MMC	88
3.9. Ansteuerverfahren am Stromnetz	91
3.9.1. Vektorregelung mit PI im rotierenden Bezugssystem	91
3.9.2. Regelung mit PR im stationären Bezugssystem	92

4. Umsetzung des kondensatorbasierten EMMC	95
4.1. Umsetzung der Umrichter-Algorithmik	95
4.1.1. Regelung des Ladezustandes	97
4.1.2. Stabile Trajektorienfolge	105
4.2. Dimensionierung und Auswahl der Bauteile	108
4.3. Praktische Untersuchungen am EMMC	111
4.3.1. Untersuchungen am 48 V-Prototypen	111
4.3.2. Untersuchungen des 400 V-Prototyps	120
5. Umsetzung des kondensatorbasierten MMC Magnetstimulators	125
5.1. Dimensionierung und Auswahl der Bauteile	125
5.1.1. Auswahl und Synchronisation der MOSFETs	125
5.1.2. Systemarchitektur Magnetstimulatormodul	127
5.2. Praktische Untersuchungen am MMC Magnetstimulator	128
6. Umsetzung des batteriebasierten BM3	131
6.1. Dimensionierung und Auswahl der Bauteile	131
6.1.1. Schalterauswahl und Treiberschaltung	131
6.1.2. Gesamtlayout	132
6.2. Praktische Untersuchungen	134
6.3. Fahrzyklen-Vergleiche	137
7. Diskussion & Fazit	153
7.1. Diskussion	153
7.2. Fazit	153
7.3. Ausblick	154
A. Eigene Veröffentlichungen	187
B. Patentanträge	285

Symbolverzeichnis

Formelzeichen

Formelzeichen	Bedeutung
Δt	Zeitabschnitt
ΔT_{delay}	Schaltverzögerung der MOSEFETs gegeneinander
ΔU	Spannungsdifferenz
ΔU_{SM}	Differenzspannung der Module
$\Delta \vec{U}_{SM}$	Spannungsfehlervektor der Module
η	Wirkungsgrad
\hat{I}	Stromamplitude
\hat{U}, \hat{U}_g	Spannungsamplitude
λ	Membranlängskonstante
μ	Erwartungswert
ω, ω_0	Kreisfrequenz
Φ	Phasenwinkel
ψ_m	Magnetische Konstante
ρ_{air}	Luftwiderstand
τ	Zeitkonstante, Membranzeitkonstante
\vec{u}	Eingangsvektor
\vec{x}	Zustandsvektor
\vec{y}, \vec{y}_f	Ausgangsvektor, flacher Ausgangsvektor
j	Submodul-Index $j = 1, \dots, N$
n	Submodul-Index $n = 1, \dots, N$
a	Aktivierungsfunktion
A	Fläche
B	magnetische Flussdichte
C	Kapazität
C_d	Widerstandsbeiwert eines Fahrzeugs
C_r	Rollwiderstand eines Fahrzeugs
C_{th}	Wärmekapazität
C_{ds}	Drain-Source-Kapazität
C_{gd}	Gate-Drain-Kapazität
C_{gs}	Gate-Source-Kapazität
C_{OSS}	Ausgangskapazität MOSFET
C_{pa}	Kapazität der elektrochemische- Polarisation
C_{pc}	Kapazität der konzentrations- Polarisation

C_{Th}, R_{pa}, R_{pc}	Polarisationskapazitäten
C_C	Kapazität Kondensator
C_{ELKO}	Kapazität des Elektrolyth-Kondensators
C_f	Filterkapazität
C_{FILM}	Kapazität des Folien-Kondensators
C_j	Kapazität im j -ten Submodul
C_m	Modulkapazität
C_n	Nennkapazität
E	el. Feldstärke
E_{sw}	Schaltenergie
E_x	induzierte elektrische Feld
f	Frequenz
F	Kraft
f_{Cj}	beobachtete Schaltfrequenz
$f_{out,max}$	maximale Frequenz des Ausgangssinus
f_{out}	Frequenz der Ausgangsspannung
f_{reg}	Regelfrequenz
f_{sw}	Schaltfrequenz
f_0	Grundfrequenz
G	Übertragungsfunktion, Getriebeübersetzung
g	Fallbeschleunigung
i	Zählindex ($i = 1, 2, 3, \dots$)
I, i	Strom
i_{AC}	Strom der Wechselspannungsseite
i_{Batt}	Strom Batterie
i_{Cap}	Strom Kondensator
I_D	Strom durch Drain
I_{DC}	Strom der Gleichstromseite
I_{DM}	Pulsstrombelastbarkeit MOSFET
I_{out}	Strom am Ausgang
I_C	Strom Kondensator
i_g	Netzstrom
i_i	Ausgangsstrom Inverter
I_L	Spulenstrom
K_i	Faktor integrale Verstärkung
K_p	Faktor proportionale Verstärkung
L, L_i, L_g	Induktivität
L_{AC}	AC-Induktivität
l_{EMMC}	Ausgangsspannungslevel EMMC
l_{MMC}	Ausgangsspannungslevel MMC
$l_{MMC-Magnet}$	Ausgangsspannungslevel MMC-Magnetstimulators
L_{out}	Induktivität am Ausgang
m	Zählvariable, Masse
n	Anzahl Batterien
N	Anzahl Submodulen

n_p	Anzahl Zellen Parallel
n_s	Anzahl Zellen Seriell
N_{Sw}	Anzahl der Schalter
n_{zellen}	Anzahl an Batteriezellen
OCV	Open Circuit Voltage - Batteriespannung im unbelasteten Fall
p	Phasenanzahl
P	Leistung, Wahrscheinlichkeit, Anzahl an Parallelblöcken
p_{Batt}	Anzahl Batterien parallel
P_c	Kondensatorverluste
P_{DC}	Leistung der Gleichstromseite
P_{ges}	Gesamtverluste
P_{on}	Durchgangsverluste
P_{out}	Leistung am Ausgang
P_{sub}	Leistung der externen Versorgung
P_{sw}	Schaltverluste
P_v	Verlustleistung, Spulenverluste
Q	Ladung
Q_{gs}	Ladung Gate-Source
r	Radius
R	intrazellulärer Längswiderstand oder Widerstand
R_{th}	Wärmewiderstand
R_{AC}	AC-Widerstand
$R_{DS(on)}$	Widerstand der Drain-Source-Strecke
R_{on}	Durchgangswiderstand
R_{out}	Widerstand am Ausgang
R_{Th}, R_{pa}, R_{pc}	Polarisationswiderstände
R_d	Dämpfungswiderstand
R_i	Innenwiderstand
s	Laplace Variable, Faktor
s_{Batt}	Batterien seriell
SOC	Ladezustand
t	Zeit
T	Periode, Temperatur, Drehmoment
T_{delay}	Schaltverzögerung der MOSEFETs
T_e	Elektrisches Drehmoment
T_m	Mechanisches Drehmoment
T_{wheel}	Reifen Drehmoment
T_{ges}	Gesamte Schaltzeit
T_J	Sperrschichttemperatur
t_r	Anstiegszeit MOSFET
t_f	Ausschaltzeit MOSFET
$\tan(\delta)$	Verlustfaktor oder Tangens des Verlustwinkels δ
u	Eingangsgröße eines Systems
U, u	Spannung
$U_{2L,pu}$	Zwischenkreisspannung Zweilevelumrichter

$U_{3L,pu}$	Zwischenkreisspannung Dreilevelumrichter
$U_{18L,pu}$	Zwischenkreisspannung 18L-Umrichter
$U_{200L,pu}$	Zwischenkreisspannung 200L-Umrichter
u_{AC}	äußere (vorgegebene) Spannungsquelle
U_{ALPHA}	Spannung ALPHA
U_B	Bezugsspannung
u_{Batt}	Spannung Batterie
U_{BETA}	Spannung BETA
U_{BM3}	Strangspannung des BM3
$u_{C,n}$	Kondensatorspannung des j -ten Submoduls
U_{DC}	Spannung der Gleichstromseite
U_{DS}	Spannung zwischen Drain und Source
U_{ind}	Induzierte Spannung
u_{meas}	gemessene Spannung
U_{Modul}	Spannung Modul
U_{motor}	Strangspannung am Motor
U_{out}	Spannung am Ausgang
u_{pa}	Spannung der elektrochemischen Polarisierung
u_{pc}	Spannung der Konzentrations Polarisierung
$u_{SM,j}$	Spannung am j -ten Submodul
u_{soll}	Sollspannung
U_{star}	Spannung von Sternpunkt zu Sternpunkt
u_{Stufe}	Spannung einer Ausgabestufe
U_{supp}	Versorgungsspannung
U_0	Hauptmodulspannung
U_A	Ausgangsspannung
U_C	Spannung Kondensator
u_g	Netzspannung
u_i	Ausgangsspannung Inverter
U_L	Spannung Spule
u_m	Modulspannung
U_{Th}	Spannung Thyristor
u_Z	Spannungsabfall an der Spannung der Batterie
v	Geschwindigkeit
V_m	Membranpotential der Neuronen
w	Gewicht
x	Variable, Zufallsvariable, Systemzustand, Entfernung
z	Ausgangsgröße eines Systems
Z_{ESB}	Impedanz Ersatzschaltbild
z_n	Schaltzustand des n -ten Submoduls; diskret: $z_n = \{-1, 0, +1\}$, kontinuierlich: $-1 \leq s_j \leq +1$

Acronyms

Abkürzung	Bedeutung
AC	Wechselspannungs oder A lternating C urrent
AH	A lpha H igh
AL	A lpha L ow
B6	B rückenschaltung aus 6 -Schaltern
BAYPAT	B ayerische P atentallianz
BEV	B attery E lectric V ehicle oder Batteriebetriebenes Elektrofahrzeug
BH	B eta H igh
BL	B eta L ow
BM3	3 -Schalter- B atteri m odul
BMS	B attery M anagement S ystem
BNC	B ayonet N eill C oncelman
CERAMIC	Keramik-Kondensator oder engl. Multilayer C eramic-Capacitors
CHB	C ascaded H - B ridge
CPLD	C omplex P rogrammable L ogic D evice
cTMS	controllable-pulse-parameter T ranskranielle M agnetstimulation
DC	Gleichspannungs oder D irect C urrent
EIS	E lektrochemische I mpedanz s pektroskopie
ELKO	E lektrolyt- K ondensator
EMMC	E xponential M odular M ultilevel C onverter
EMS	E nergi m anagement s ystems
EMV	E lektrom m agnetischen V erträglichkeit
EOL	E nd o f L ife
ESB	E rsatzschalt b ilder
<i>ESL</i>	E quivalent S eries I nductance
<i>ESR</i>	E quivalent S eries R esistance
FC	F lying C apacitor Topologien
FCC	F lying C apacitor C onverter
FCCC	F lying C apacitor C ascade C onverter
FILM	Folien-Kondensator oder engl. F ilm-Capacitor
FPGA	F ield P rogrammable G ate A rray
FTP-75	EPA F ederal T est P rocedure 75
GaN	G allium N itride
HEMT	H igh- e lectron- m obility transistor
HGÜ	H ochspannungs- G leichstrom- Ü bertragung
HV	H ochvolt

HVDC	Hochvolt-Gleichstrom oder engl. H igh- V oltage D irect C urrent
IGBT	B ipolar t ransistor mit isolierter G ate- E lektrode
IGCT	I ntegrated G ate- C ommutated T hystistor
IOM	I ntra- O perative M onitoring
M2B	Modular Multilevel Series Parallel Converter oder M odulare M ultilevel B atterie
MEP	M otorisch E vozierte P otenziale
MMC	M odular M ultilevel C onverter
MMCC	M odular M ultilevel C ascade C onverter
MMS	M odularen M ultilevelsystemen
MOSFET	M etall- O xid- H albleiter- F eldeffekttransistor
MS	M ultiple S klerose
MTPA	M aximum T orque P er A mpere
MTPV	M aximum T orque P er V olt
NEDC	N ew E uropean D riving C ycle
NLC	N earest L evel C ontrol
NLM	N earest L evel M odulation
NPC	N eutral P oint C lamped
NV	N iedervolt
OCV	Spannung der Batterie oder engl. O pen C ircuit V oltage
PCB	Leiterplatte oder eng. P rinted C ircuit B oard
PFC	P ower F actor C orrection
PI-Regler	P roportional- I ntegral- R egler
PLL	Phasenregelschleife, auch als englisch P hase- L ocked L oop
PMS	P eriphere M agnetstimulation
PMSM	P ermanenterregte S ynchronmaschine
PR-Regler	P roportional- R esonant- R egler
PWM	P ulsweitenmodulation
rPMS	repetitiven P eriphere M agnetstimulation
rTMS	repetitiven T ranskraniale M agnetstimulation
Si	S ilizium
SiC	S ilicon C arbide
SOC	S tate O f C harge
SOH	S tate O f H ealth
SPI	S erial P eripheral I nterface
STATCOM	S tatic S ynchronous C ompensator
THD	T otal H armonic D istortion
TMS	T ranskraniale M agnetstimulation
UART	U niversal A synchronous R eceiver T ransmitter
VSC	spannungsgeführte Stromrichter oder engl. V oltage S ource C onverter
WBG	W ide B andgap Halbleiter
WLTP	W orldwide harmonized L ight vehicles T est P rocedure

1. Einleitung

1.1. Motivation

Die Definition der Leistungselektronik als „Schalten, Steuern und Umformen elektrischer Energie mit elektronischen Mitteln“ deutet schon auf ihre Stellung als Bindeglied zwischen elektrischer Energietechnik und elektrischer Nachrichtentechnik hin [1]. Für diese Umformung werden neben reaktiven Bauelementen, wie Spulen und Kondensatoren, als zentrale Elemente der Leistungselektronik Schalter verwendet. Mittels derer kann die Eingangsspannung in Pulse unterteilt werden, die dann von beispielsweise Spulen geglättet werden, was variable Ausgangsspannungsverläufe ermöglicht. Um den Aufwand für die Glättung zu reduzieren, können mittels entsprechend komplexer Schaltungen, sogenannten Multilevelumrichter, auch mehrere Ausgangsspannungen erzielt werden. Der Aufwand dafür steigt allerdings stark mit der Anzahl an Stufen. Die Anwendung von modularen Multilevelumrichtern, die eine beliebige Anzahl an Stufen mittels Duplizierung einer immer gleichen Grundtopologie und damit ab einer gewissen Stufenzahl den Verzicht auf Spulen ermöglichen, ist bisher nur zögerlich in der Niederspannungsebene erfolgt, weil die Halbleiterkosten und -verluste sowie die Komplexität der Ansteuerung bisher den Nutzen übersteigen. Der Einsatz dieser Konzepte war bisher dem Bereich der Hochspannung vorbehalten. Dies hat sich in den letzten Jahren durch die sprunghafte Entwicklung der Halbleitertechnik und der deutlich höheren Rechenleistung grundlegend geändert, so dass nun ein Innovationsprung durch Einsatz von **Modularen Multilevelsystemen (MMS)** in der Niederspannung in Form neuer Topologien möglich wird. Gleichzeitig ist der Bedarf an hochleistungsfähiger Energieumwandlung in der Niederspannung durch die rasche Entwicklung der Elektromobilität sprunghaft gestiegen. So können Batterien mit einem MMC ausgestattet werden. Der Einsatz der Technologie ist aber ebenso in Systemen möglich, die nicht auf Batterien basieren. Dies ermöglicht es, einen aktiven Filter (EMMC) zu konstruieren, um Netznormen zu erfüllen, den Netzfilter zu ersetzen und erneut schweres bzw. teures Kupfer durch Kondensatoren/**Silizium (Si)** auszutauschen. Ein weiteres, interessantes Anwendungsgebiet ist der Einsatz in der Medizintechnik. So können Pulsquellen zur Magnetstimulation effizienter, leichter und geräuschärmer gebaut werden. Daraus ergeben sich wiederum völlig neue Anwendungsgebiete, die die Welt verändern könnten.

Die zehn internationalen Publikationen, die im Rahmen dieser Arbeit entstanden, sind in Anhang A aufgelistet. In Anhang B befindet sich zudem eine Zusammenstellung der vier entstandenen Patentanträge.

1.2. Vision

Die Einführung von Modulare Multilevelsystemen in der Elektronik, insbesondere der Leistungselektronik, könnte zukünftig zu einer Reduzierung von Emissionen, Kosten und einer Verbesserung der Ausfallsicherheit führen. Zudem werden vollkommen neue Behandlungsmethoden in der Medizin ermöglicht.

Bisher unterscheiden sich die Systeme der Leistungselektronik trotz Wachstums der Branche mit vielen Marktteilnehmern kaum. Dies gilt sowohl für mobile als auch für stationäre Anwendungen von Energiespeichern. Üblich ist ein Aufbau aus einem Batterieblock mit **Battery Management System** (BMS), einer Leistungselektronik, die im Wesentlichen ein bidirektionaler Wechselspannungs oder **Alternating Current** (AC)-Gleichspannungs oder **Direct Current** (DC)-Stromrichter ist, und einem übergeordneten **Energiemanagementsystems** (EMS), welches vorgibt, wie viel Leistung abgegeben oder aufgenommen werden soll und im Störfall die Netzanbindung trennt. Der Trend bei der Batterieauswahl geht hierbei zu Akkumulatoren auf Lithium-Basis und einer Leistungselektronik (größtenteils 2-Punkt- oder 3-Punkt-Umrichter), die mit hohen Frequenzen¹ arbeitet.

In der vorliegenden Arbeit wird mit oben beschriebenem Aufbau gebrochen und so können Kosten reduziert werden. Bei einem neuartigen Ansatz (BM3) wird die Trennung zwischen Batterieblock und zentralem Stromrichter aufgehoben. Jede Batteriezelle erhält ihre eigene Leistungselektronik und der zentrale Umrichter entfällt. Durch die Verbindung von Akkumulator, BMS und Leistungselektronik wird das Filter obsolet. Dieser Verbund wird als Modul bezeichnet. Der Anwender kann hiermit bezüglich der geforderten Spannung, der benötigten Kapazität und Leistung individuell skalieren. Das heißt für den Hersteller wiederum, weniger Produkte im Portfolio, da – abhängig von der Applikation – mehr oder weniger gleichartige Module benötigt werden. Weiter führt es schneller zu Skaleneffekten und zu einer vereinfachten Wartung [2]. Zudem wird durch die geringen Spannungen (ca. 3,7 V) die Integration aller Komponenten auf einem Chip ermöglicht.

Einen weiteren Ansatz bietet ein neuartiger Umrichter, der EMMC, welcher die alte Aufteilung zwischen Umrichter und Batterie beibehält, jedoch den großen und schweren Filter durch Kondensatoren und Halbleiter ersetzt. Das Ausgangssignal wird nicht mehr mit **Pulsweitenmodulation** (PWM) erzeugt, sondern stufenförmig approximiert. Dadurch werden schwere und kostenintensive Kupferkomponenten überflüssig. Möglich machen das Module, die sich im Strompfad auf- und entladen. Die Schalhäufigkeit wird durch die Energiespeicher (Kondensatoren) verringert und dadurch kommt es zu einer geringeren elektromagnetischen² Belastung. Der Wegfall von schweren Kupferspulen ist gerade bei Anwendungen, bei denen ein mobiles und leichtes Ladegerät benötigt wird, sinnvoll.

¹>10 kHz um über der akustischen Schwelle zu operieren und geringe Glättungsinduktivitäten zu benötigen.

²Schalten von hohen elektrischen Strömen führt zu einem Störfeld, das Elektronik im Umfeld beeinflussen kann.

Auch der dritte Ansatz, der medizinische Magnetstimulator, bricht mit dem bisherigen Aufbau. Magnetstimulatoren basieren ausschließlich auf dem Prinzip des Schwingkreises, der mit einem Thyristor gezündet wird. Ein modularer Aufbau ermöglicht ungeahnte neue Möglichkeiten der Spannungsform, da es hierbei möglich ist die Spannung stufenförmig zu approximieren. Es kann fast jede Ausgangsspannung erzeugt werden, nicht wie bisher, nur sinusförmige Spannungsverläufe. Dies verspricht einen geringeren Energieverbrauch, da ein schneller hoher Spannungsverlauf näher am eigentlichen Verlauf eines menschlichen Aktionspotentials ist [3]. Zudem können durch die Pulsformen unterschiedliche Arten von Neuronen stimuliert und dadurch neue diagnostische Verfahren ermöglicht werden [4]. Denkbar wäre hier beispielsweise eine Früherkennung von neurologischen Erkrankungen.

1.3. Zielsetzung

Ziel dieser Arbeit ist es, unterschiedliche Ansätze und Topologien für MMC im Niederspannungsbereich zu evaluieren und anhand von Funktionsmustern dessen postulierte Eigenschaften zu beweisen.

Hauptthemenblöcke dieser Forschungsarbeit sind:

- Numerische Simulation und Hardwareumsetzung des kondensatorbasierten EMMCs
- Numerische Simulation und Hardwareumsetzung des batteriebasierten BM3s
- Numerische Simulation und Hardwareumsetzung einer medizinischen Hochleistungspulsquelle

1.4. Umfang der Arbeit

Im Rahmen der Dissertation wurden zunächst numerische Simulationen durchgeführt, um verschiedene Topologien zu evaluieren. Auf Basis dieser Ergebnisse wurde die Hardware entworfen, in Betrieb genommen, vermessen und dann wiederum optimiert. Dabei wurde nicht nur die Leistungselektronik³, sondern auch die Messschaltungen, die Sicherungsschaltungen und eine isolierte Spannungsversorgung für die unterschiedlichen Ansätze entworfen.

Zur Umrichterregelung der unterschiedlichen Technologien wurden neue Regelungsverfahren entwickelt. Die Algorithmen wurden zuerst als numerische Simulationen in der Software Matlab/Simulink entworfen und getestet.

Für die Stromregelung der unterschiedlichen Topologien im Netzparallelbetrieb wurde ein sogenannter PR-Regler verwendet, der eine hohe Dynamik aufweist und die Möglichkeit bietet, Oberwellen selektiv zu eliminieren [5], [6].

³In unterschiedlichen Spannungsklassen, Leistungsklassen und mit unterschiedlichen Halbleitermaterialien

1.5. Aufbau der Arbeit

In Kapitel 1 wurde der Aufbau und die Motivation hinter der vorliegenden Dissertation dargelegt.

Das darauf folgende Kapitel 2 dient dazu dem Leser das notwendige Wissen über elektronische Bauelemente zu vermitteln. Dazu gehörten Grundlagen von Akkumulatoren, insbesondere Lithium-Ionen-Akkumulatoren. Zudem wird auf deren Beschränkungen hinsichtlich Lebensdauer und Sicherheitsmechanismen eingegangen. Nachfolgend wird der Kondensator näher beschrieben. Anschließend werden die neuesten Entwicklungen der Halbleiterschalter kurz erläutert. Zuletzt werden Oberwellen und Filterdesign ausführlicher behandelt.

Zunächst werden die Grundlagen von neuen und bestehenden Ansätzen in Kapitel 3 dargelegt. Neben der Einordnung in das Feld bereits bekannter Multileveltopologien wird herausgearbeitet, wo und wann in der Literatur die Idee erstmals behandelt wurde.

In Kapitel 4 wird das EMMC-System im Detail erläutert. Hierzu gehört, ein Vergleich der Regelungen und der Netzbetrieb der Konverter. Abschließend wird die Dimensionierung der Bauteile konkretisiert und es werden praktischen Untersuchungen vorgestellt.

In Kapitel 5 wird die Magnetstimulation und die derzeitige Forschung in diesem Bereich kurz vorgestellt. Nachfolgend wird der Unterschied der zugrundeliegenden Technologie gegenüber dem Stand der Technik dargelegt und es werden die Messergebnisse präsentiert.

In Kapitel 6 wird das BM3-System vorgestellt. Dabei werden die Anforderungen im **B**attery **E**lectric **V**ehicle oder Batteriebetriebenes Elektrofahrzeug (BEV) kurz erläutert und dann wird der Aufbau eines MMC mit integrierten Akkumulatoren und Parallelschaltfähigkeit besprochen. Danach wird der Laboraufbau vorgestellt. Ein Vergleich von unterschiedlichen Topologien in Fahrzyklen schließt dieses Kapitel ab.

Das Fazit in Kapitel 7 hinterfragt die bisherigen Ergebnisse und schlägt Ergänzungen und Weiterentwicklungen vor. Die Arbeit schließt mit einem Ausblick.

2. Grundlagen

2.1. Eigenschaften grundlegender Elemente

2.1.1. Eigenschaften von Akkumulatoren

Batterien/Akkumulatoren sind elektrische Energiespeicher auf chemischer Basis. Der Begriff Batterie ist dabei ein Oberbegriff, der oftmals Energiespeicher bezeichnet, die sich aus mehreren Teilbatterien zusammensetzen. Ist eine solche Teilbatterie wiederaufladbar, wird sie auch als Akkumulator (kurz: Akku) bezeichnet. Ein Akkumulator ist somit ein wiederaufladbares galvanisches Element. Umgangssprachlich bezeichnen jedoch beide Begriffe dasselbe Bauelement. In der vorliegenden Arbeit werden neue Technologien zur Kombination von Leistungselektronik und Akkumulatoren vorgestellt. Diese sind komplexe elektrochemische Systeme, deren innere Prozesse heute noch nicht vollständig verstanden sind. Dieses Kapitel soll, um ein grundlegendes Verständnis für Lithium-Ionen-Akkumulatoren herzustellen, aufzeigen, wie diese rechnerisch modelliert werden können. Der Fokus liegt dabei auf Lithium-Ionen-Akkumulatoren, da diese für die vorliegenden Anwendungen die sinnvollste Technologie darstellen. Zudem werden Balancing-Methoden und die Alterungsmechanismen von Lithium-Zellen beschrieben.

Grundlagen zur Batteriemodellierung

Durch die Batteriemodellierung können innere Batterieparameter, wie beispielsweise **State Of Charge (SOC)** oder **State Of Health (SOH)**, anhand der Klemmspannung, des Klemmstroms, der Temperatur und der äußeren Messgrößen, abgeschätzt werden. Dieses Themenfeld ist äußerst komplex, da es sich um ein nichtlineares, elektrochemisches System handelt. Dabei werden an ein Batteriemodell diverse Anforderungen gestellt; es soll das Verhalten der Batterie statisch und dynamisch abbilden und die elektrischen Parameter der Batterie unter verschiedenen Betriebspunkten möglichst genau vorhersagen. Die Präzision wird zum Teil dadurch verbessert, dass ein thermisches Modell der Batterie integriert wird. Zusätzlich soll es recheneffizient sein, um in Echtzeitanwendungen zum Einsatz kommen zu können, und skalierbar sein, um vom Niveau der Zelle bis hin zu einem Gesamtspeicher Aussagen treffen zu können. Hierbei werden im Wesentlichen drei Arten von Batteriemodellen, unterschieden [7]–[10].

Elektrochemische Batteriemodelle ermöglichen äußerst präzise Aussagen über das Bat-

terieverhalten, sind aber rechenintensiv, da diese auf gekoppelten partiellen Differentialgleichungen beruhen, die über zeitliche und örtliche Dimensionen betrachtet werden müssen.

Mathematische Batteriemodelle stellen eine Blackbox dar, die mithilfe hinterlegter Gleichungen, z.B. Shepards Gleichung [11], das Verhalten der Batterie nachbilden sollen. Hierbei werden elektrochemische Prozesse ignoriert. Dies vereinfacht die Parametrisierung der Akkumulatoren stark. Zumeist genügen hierfür die Datenblattwerte [12]. Die Berechnung ist somit auch vergleichsweise effizient, dafür ist die Präzision der Voraussagen insbesondere bei dynamischen Prozessen schlechter.

Ersatzschaltbilder (ESB) zeigen ein gutes Verhältnis zwischen Rechenaufwand und Präzision. Außerdem sind sie für Ingenieure der Elektrotechnik anschaulicher und einfacher zu interpretieren als die Gleichungen der Batteriemodelle. Durch die ESBer können Aussagen über die makroskopischen Größen (Strom und Spannung, gegebenenfalls auch Temperatur) getroffen werden. Zudem sind sie in der Lage, die Alterung von Akkumulatoren nachzubilden.

Grundlegend kann eine Batterie aus einer Spannungsquelle, Spannung der Batterie oder engl. **Open Circuit Voltage (OCV)** und einer Impedanz (Z_{ESB}) in einer Reihenschaltung dargestellt werden (vgl. Bild 2.1). Die Spannungsquelle und Impedanz können dabei abhängig von SOC, Temperatur (T), SOH, Batteriestrom (i_{batt}) etc. sein. Die OCV ist die Spannungsquelle im ESB. Dadurch ergibt sich die Batteriespannung (u_{Batt}) aus der Summe von OCV und dem Spannungsabfall (u_Z) über Z_{ESB} auf Grund des Batteriestroms (i_{Batt}). Gleichung 2.1 stellt diesen Zusammenhang dar und zeigt, dass u_{Batt} je nach Stromrichtung größer oder kleiner als OCV ist [10], [13], [14]. In diesem Zusammenhang sei auf die, während dieser Dissertation entstandene Veröffentlichung [10] hingewiesen, die sich mit unterschiedlichen Möglichkeiten die Akkumulatoren bei Fahrzyklen von Fahrzeugen nachzubilden, beschäftigt.

$$\begin{aligned} u_{Batt} &= OCV(SOC, T) - u_{Z,ESB}(SOC, T, i_{Batt}) \\ &= OCV(SOC, T) - Z_{ESB}(SOC, T, i_{Batt}) \cdot i_{Batt} \end{aligned} \quad (2.1)$$

Zur Modellierung von Akkumulatoren wurde in dieser Dissertation ausschließlich das Doppelpolarisationsmodell[14] verwendet. Gegenüber dem Thevenin-Model [15] besitzt es ein weiteres paralleles RC-Netzwerk, um zwischen der Konzentrationspolarisation und der elektrochemischen Polarisation separieren zu können.

Es besteht dabei aus drei Arten von Bauteilen:

- Die ideale Spannungsquelle OCV

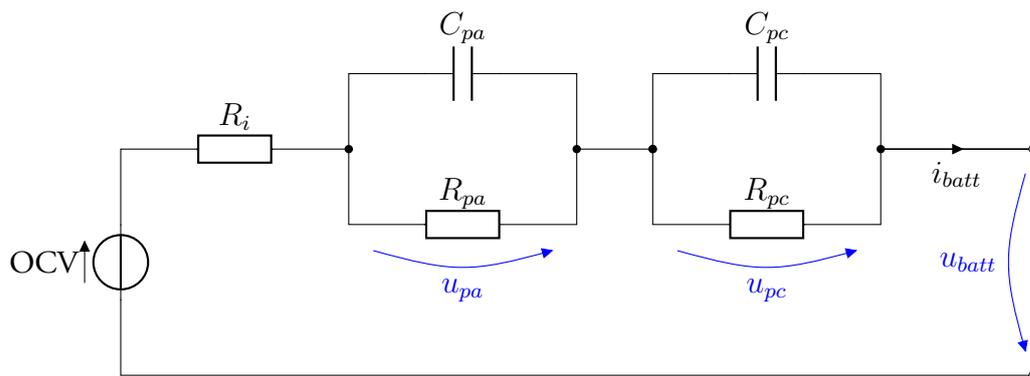


Bild 2.1.: Doppelpolarisationsmodell mit zwei RC-Gliedern nach [14]

- Interne Widerstände, wie der ohmsche Widerstand R_i und die Polarisationswiderstände R_{pa} , welcher den effektiven Widerstand der elektrochemischen Polarisation darstellt, und R_{pc} als effektiver Widerstand der Konzentrationspolarisation
- Die Kapazitäten C_{pa} und C_{pc} , welche die transienten Antworten des Modells der elektrochemischenpolarisation, beziehungsweise der Konzentrationspolarisation abbilden.

u_{pa} und u_{pc} sind die jeweiligen Spannungen an den Kapazitäten. Dies kann auch als das Gleichungssystem 2.2 dargestellt werden. [2]

$$\begin{aligned} \dot{u}_{pa} &= -\frac{u_{pa}}{R_{pa}C_{pa}} + \frac{i_{Batt}}{C_{pa}} \\ \dot{u}_{pc} &= -\frac{u_{pc}}{R_{pc}C_{pc}} + \frac{i_{Batt}}{C_{pc}} \\ u_{Batt} &= OCV - U_{pa} - U_{pc} - R_i \cdot i_{Batt} \end{aligned} \quad (2.2)$$

Die Genauigkeit der Modelle steigt, sobald mehr parallele RC-Netzwerke hinzugefügt werden. Gleichzeitig steigt jedoch der Rechenaufwand stark an und weitere RC-Glieder haben einen immer kleineren Einfluss auf den Modellierungsfehler. Da die Parametrierung auch einen Aufwand mit sich bringt, ist im jeweiligen Fall ein Kompromiss zu finden [16]. Um Vorgänge in einem Frequenzbereich von über 10 kHz darstellen zu können, ist zusätzlich zu dem bisher vorgestellten Vorgehen eine zusätzliche Induktivität notwendig, die in Reihe zu den RC-Netzwerken liegt und die den Einfluss der Anschlussleitungen sowie der inneren Kontaktierung der Batterie widerspiegelt.

Balancing von Akkumulatoren

Akkumulatoren bestehen zur Erhöhung der Nennspannung in der Regel aus mehreren in Reihe geschalteten Einzelzellen oder Zellblöcken. Fertigungs- und alterungsbedingt gibt es Schwankungen in der Kapazität und im Innenwiderstand dieser Zellen. Im praktischen Einsatz führt dies ohne zusätzliche Maßnahmen dazu, dass die Zellen unterschiedlich geladent und entladen werden, wodurch es bei Entladung zu kritischer Tiefentladung und bei Ladung zu einer Überladung mit Überschreiten der Ladeschlussspannung einzelner Zellen kommt. Dies wird durch eine Balancing-Schaltung verhindert. [17]

Das derzeit am häufigsten verwendete Balancing ist das sogenannte passive BMS [18]–[20]. Ein Balancing ist notwendig, da die Zellen geringerer Kapazität bei einer Serienschaltung vom gleichen Strom durchflossen werden, wie die restlichen Zellen, aber auf Grund ihrer begrenzten Kapazität schneller ihre maximale Spannung erreichen. Dies würde dazu führen, dass der Ladevorgang früher beendet werden müsste, bevor die anderen Zellen geladen sind. Das passive BMS setzt diese zu viel zugeführte Energie in einem Lastwiderstand in Wärme um. Dadurch wird dieser sich über viele Zyklen selbst potenzierende Effekt vermieden. Eine effektivere Lösung sind aktive BMS. Hier werden ungleiche Ladungsverteilungen durch Verschieben der Ladungsträger zwischen den einzelnen Zellen ausgeglichen. Hierbei gibt es unterschiedliche Möglichkeiten, dies zu bewerkstelligen: Über Switched-Capacitor-Schaltungen, Transformatorschaltungen oder über einen DC-Bus mit bidirektionalen Hochtieftsetzstellern. Dies bedeutet aber einen erheblichen Mehraufwand (Bauteile/Kosten) und führt lediglich zu einer Reduzierung der Verluste, nicht aber zu einer Eliminierung dieser. Dies ist zum einen auf die zusätzliche Ansteuerungsschaltung zurückzuführen, zudem ist der Transfer von Ladungsträgern zwischen Zellen verlustbehaftet. Um sich einen Überblick über unterschiedliche Schaltungstopologien für aktive und passive BMS zu verschaffen, sei [21] hervorgehoben.

Ein wesentlicher Vorteil der hier vorgestellten batteriebasierten MMCs, ist die Fähigkeit diese Balancingverluste zu senken. Beispiele hierfür sind der Modular Multilevel Series Parallel Converter oder **Modulare Multilevel Batterie (M2B)**[2], [22] und der **BM3**[23] welcher durch die Anwendung auf Zellebene die Balancingverluste sogar eliminieren könnte. Deshalb wird dieses Verfahren, in Anlehnung an oben genannte Balancingverfahren, als proaktives Balancing bezeichnet.

Alterung von Akkumulatoren auf Grund hoher Spitzen-Ströme

Die in dieser Arbeit vorgestellten batteriebasierten Topologien unterscheiden sich dadurch, dass auf einen DC-Kondensator verzichtet wird (vgl. Bild 3.19). Konventionelle 2-Level-Umrichter besitzen diese großen parallelen Kondensatoren, da davon ausgegangen wird, dass Akkumulatoren nur mit DC-Strömen belastet werden sollten. Zudem glätten mehrphasige Stromrichter diese Stromrippel ebenfalls [24]. Interessanterweise beschäftigt sich die derzeitige Forschung hauptsächlich mit einer möglichst genauen Modellierung und für diese sind

Frequenzen von μHz bis Hz von Bedeutung, da sich hier die meisten chemischen Effekte abspielen.

Für leistungselektronische Umrichter sind darüber hinaus die Einflüsse hoher Frequenzen, auf das Verhalten und insbesondere die Alterung von Akkumulatoren bedeutend [24]. In einigen Publikationen zu Multilevelumrichtern werden Stromrippel als mögliche Gefahr für Akkumulatoren genannt [25], [26]. Es ist anzunehmen, dass sich Frequenzen über 10 kHz nicht negativ auf die Batteriezellen auswirken, da es hierbei nicht zum Ladungstransfer über Interkalations- oder Deinterkalationsreaktionen oder Diffusion kommt, sondern lediglich in der Helmholtz-Doppelschicht an den Elektroden Ladungsträger umgeladen werden (ähnlich eines Superkondensators). Eine zusätzliche Degradation der Zellen ist dadurch im Vergleich mit kalendarischem Altern nicht zu erwarten.

Die bisher vorgestellten Untersuchungen kommen zu unterschiedlichen Ergebnissen. Nachfolgend werden diese in Tab. 2.1 dargestellt.

Tabelle 2.1.: Zusammenfassung des derzeitigen Standes der Forschung hinsichtlich des Einflusses der Frequenz der Belastungen auf die Batteriealterung von Lithium-Ionen-Akkumulatoren

Literatur	Erhöhte Alterung	Keinen Einfluss auf Batteriealterung
Uno et al. [27]	$< 10\text{ Hz}$	$> 100\text{ kHz}$
Brand et al. [28]	$< 55\text{ Hz}$	$> 400\text{ Hz}$
Bessman et al. [29]	$< 50\text{ Hz}$	$> 100\text{ Hz}$
Bala et al. [30]	–	gering erhöhte Temperatur ¹
Breucker et al. [24]	Testaufbau ohne kontrollierte Umgebungstemperatur ²	
Uddin et al. [31], [32]	hohe Frequenzen beeinflussen Impedanz/Kapazität negativ	

¹ Die Autoren äußerten die Vermutung, dass diese Temperaturerhöhung eine beschleunigte Alterung bedingt.

² Testaufbau ist nicht aussagekräftig, da die Umgebungstemperatur eines der Haupteinflussfaktoren auf die Alterung ist.

In einigen Arbeiten wird die erhöhte Alterung als Effekt erhöhter Zelltemperatur und erhöhtem Ladungsdurchsatzes erklärt, was kongruent mit Arbeiten ist, die Batteriealterung im Allgemeinen untersuchen.

2.1.2. Eigenschaften Kondensatoren

In einer Kapazität wird Energie in Form des elektrischen Feldes gespeichert. Der Strom (I_C), der durch eine Kapazität (C) fließt, hängt von der zeitlichen Änderung der Spannung ($\frac{du_C}{dt}$) ab und kann mit der Formel 2.3 beschrieben werden [33].

$$I_C = C \cdot \frac{du_C}{dt} \quad (2.3)$$

Mit immer strenger werdenden Zuverlässigkeitsanforderungen, hervorgerufen durch die Automotiv-, Luftfahrt- und Energieindustrie, wird das Design des Zwischenkreises mit folgenden Herausforderungen konfrontiert:

- Kondensatoren sind herausragende Komponenten in Bezug auf Fehlerraten im Feldbetrieb von leistungselektronischen Systemen [34], [35]
- Hoher Kostendruck durch Mitbewerber
- Kondensatoren werden in herausfordernden Umgebungen betrieben (z.B. hohe Umgebungstemperatur, hohe Luftfeuchtigkeit, etc.) mit immer mehr Einsatzzwecken
- Starke Einschränkungen hinsichtlich Volumen und thermischer Ausdehnung mit Trend zu immer höheren Leistungsdichten [36]

Der Fortschritt bei neuen dielektrischen Materialien und innovativen Fertigungsprozessen führt zu einer kontinuierlichen Entwicklung von neuen Generationen von Produkten mit reduzierten Kosten und erhöhter Zuverlässigkeit. Hierbei ist der richtige Einsatz genauso wichtig wie die Umgebungsbedingungen (z.B. Temperatur, Luftfeuchtigkeit, Ripplestrom, Spannung), die die Zuverlässigkeit der Kondensatoren erheblich beeinflussen können.

Kondensatorarten

Für den vorgestellten Anwendungsfall sind generell drei Typen von Kondensatoren verfügbar:

- **Elektrolyt-Kondensator** (ELKO)
- Folien-Kondensator oder engl. **Film**-Capacitor (FILM)
- Keramik-Kondensator oder engl. Multilayer **Ceramic**-Capacitors (CERAMIC)

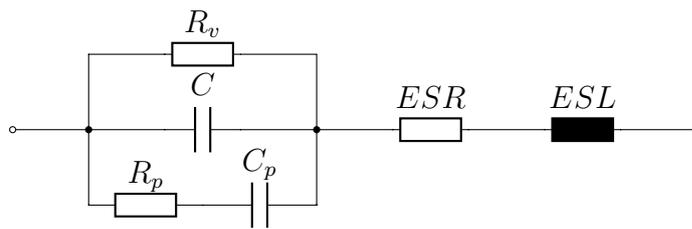


Bild 2.2.: Elektrisches Ersatzschaltbild eines nicht-idealen Kondensators

Bild 2.2 zeigt ein Ersatzschaltbild eines nicht-idealen Kondensators. Zusätzlich zu der Kapazität C sind der **E**quivalent **S**eries **R**esistance (ESR), die **E**quivalent **S**eries **I**nductance (ESL), der Isolationswiderstand R_p , die dielektrischen Verluste R_d und die dielektrische Absorption C_d berücksichtigt [37].

Der Verlustfaktor $\tan(\delta)$ ist hierbei näherungsweise mittels des Widerstandes ESR wie folgt gegeben

$$\tan(\delta) = \omega \cdot ESR \cdot C \quad (2.4)$$

Es sei an dieser Stelle darauf hingewiesen, dass Temperatur, Spannungstress, Frequenz und Betriebszeit die Lebensdauer verkürzen kann [38]. Die Eigenschaften des dielektrischen Materials begrenzen wesentlich die Leistungsfähigkeit des Kondensators.

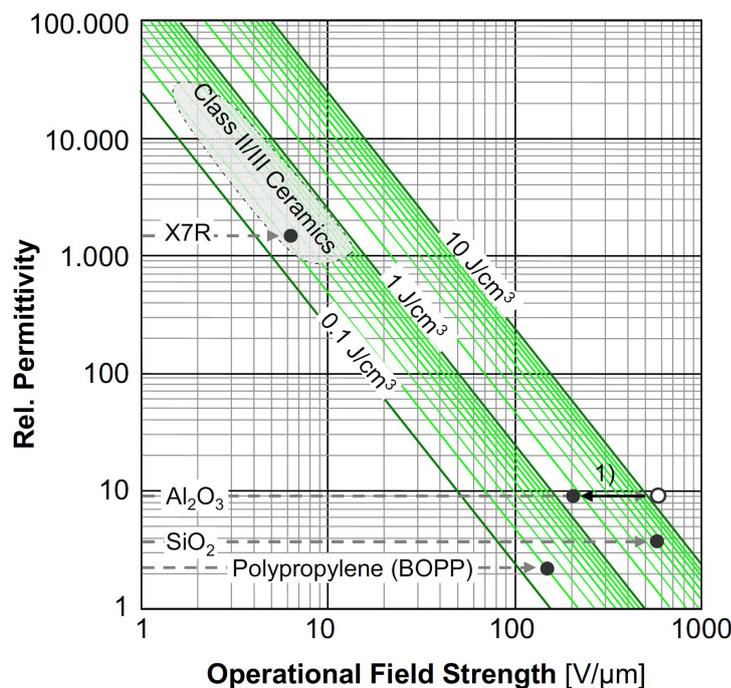


Bild 2.3.: Maximal zulässige Energiedichte für unterschiedliche Dielektrika (BOPP: Biaxial Oriented Polypropylene, bevorzugtes Material für FILM über 250 V) [39]

Bild 2.3 zeigt als Potenznetz die relative Permittivität in Abhängigkeit von der Betriebsfeldstärke mit den Energie-Dichte-Grenzen für Aluminiumoxid (Al_2O_3), Polypropylene (*BOPP*) und Keramiken (*X7R*), welche die am häufigsten genutzten Materialien für ELKO-, FILM- und CERAMIC-Kondensatoren sind [39]. Dabei fällt auf, dass Al_2O_3 die größte Energiedichte aufgrund der hohen Feldstärke und hohen relativen Permittivität hat. Das theoretische Limit ist im Bereich von 10 J/cm^3 angesiedelt und die bisher verfügbaren Kondensatoren erreichen lediglich 2 J/cm^3 . Keramikkondensatoren haben eine viel höhere dielektrische Konstante als beispielsweise ELKO oder FILM, leiden aber daran, dass sie eine kleinere zulässige Feldstärke haben. Dies führt dazu, dass sie eine ähnliche Energiedichte wie FILM besitzen.

Dabei wird deutlich, dass die drei unterschiedlichen Kondensatorarten unterschiedliche Vor- und Nachteile besitzen:

ELKO erreichen die höchste Energiedichte und haben die geringsten Kosten pro Joule, besitzen jedoch einen relativ hohen *ESR* und eine schlechte Spannungsrippel Verträglichkeit. Zudem besteht das Problem der Verdunstung des Elektrolyten.

CERAMIC besitzen hingegen eine kleinere Größe, einen hohen Frequenzbereich und eine hohe Betriebstemperatur bis zu 200°C . Dagegen sprechen die hohen Kosten und die mechanische Stabilität [40].

FILM haben hervorragende Eigenschaften für Hochspannungs-Anwendungen (d. h. über 500 V) in Bezug auf Kosten und *ESR*, Kapazität, Stromrippel und Zuverlässigkeit. Sie haben allerdings den Nachteil eines großen Volumens und einer geringen maximal zulässigen Betriebstemperatur.

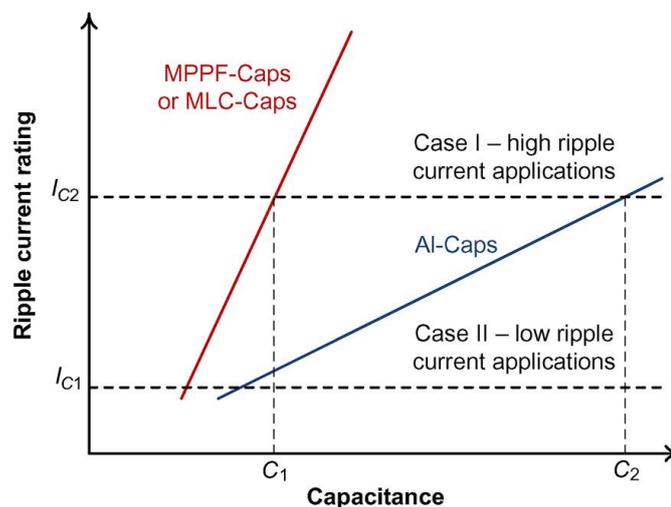


Bild 2.4.: Kapazitätsnotwendigkeit bei Anwendungen mit niedrigen und hohen Stromrippeln [38]

Die Anwendungen für Kondensatoren können grundsätzlich in zwei Klassen unterteilt werden: Kondensatoren mit und ohne hohe zulässige Stromrippel. Die Eigenschaft der drei Kondensatorarten, diesen standzuhalten, wird in Bild 2.4 aufgezeigt. C_1 ist das Kapazitätsminimum, um die Anforderungen hinsichtlich Spannungswelligkeit einzuhalten. In einer

Anwendung mit geringen Stromrippeln kann nun ein Kondensator gewählt werden, der nicht weniger als C_1 an Kapazität besitzt, was auf ELKO und FILM zutrifft. Wird von einer Anwendung mit hohen Stromrippeln ausgegangen (z.B. der EMMC), dann könnte die Lösung mit dem ELKO mit C_1 nicht dem Stress durch die Stromrippel standhalten, da sie ein geringes $A/\mu\text{F}$ besitzen. Hier muss nun die nötige Kapazität auf C_2 mit ELKO oder C_1 mit FILM erhöht werden. Bei Stromrippeln (d. h. Preis/ A) sind die Kosten für FILM 1/3 der Kosten von ELKO [41]. Dies impliziert die Möglichkeit, geringere Kosten und höhere Leistungsdichte durch ein Design mit FILM zu erreichen, wenn eine hohe Stromrippelbelastung zu erwarten ist, wie es bei elektrischen Fahrzeugen der Fall ist [42].

2.1.3. Eigenschaften Halbleiter

Die Anforderungen an die Halbleiterbauteile eines MMS unterscheiden sich von denen eines konventionellen Umrichters. Dies hat dazu geführt, dass durch den Erfolg des Hochspannungs-MMCs, die Entwicklung von Hochspannungs-IGBTs in Richtung einer niedrigeren Durchlassspannung enorme Fortschritte verzeichnen kann. Dabei wurde das Trägerprofil derart verbessert, dass die Lücke zwischen IGBT- und **I**ntegrated **G**ate-**C**ommutated **T**hristor (IGCT)-Strukturen verringert werden konnte. Untersuchungen haben gezeigt, dass das Potential von IGBTs noch nicht ausgereizt ist [43]. Der Optimierungsprozess wird stetig fortgesetzt, da ein MMC kleinere Schaltfrequenzen benötigt. Die in dieser Arbeit vorgestellten Topologien besitzen ähnliche Anforderungen wie ein Hochspannungs-MMC und können als eine Erweiterung dieser auf den Niederspannungsbereich gesehen werden. Sowie die Einführung von Hochspannungs-MMCs zu einer Entwicklung von Hochspannungs-IGBTs mit geringeren Durchlassverlusten geführt hat, könnte die Einführung von Niederspannungs-MMCs mit sich bringen, dass die Entwicklung der hier interessanteren Niederspannungs-MOSFETs ebenfalls schnelle Fortschritte macht.

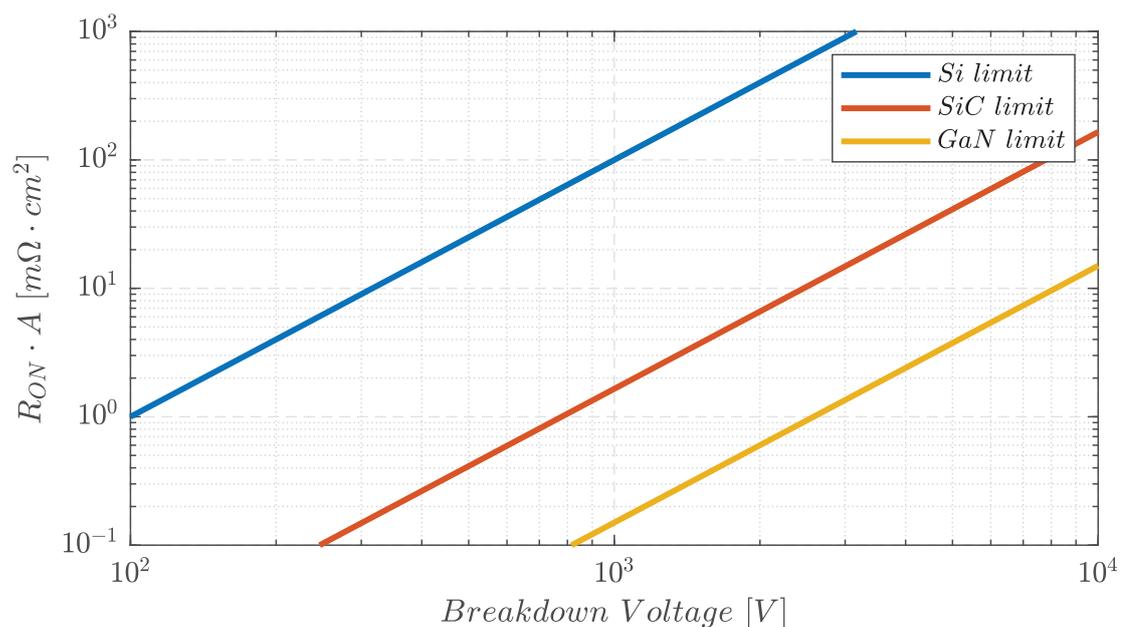


Bild 2.5.: Abhängigkeit der maximalen Sperrspannung von unterschiedlichen Halbleitermaterialien: Si, SiC, GaN und des minimal möglichen physikalischen Durchlasswiderstandes R_{ON} [44].

Auf den ersten Blick erscheinen **H**igh-**e**lectron-**m**obility transistor (HEMT), wie **G**allium **N**itride (GaN) und **S**ilicon **C**arbide (SiC) nicht als potentielle Halbleiter für MMC interessant. Die Anforderung, hohe Frequenzen zu erreichen, wird bei MMC obsolet. Jedoch zeigt sich, dass diese äußerst wertvoll für andere Anwendungsgebiete und neuartige innovative und veränderte Topologien im Themenfeld Multilevelumrichter (z.B. EMMC) sein könnten. [45]

Das Verhalten von GaN und SiC ist auf eine hohe atomare Bindungsstärke zurückzuführen. Diese führt zu einer hohen Sättigungsgeschwindigkeit der Elektronen und einer hohen Durchbruchfeldstärke [46]. Elektronische Bauteile mit diesen Materialien zeigen hervorragende Eigenschaften hinsichtlich eines geringen potentiellen Durchlasswiderstands (Bild 2.5 stellt den Durchlasswiderstand in Abhängigkeit von der maximalen Sperrspannung unterschiedlicher Halbleitermaterialien dar), geringer Threshold Spannung, Kapazität und Reverse Recovery Charge und vieles mehr. Durch eben diese Eigenschaften ist zu erwarten, dass es GaN- und SiC-Bauteilen in den nächsten Jahren gelingen wird, für Anwendungen, bei denen eine hohe Schaltgeschwindigkeit, hohe Leistungsdichte und hohe Effizienz benötigt wird, die konventionellen Si-Bauteile zu ersetzen [47]. GaN wird bei Anwendungen verwendet, die eine Drain-Source-Spannung von unter 650 V benötigen, wie etwa kabellose Energieübertragung, Netzteile (10 kW) und Mikroinvertern, etc. [48] [49] und eben auch BM3, da hierbei vor allem die reduzierten Kosten und der geringere Durchlasswiderstand (R_{ON}) im Vergleich zu Si entscheidend sind. SiC hingegen hat seinen Einsatzbereich im Bereich von 600 V bis 1700 V und erlaubt durch seine hohe thermische Leitfähigkeit den Einsatz in erneuerbaren Energiesystemen (> 10 kW), BEV und noch vielen anderen Anwendungen [50]. Dabei gibt es eine beachtliche Anzahl an Einsatzgebieten, in denen die drei Technologien (Si, SiC, GaN) im direkten Wettkampf stehen und eine genaue Analyse der Vor- und Nachteile notwendig ist. [51]

Innerhalb einer Technologie sind unterschiedliche Schwerpunktverschiebungen zwischen Durchlass-, Schaltverlusten und Sperrspannung denkbar. Dabei führen Optimierungen zu zwei möglichen Spezialisierungen:

- Fall 1: Optimierung hinsichtlich hoher Sperrspannung und kleiner Verluste mit einer geringen Schaltfrequenz
- Fall 2: Optimierung von Schaltfrequenzen und kleiner Verluste mit kleiner Sperrspannung

Ein Beispiel für den ersten Fall sind IGCT oder Hochspannungs-IGBTs (6,5 kV). Ein aktuelles Beispiel für den zweiten Fall sind die HEMT basierenden GaN 600 V. Dabei stellen SiC einen Hybriden dar. Es wird wahrscheinlich nicht möglich sein, beides in einem SiC-Schalter ohne Kompromisse zu vereinigen. Beide bipolare Strukturen und das Super-Junction-Konzept haben bei Si-Bauteilen die Durchlassverluste unter das Si-Limit sinken lassen (siehe Bild 2.5). Bislang haben SiC eine schlechte Kanalmobilität und sind weit vom unipolaren SiC-Limit entfernt. [45]

Eine weitere Limitierung ist, durch die Tatsache gegeben, dass bei realen Anwendungen die maximale zulässige Spannungssteilheit dv/dt aus Gründen der Elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) begrenzt werden muss. Die Herausforderung dabei ist es, die parasitären Kapazitäten zu minimieren, die die Filter überbrücken. Aufgrund der sehr hohen Schaltfrequenzen wirken hier selbst parasitäre Kapazitäten von Chip zum Modul-Keramik-Base-Plate störend. [45] Die Verwendung von niedrigen Spannungen ist vorteilhaft, da dadurch die einzelnen Halbleiterbausteine dichter gedrängt auf einem einzigen Chip integriert werden können.

2.2. Stand der Technik Zweipunkt- und Dreipunktumrichter

2.2.1. Zweipunktumrichter mit Spannungszwischenkreis

Der Zweipunktumrichter ist aktuell die am weitesten verbreitete Stromrichtertopologie für viele Anwendungen wie Antriebe oder Windkraftanlagen [52], [53]. Eine Kommutierungszelle des Stromrichters, auch Halbbrücke genannt, ist in Bild 2.10a gezeigt. Sie enthält zwei aktive Schalter, hier MOSFETs, die invertiert angesteuert werden und zwei antiparallele Dioden. Über diese Schaltung kann nun die Spannung einer Phase eines ein- oder mehrphasigen Stromrichters erzeugt werden. Mit dem Schaltzustand $z \in \{-1, 1\}$ und der Zwischenkreisspannung (u_{DC}) ergibt sich die Ausgangsspannung $u_{out} = z \cdot u_{DC}/2$ gegenüber dem Mittelpunkt des Zwischenkreises.

Vorteile der Zweipunkttopologie sind der geringe Bauteil Aufwand, im Vergleich zu anderen PWM-Stromrichtern, sowie einfache Modulation und Fehlerbehandlung. Im Fehlerfall eines Kurzschlusses ist es möglich, durch eine Pulssperre alle Phasenzweige in einen sicheren Zustand zu bringen.

Nachteil der Schaltung ist die geringe Stufung bzw. **T**otal **H**armonic **D**istortion (THD) der Ausgangsspannung im Vergleich zu Mehrpunkttopologien. Um aktuelle Normen einzuhalten, ergibt sich eine entsprechend hohe Schaltfrequenz bzw. ein hoher Filteraufwand [54]. Weiterhin nachteilig ist die Spannungsbeanspruchung der Schalter und Dioden, da diese für die volle Zwischenkreisspannung ausgelegt werden müssen. [55]

Je nach Sichtweise des Leistungsflusses verhält sich der Steller wie ein Tief- oder Hochsetzsteller. Die Problematik des Lückens tritt hier nicht auf. Die Polarität der Spannung ist bei dieser Schaltungstopologie weiterhin nicht umkehrbar. Der Steller beherrscht also zwei der vier möglichen Strom-Spannungsquadranten. Er kann als Zwei-Quadranten-Steller bezeichnet werden.

Die Schaltung nach Bild 2.6 mit zwei MOSFETs wird sogar dann eingesetzt, wenn keine Strom- und Leistungsumkehrung erforderlich ist. MOSFETs sind anders als IGBTs auch rückwärts leitfähig und zeigen dabei ohmsches Verhalten, ohne den für Dioden typischen Schwellspannungsabfall. Daher wird der Strom bei insgesamt geringerem Spannungsabfall den Weg durch die MOSFETs und nicht durch die Diode nehmen. Derartige Schaltungen sind daher, auch wenn keine Rückspeisefähigkeit erforderlich ist, zur Verminderung der Verluste insbesondere bei kleinen Betriebsspannungen, von wenigen Volt sehr beliebt.

Umschaltungen sind nicht ideal, so dass Ströme und Spannungen nicht unverzögert geschaltet werden können. Selbst bei idealisierten Schaltverhalten der Bauelemente, führen unvermeidliche parasitäre Induktivitäten und Kapazitäten der Verbindungen und Zuleitungen zu einem veränderten Schaltverhalten. Bei Nichtbeachtung dieser Zusammenhänge droht die Zerstörung der Bauelemente durch Überschreitung der zulässigen elektrischen Grenzwerte.

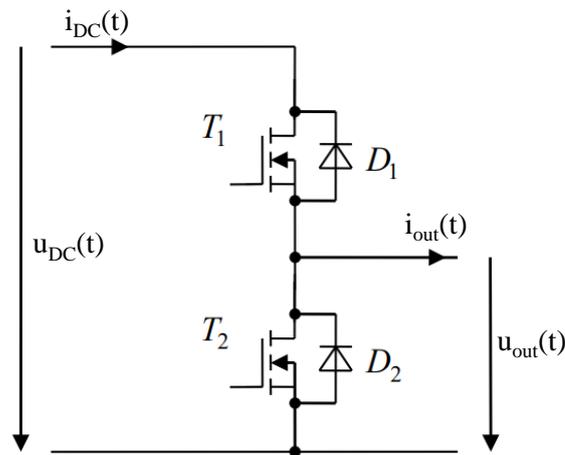


Bild 2.6.: Gleichstromsteller für beide Strompolaritäten (Zwei-Quadranten-Steller), Realisierung mit IGBTs und Dioden [56]

Der Zweipunktumrichter wird zumeist mit einer PWM mit zeitkontinuierlichem Sollwert angesteuert. Für die Mittelwertmodellierung werden Einflüsse wie Spannungsabfälle an den Halbleiterelementen, Kommutierungsvorgänge und Verzugszeiten vernachlässigt. Diese wirken sich in, mehr oder weniger, großen Fehlern auf den Mittelwert der Ausgangsspannung aus.

Als Maß zur Beurteilung der PWM-Methoden wird der Stromverlauf an einer Induktivität (L) mit einer Gegenspannung $u_0(t)$ verwendet:

$$L \cdot i(s) = u_{out}(t) - u_0(t) = z(t) \cdot U_{DC} - u_0(t) \quad (2.5)$$

Dieser Stromverlauf wird mit dem glatten Verlauf des Mittelwertmodells verglichen

$$L \cdot \bar{i}(s) = z^*(t) \cdot U_{DC} - u_0(t) \quad (2.6)$$

Für die Abweichung ergibt sich

$$\begin{aligned} e(t) &= \frac{\Delta i(t) - \Delta i_0}{\Delta i_{max}/2} = \frac{8L}{U_{DC} T_s} \frac{1}{L} \int_0^t (z(t) - z^*(t')) U_{DC} dt' e(t) \\ &= \frac{8}{T_s} \int (z(t) - z^*(t)) dt \quad (2.7) \end{aligned}$$

Diese bezogene Stromabweichung ist nun unabhängig von spezifischen Parametern und kann deshalb als dimensionslose Größe zur Beurteilung der PWM-Methode herangezogen werden. Ein Wert von $e(t) = 1$ bedeutet, dass die Stromabweichung gleich der maximal auftretenden Stromschwankung ist. In Bild 2.7 ist ein PWM basierend auf einem symmetrischen Dreieckssignal dargestellt. Für die Form des Trägersignal gibt es diverse Methoden, wie z.B. mit fallendem Dreieckssignal oder symmetrischem Dreieckssignal.

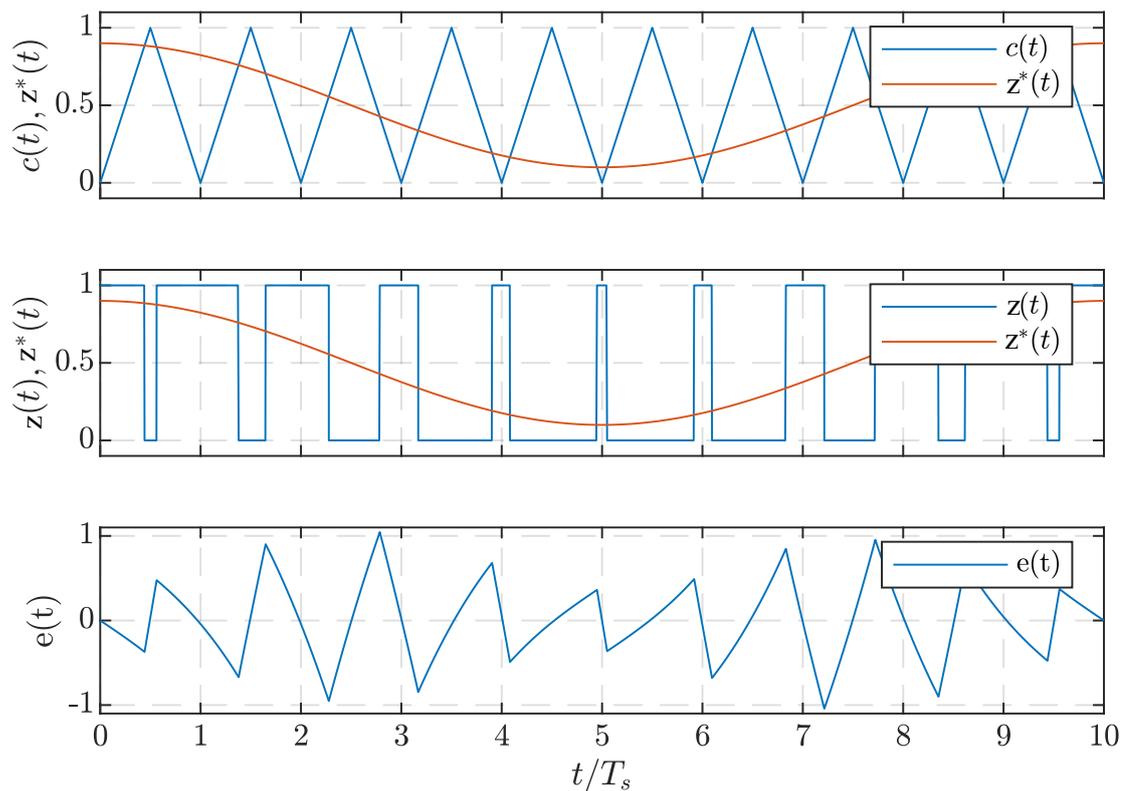


Bild 2.7.: PWM mit symmetrischem Dreieckssignal bearbeitet nach [56]

Durch die PWM wird der gewünschte Sollwert als Mittelwert der Schaltfunktion realisiert. Die schaltende Arbeitsweise führt zu Oberschwingungen. Für folgende Aspekte sind die Oberschwingungen von Bedeutung:

- Zusätzliche Verluste in Induktivitäten
- Geräusche (die vorrangig durch magnetische Elemente im Stromkreis entstehen)
- Verzerrungen bei Audio-Anwendungen
- Anregung von Resonanzen
- Einhaltung von Oberschwingungsgrenzdaten in öffentlichen Netzen
- Sicherstellung der EMV zwischen verschiedenen elektrotechnischen Komponenten und Systemen

Der THD ist definiert als das Verhältnis der summierten Leistungen P_h aller Oberschwingungen zur Leistung der Grundschwingung P_1 . Ein Rechtecksignal mit 50 kHz bspw. enthält eine sinusförmige Grundschwingung mit 50 kHz und Oberschwingungen mit dem 3-, 5-, 7-, 9-fachen der Grundfrequenz. Feldgrößen wie Spannungen, Ströme, gehen in den Bezug quadratisch ein. Für ein Spannungssignal ist das Verhältnis der Effektivwert-Spannungen dem Energie-Verhältnis gleichwertig:

$$THD(\%) = \frac{\sum_{h=2}^{\infty} U_h^2}{U_1^2} \cdot 100 \quad (2.8)$$

2.2.2. Vier-Quadranten-Steller mit Spannungszwischenkreis

Der **Vier-Quadranten-Steller** (4QS) (vgl. Bild 2.8) ist eine auf dem elementaren Tiefsetzsteller basierende Umrichterstruktur. Sowohl Ausgangsspannung (U_{out}) als auch Ausgangsstrom (I_{out}) können beide Polaritäten annehmen, so dass der Steller sowohl für DC- als auch für AC-Anwendungen eingesetzt werden kann, z.B.:

Definition der Schaltfunktionen für den 4QS:

- Stromrichter für Gleichstrommotoren, für beide Drehrichtungen und motorischer, sowie generatorischer Betrieb
- Wechselrichter für Einphasen-Wechselstrommotoren
- Gleichrichter für Einphasen-Wechselspannung (rückspeisefähig)

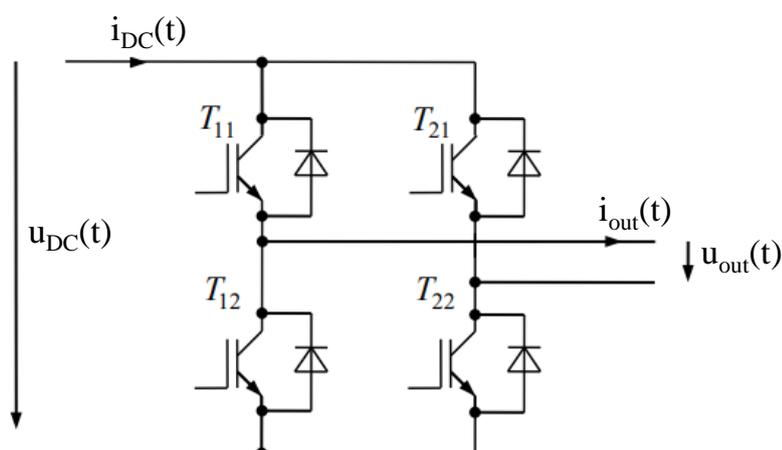


Bild 2.8.: Vier-Quadranten-Steller, Realisierung mit vier IGBT [56]

Definition der Schaltfunktionen, wenn Schalter T_{11} und T_{22} geschlossen sind, dann ist $z = 1$. Wenn hingegen Schalter T_{12} und T_{22} geschlossen sind dann ist $z = -1$.

Damit:

$$u_{out}(t) = \frac{1}{2}(z_1(t) - z_2(t))u_{DC}(t) \quad (2.9)$$

$$u_{DC}(t) = \frac{1}{2}(z_1(t) - z_2(t))i_{out}(t) \quad (2.10)$$

Zur Vereinfachung der Schreibweisen können beide Schaltfunktionen z_1, z_2 zu

$$z(t) = \frac{1}{2}(z_1(t) - z_2(t)) \quad (2.11)$$

zusammengefasst werden, die dann die drei Werte $z = \{-1, 0, +1\}$ annehmen können. Damit lauten die Gleichungen:

$$u_{out}(t) = z(t) \cdot u_{DC}(t), i_{out}(t) = z(t) \cdot i_{DC}(t) \quad (2.12)$$

Die PWM kann komplementär getaktet werden. Steuerungstechnisch ist diese Variante simpel, weshalb sie gelegentlich eingesetzt wird, wenn geringster Aufwand angestrebt wird. Die komplementäre Taktung nutzt aber die Möglichkeiten des Stellers unzureichend aus. Empfehlenswert ist dagegen die versetzte Taktung (interleaving), bei der die Stellbefehle der beiden Stränge mit Hilfe zweier gegeneinander um 180° verschobenen Modulationsträgern erzeugt werden, was allerdings in Bezug auf die Ansteuerung einen etwas höheren Aufwand erfordert.

Als Maß für den Spannungsfehler wird erneut die normierte integrale Abweichung $e(t)$ verwendet. [56] Die PWM-Frequenz wurde zur besseren Visualisierung zehnmal höher als die Grundfrequenz gewählt. Diese beträgt bei konventionellen Umrichtern 20 kHz.

2.2.3. Dreipunkt-Stromrichter mit Spannungszwischenkreis

Die durchgeführten Betrachtungen gelten nun in gleicher Weise für andere Dreipunktumrichter neben dem 4QS. Ein Beispiel hierfür sind die sogenannten **Neutral Point Clamped** (NPCs), welche ebenfalls wie der 4QS Vorteile gegenüber Zweipunktumrichtern besitzen. Hier wäre vor allem der resultierende Spannungsfehler¹ und eine Verringerung der Spannungsfestigkeit der Komponenten zu nennen.

¹Dies führt zu kleineren Netzfiltern, was eine Einsparung von teurem und schwerem Kupfer bedeutet.

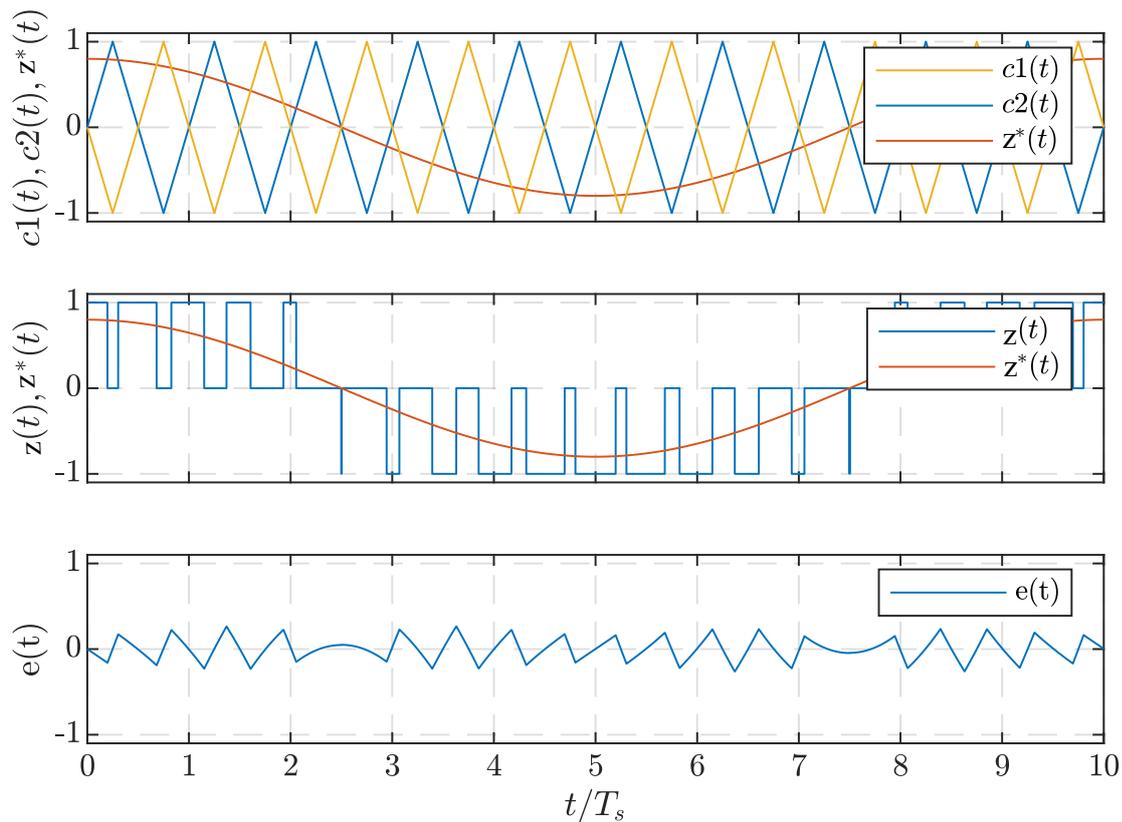


Bild 2.9.: PWM für 4-Quadranten-Steller mit idealen Schaltern, versetzte Taktung der beiden Zweige bearbeitet nach [56]

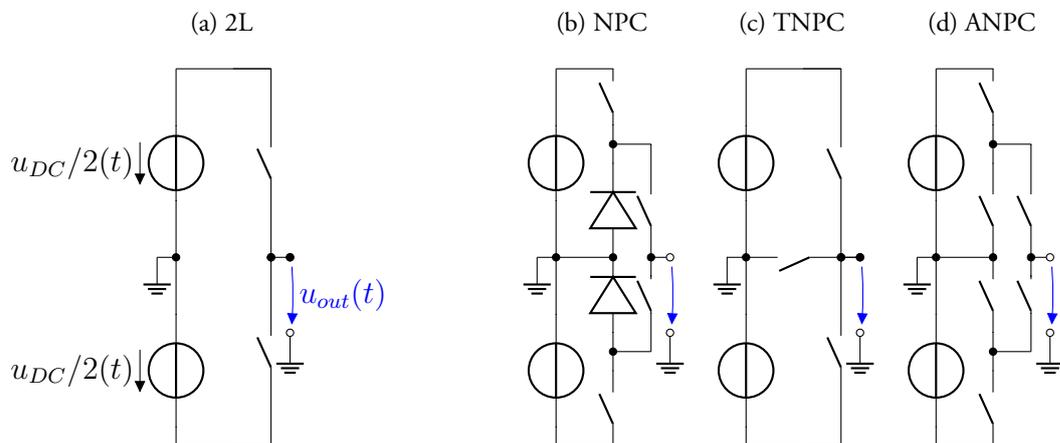


Bild 2.10.: (a) Zweipunktumrichter (b-d) Unterschiedliche Topologien von Dreipunktumrichtern (NPCs)

Das hat dazu geführt, dass die NPCs [57] eine etablierte Topologie im Bereich von Mittelspannungsantrieben [58], [59] ist. Dreipunktstromrichter weisen allerdings auch vorteilhafte Eigenschaften im Bereich von Niederspannungsanwendungen mit hoher Zwischenkreisspannung (z. B. 1,2 kV) bzw. hohen Ausgangs- und Schaltfrequenzen auf [54], [60],

weswegen für derartige Anwendungen zunehmend attraktive Halbleitermodule mit NPC Phasenbausteinen verfügbar werden [61]. Eine Phase eines NPC ist in Bild 2.10b gezeigt. Es werden vier aktive Schalter eingesetzt, um die Ausgangsspannung zu erzeugen. Es ergeben sich die Schaltfunktion $z \in \{1, 0, -1\}$ und die Ausgangsspannung $u_{out} = z \cdot u_{DC}$ gegenüber dem Mittelpunkt M des geteilten Zwischenkreises. Beim NPC gibt es in einer Phase pro Stromrichtung zwei Kommutierungspfade deren Streuinduktivität gering gehalten werden muss. [55]

Es werden drei unterschiedliche Topologien für NPC diskutiert: der konventionelle NPC, **T**-type **N**eutral **P**oint **C**lamped (TNPC) und **A**ctive **N**eutral **P**oint **C**lamped (ANPC). Hinsichtlich der Effizienz hat sich der TNPC als vorteilhaft herausgestellt [62]–[64]. Ein Vergleich der Verluste führt zu einigen Schwierigkeiten abhängig von den verwendeten Bauteilen und der Schaltgeschwindigkeit [63].

Zudem hat der konventionelle NPC den Nachteil einer ungleichmäßigen Verteilung der Verluste auf die einzelnen Bauteile. Dies kann mit der ANPC-Topologie verbessert werden. Dieser hat mehr Freiheitsgrade, welche unterschiedliche PWM-Strategien ermöglichen. Dadurch kann die Belastung aller Bauteile angeglichen werden bei vergleichbaren Verlusten [65]. Ein weiterer Vorteil des ANPC ist die Möglichkeit die schnell und langsam schaltenden Komponenten in allen vier Quadranten zu verwenden was zu Vorteilen im bidirektionalen Betrieb führt [66].

3. Prinzipien von Modular Multilevel Systemen im Vergleich

Nachdem nun die grundlegenden Bauelemente und der Stand der Technik bei Umrichtern erläutert wurde, soll nun auf MMS näher eingegangen werden. Vorteil eines MMS ist es, dass durch die Aufteilung der schaltenden Bauteile die Belastung, der jeder Schalter ausgesetzt ist, verteilt wird. Diese wird durch die Sperrspannung, den Strom der geleitet wird und die Anzahl der Schaltaktionen in einer bestimmten Zeit definiert. Zudem bestimmen diese Parameter die Verluste maßgeblich und damit proportional auch die Bauteiltemperatur. Die Verluste bestimmen die Effizienz, Lebensdauer und Zuverlässigkeit des Konverters.

Ein weiterer Vorteil ist, dass bei durch MMS erzeugte Signalformen eine geringere harmonische Verzerrung entsteht. Hierbei dient eine zweistufige Alternative als Referenz. Dies führt zu einer Reduzierung der passiven Komponenten im Ausgangsfilter und erhöht potentiell die Bandbreite und Genauigkeit des Umrichters [67].

Trotz dieser Fähigkeiten werden MMS in der Industrie selten eingesetzt. Sicherlich ist die Tatsache, dass MMS gegenüber anderen Systemen oft teurer und komplexer zu entwickeln sind, ein Grund hierfür. Eine Ausnahme sind Anwendungen, bei denen aufgrund der hohen Leistung bereits viele Schaltbausteine notwendig sind. Dies ist zum Beispiel bei Hochvolt-Gleichstrom oder engl. **High-Voltage Direct Current (HVDC)**-Systemen der Fall [68].

3.1. Historische Entwicklung von Multilevelsystemen

In den 60er Jahren wurde es durch das Aufkommen von Halbleiterschaltern mit Ausschaltfunktionalität (z.B. IGBT, MOSFET) möglich spannungsgeführte Stromrichter oder engl. **Voltage Source Converter (VSC)** aufzubauen, die bisherigen Schalter ohne diese Funktion (z.B. Thyatronen, Quecksilberdampfgleichrichtern, Thyristoren) wurden weitestgehend obsolet. In der Folge etablierten sich Umrichter, die unabhängig vom Wechselstromnetz betrieben werden konnten und zudem eine erhöhte Steuerbarkeit sowie ein besseres Verhalten hinsichtlich Oberschwingungen besitzen. [69]

Der NPC und die Capacitor Clamped bzw. **Flying Capacitor Topologien (FC)** waren die ersten kommerziell eingesetzten Mehrpunktumrichter. Diese werden bis heute im Mittelspannungsbereich oder für Hochleistungs-Motoranwendungen im Industriebereich, seltener im Hochspannungsbereich, genutzt. Bei diesen Topologien müssen aufgrund der zu-

meist niedrigen Anzahl an Spannungsstufen¹, mehrere Halbleiterschalter direkt in Reihe geschaltet werden, um die benötigte Spannungsfestigkeit zu erreichen. [69]

Die Anfänge der MMS sind in den Bemühungen begründet, höhere Spannungen als die Sperrspannung eines einzelnen Halbleiterschalters zu transformieren. Dafür wurden mehrere Spannungsquellen über ein Schalternetzwerk seriell geschaltet oder überbrückt. Durch eine Patentrecherche konnte Dudin zudem die Entwicklung der einzelnen Topologien herausarbeiten, welche in Bild 3.1 dargestellt werden. [70]

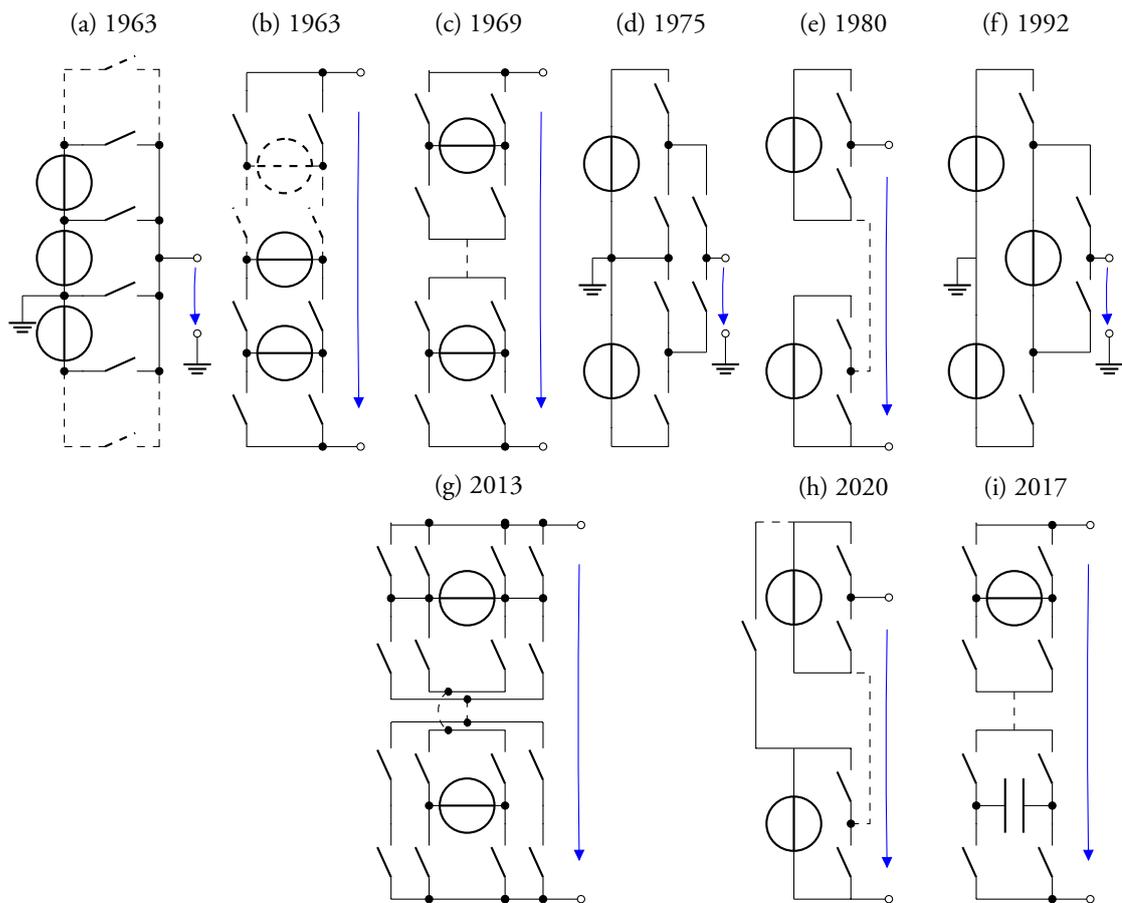


Bild 3.1.: Historische Entwicklung von Grundprinzipien zur Erzeugung stufenförmiger Spannungen mit Relevanz für diese Arbeit (c) Vollbrücken MMS vgl. Kapitel 3.5.2, (d) NPC, (g) M2B, (h) BM3 vgl. Kapitel 3.6.3, (i) EMMC vgl. Kapitel 3.5.1 erweitert nach [70]

Bei den Schaltungen in Bild 3.1a und b von 1963 konnte die Spannung über den Schalter nicht durch die Spannungsquellen begrenzt werden. Die zumeist verwendeten Kondensatoren müssen durch entsprechende Regelalgorithmen in einem sinnvollen Spannungsband gehalten werden. Bild 3.1c und d zeigen Ausführungen der NPC und Bild 3.1f des FC.

¹Eine Erweiterung auf mehrere Stufen ist zuweilen sehr aufwendig, da sich die Komplexität dabei erheblich erhöht.

Die Schaltungen in Bild 3.1c und e sind dabei besonders hervorzuheben, da diese erstmals aus identischen Modulen (modular) zusammengesetzt wurden. Dadurch ist es möglich, den Umrichter flexibel auf neue Anforderungen anzupassen. Sie gelten als Begründer der Familie der MMC. Charakteristisch für diese Umrichtertopologie ist es, dass die Anzahl an Ausgangsspannungsebenen mit der Anzahl an eingesetzten Modulen skaliert. Hierdurch wird der Aufbau durch immer wiederkehrende Elemente vereinfacht [71], [72]. Diese sind dazu in der Lage, bidirektional DC- und AC-Spannungen umzurichten, dreiphasige Netze zu speisen und Wechselspannungsnetze unterschiedlicher Frequenz miteinander zu koppeln.

Anhand dieser historischen Aufstellung, lassen sich die in dieser Thesis behandelten Topologien eingruppiert. In Kapitel 3.5.1 wird auf den EMMC (vgl. Bild 3.1i) eingegangen, der aufgrund seiner abgestuften Submodulspannungsebenen, Ähnlichkeiten mit dem FC (vgl. Bild 3.1f) zeigt. Ein gravierender Unterschied ist jedoch die Spannungsversorgung der Submodule und damit die Dimensionierung der Kondensatoren hinsichtlich deren Kapazität. Der FC lädt seine Kondensatoren durch die Erzeugung eines Potentialunterschiedes. Wo hingegen der EMMC durch schnelle Umpolungen, mit oder entgegen der Laststromrichtung, seiner Kondensatoren auf dem gewünschten Spannungsebene hält. Eine detailliertere Beschreibung der Funktionsweise findet sich in Kapitel 3.5.1. Weiter verwendet der FC gegenüber dem EMMC Halb- statt Vollbrücken und ist daher nicht in der Lage die Ausgangsspannung zu erhöhen. Dadurch besitzt der FC weniger Freiheitsgrade bei der Erzeugung der Ausgangsspannungsebenen. Aufbauend darauf wird der ebenfalls auf Kondensatoren basierende Ansatz des Magnetstimulators für die Medizintechnik in Kap. 3.5.2 erläutert, der auf Bild 3.1c, dem Vollbrücken-MMC gründet. Bei den batteriebasierten MMS erweitert der Ansatz des M2B (vgl. Bild 3.1g) den Vollbrücken-MMC (vgl. Bild 3.1c) um die Möglichkeit des Parallelschaltens von Energiespeichern. Äquivalent hierzu ergänzt der BM3 (vgl. Bild 3.1h) den Halbbrücken-MMC (vgl. Bild 3.1e) um diese Funktion. Eine detailliertere Erklärung hierzu findet sich in Kapitel 3.6.2 und 3.6.3.

3.2. MMC für Hochspannungsanwendungen

Derzeit wird die Forschung und Entwicklung von Multilevelschaltungen zu einem großen Teil von den steigenden Leistungsanforderungen an die Stromrichter angetrieben, begleitet von den begrenzten Sperrspannungen der Halbleiterchips. Aufgrund dessen hat der MMC für Hochspannung eine wegweisende Funktion innerhalb der MMS.

Bild 3.2 zeigt den grundsätzlichen Unterschied zwischen einem PWM-basierten System, zumeist eine Brückenschaltung aus 6-Schaltern (B6)-Umrichter für drei Phasen, und einem MMC.

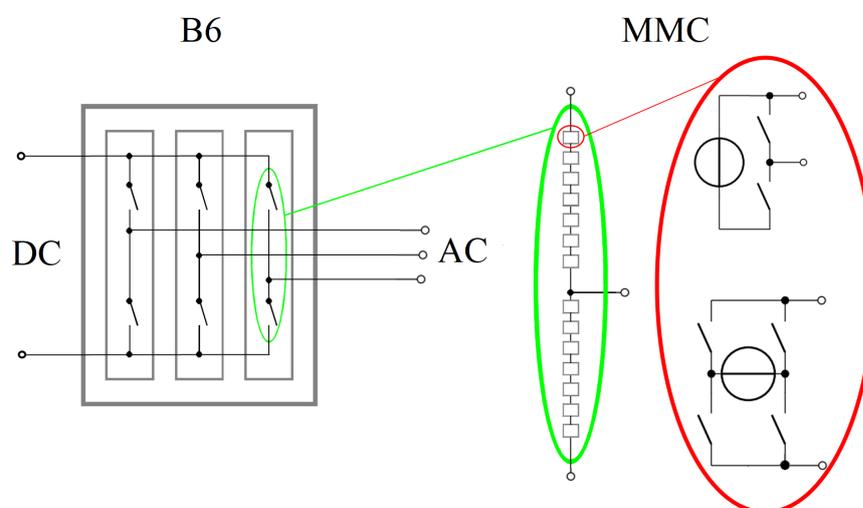
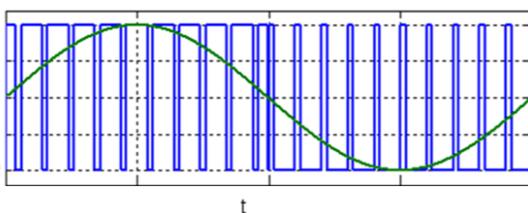


Bild 3.2.: Aufbau eines PWM (B6)- und MMC-Systems mit zwei Multilevelarmen (positiv und negativ). Dabei ersetzt ein Multilevelarm einen Arm des B6-Systems und ein Kästchen des Multilevelsystems repräsentiert eine Halb- oder Vollbrücke.

Jeder der sechs Schalter eines PWM-Systems, die für eine dreiphasige DC/AC-Systemkopplung benötigt werden, wird bei einem MMC durch eine Vielzahl von einzelnen Modulen abgebildet, die jeweils über einen Kondensator als Energiespeicher verfügen. Statt wie bei PWM-Systemen, die DC-Spannung über mehrere Schalter synchron einschalten, dass lediglich im Zeitmittel eine Wechselspannung dargestellt wird, wird beim MMC die Sinusspannung durch Aufbau einzelner Stufen angenähert (siehe Bild 3.3).

PWM-Modulation



Multilevel-Modulation

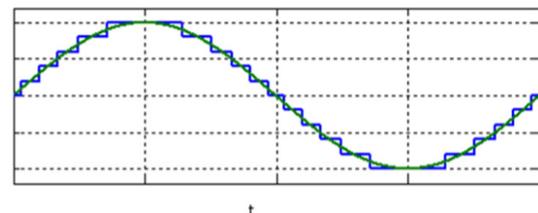


Bild 3.3.: Vergleich der Ausgangsspannung (blau) eines PWM- und MMC-Systems mit Sollspannung in grün

Die Vorteile dieses Ansatzes liegen im geringeren Filteraufwand, der geringeren Schalt­häufigkeit pro Submodul bei niedrigeren Einzelmodulspannungen, sowie der grund­­sätzlichen Bidirektionalität des Systems. Trotz der hohen Anzahl an Modulen können **Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragungs (HGÜs)**-Systeme damit deutlich kompakter realisiert werden, da die bei bisherigen Lösungen benötigten Filteranlagen reduziert werden können. Gleichzeitig bietet das System Vorteile für den Aufbau zukünftiger Schutz­ein­­rich­­tungen.

Die Fähigkeiten von MMCs wurden in den letzten Jahren für immer mehr neue Anwen­dungen diskutiert, so z.B. für große Antriebe oder Hochspannungs-Netzverbindungen [73]–[78]. Für HVDC-Anwendungen sind MMCs der Stand der Technik [78]–[80]. Zudem entstehen immer mehr Ansätze im Niederspannungs-Bereich [78], [81].

Eine Eigenschaft von MMCs ist ihre gleiche Implementierung von sogenannten Submodu­len. Diese 2-terminal Schaltzellen bestehen aus einer internen DC-Speicherkapazität. Ab­strahiert betrachtet, kann ein MMC in drei unterschiedliche Layer unterteilt werden:

Upper Layer: Hauptschaltung

Medium Layer: Submodul

Lower Layer: Halbleiterschalter

Verglichen mit einem konventionellen VSC, ist der „Medium Layer“ neu. Durch diesen ist es möglich, die Anforderungen an das Gesamtsystem von denen der Schalter/Halblei­ter zu entkoppeln. Dabei bildet das Gesamtsystem zumeist einen AC/DC-Konverter (mit DC-Bus) und teilweise einen AC/AC-Konverter (Matrix-Konverter) [82]. Das Besondere hierbei ist, dass die Submodule (mit zwei Anschlussterminals) keine Energieversorgung be­nötigen. Sie benötigen nur eine Kapazität als Energiespeicher, die sich wie eine kontrollierte Spannungsquelle verhält. Der gesamte Energiespeicheraufwand ist größer als der bei einem konventionellen, mehrphasigen Konverter. Dieser Sachverhalt stellt einen der grundlegen­den Nachteile eines MMCs dar und entsteht durch das Konzept der verteilten Kapazitäten. Es gibt Ansätze, diesen Nachteil abzumildern. Jedoch werden hierfür höhere Investitionen in die Halbleiter und eine verbesserte Regelung notwendig [82]–[84]. Eine Möglichkeit ist es, die Submodule als Vollbrücken auszuführen [45].

Aus industrieller und technischer Sicht lassen sich die wichtigsten Punkte des MMC-Konzepts für Hochspannung folgendermaßen zusammenfassen:

- Die Submodule sind mit zwei Anschlusspunkten ausgeführt und simpel aufgebaut.
- Es besteht kein Bedarf, die Submodule mit Energie zu versorgen.
- Commutation Loops, welche wichtig für ein hochfrequentes Schalten sind, können im Submodul optimiert werden.

Zudem hat ein MMC gegenüber VSC oder Multilevel-VSC Vorteile, die zunächst irritierend wirken mögen:

- Der interne Armstrom ($i_a(t)$) des Konverters wird nicht unterbrochen. Er fließt kontinuierlich. Zudem können diese durch den Konverterregler eingestellt werden.
- Streuinduktivitäten und zusätzliche Spulen (L_a) stellen kein Problem dar. Sie sind bis zu einem bestimmten Niveau sogar von Vorteil, da sie Kreisströme mit hoher Frequenz blockieren.
- Es ist nicht länger notwendig, auf der DC-Seite eine Kapazität vorzusehen. Dies stellt einen essentiellen Fortschritt bei Umrichtern dar.
- Die DC-Bus-Spannung wird durch den Konverterregler kontrolliert und kann schnell und direkt eingestellt werden. Genauso verhält es sich mit der Multilevelspannung auf der AC-Seite.

Die beiden letzten Punkte ermöglichen eine bessere und schnellere Kontrolle der Werte auf der DC-Seite und des damit direkt zusammenhängenden realen Energieflusses. Zudem können Fehlerfälle auf sichere Art und Weise beeinflusst werden, beispielsweise ein Kurzschluss auf der DC-Bus Seite. Die neuen Freiheitsgrade sind sehr nützlich, werden aber oft übersehen, da konventionelle Umrichter diese nicht bieten [71], [85]. [45]

3.3. Herausforderungen Niederspannungsanwendungen

Aufbauend auf dem großen Erfolg des MMC bei Hochspannungs-Anwendungen, wurden in dieser Thesis Topologien untersucht und entwickelt, die die Vorteile des MMC für Niederspannungsanwendungen erschließen sollen. Eine exakte Umsetzung des Hochspannungs-MMC-Ansatzes für Niederspannungs-Anwendungen ist aufgrund der hohen Submodulanzahl möglich, aber nicht zu empfehlen. Dies beruht zum einem auf dem komplexen Aufbau der MMC der einen positiven und negativen Arm benötigt, aber auch an der relativ hohen Modulanzahl.

Durch die Anwendung der Multileveltechnik im Niederspannungs Bereich werden neue Denkansätze möglich. Im Gegensatz zur Hochspannungs-Technik werden hier neue Freiheitsgrade eröffnet. Durch die neuen Gegebenheiten können nun einzelne Module des Multilevelumrichters unterschiedliche Spannungen besitzen, zudem wird ein Parallelschalten einfacher. Außerdem können die Kondensatoren durch Akkumulatoren ersetzt werden. Dies macht die Energiespeicher zu Quellen. Dadurch wird die Komplexität des Systems halbiert, der Umrichter besitzt nur noch eine Schnittstelle zur Außenwelt und nicht mehr einen Ein- und einen Ausgang.

Diese drei neuen Dimensionen – variable Modulspannung, Parallelschalten von Modulen und Ersatz der Kondensatoren durch Akkumulatoren – existieren bei Hochspannungssystemen nicht. Dadurch werden die in dieser Doktorarbeit untersuchten Möglichkeiten, erst sichtbar.

3.4. Oberwellen und Filterdesign

Nachdem in den vorangegangenen Kapiteln der aktuelle Stand der Technik, die Zweipunkt- und Dreipunktumrichter (z.B. NPC) vorgestellt wurden, soll nun einer der gravierendsten Vorteile von MMS explizit erläutert werden. Der geringe Netzfilteraufwand bei Operation am Stromnetz. Bei der Netzanbindung eines elektrischen Gerätes gilt die DIN EN 50160 [86]. Die Einhaltung dieser Norm wird leichter, je öfter ein konventioneller Zweipunktumrichter schaltet oder umso geringer die Stufenhöhe von Multilevelumrichtern ist. Die Oberwellen und somit auch der THD sinken zusammen mit der Stufenhöhe, da das vorgegebene Sinussignal des Stromnetzes besser approximiert werden kann. Dies soll anhand von Beispielen näher erläutert werden. So ergibt sich bei einem MMS auf Zellebene, also mit ca. 3,5 V an einer Last von 10 Ω und 0,1 mH, ein THD von 0,43 % im Ausgangsstrom. Dieser Wert liegt weit unterhalb der DIN EN 50160 und es wäre denkbar, ohne Filter direkt am Netz zu agieren. Wenn von einer Modulspannung von 48 V ausgegangen wird, was einer Seriellverschaltung von ca. 12 Zellen entspricht, verschlechtert sich der THD auf 6,1 %. Verglichen mit dem Wert, den ein Dreipunktumrichter in Blockkommutierung erreicht (THD 27,2 %) ist dies eine erhebliche Verbesserung. Zur Visualisierung der Ver-

besserung der Spannungs- bzw. Stromqualität gegenüber konventionellen Umrichtern dient Bild 3.4. MMS führen somit zu kleineren oder obsoleten Netzfiltern und dies wiederum zu geringeren Kosten/Verlusten sowie einem kleineren Bauvolumen des Gesamtverbundes aus Batterie, Umrichter und Filter. Die Firma Solar Edge hat bereits als erster Hersteller diese Idee kommerziell umgesetzt [87].

In Kapitel 2.2.1 wurde die Abweichung $e(t)$ für Zwei- und Dreilevelumrichter durchgeführt. Die Spannung der Umrichter wird auf die Bezugsspannung² U_B normiert

$$U_B = 4 \text{ V} \quad (3.1)$$

Ein Zweilevelumrichter ($2L$) hat unten eine Zwischenkreisspannung von $U_{2L} = 400 \text{ V}$. Wird diese Spannung halbiert um einen Dreilevelumrichter³ ($3L$) zu erhalten, ist die Stufenhöhe $U_{2L} = 200 \text{ V}$, bezogen auf die gleiche Gesamtspannung von 400 V . Dabei ist zu beachten, dass es bei diesen Umrichtern notwendig ist, die Ausgangsspannung mit PWM zu approximieren. Um den Vorteil der Multileveltopologien zu visualisieren, wurde ein 18-Levelumrichter ($18L$) und ein 200-Levelumrichter ($200L$) gewählt.

Damit ergeben sich folgende Werte im per-unit-System (pu)

$$\begin{aligned} U_{2L,pu} &= \frac{400 \text{ V}}{U_B} = 100 \text{ pu} \\ U_{3L,pu} &= \frac{200 \text{ V}}{U_B} = 50 \text{ pu} \\ U_{18L,pu} &= \frac{48 \text{ V}}{U_B} = 12 \text{ pu} \\ U_{200L,pu} &= \frac{4 \text{ V}}{U_B} = 1 \text{ pu} \end{aligned} \quad (3.2)$$

In Bild 3.4 oben ist die Annäherung eines 18-Levelumrichters (12 pu) an den Sollsinus dargestellt. Diese wird jedoch von einem 200-Levelumrichter (1 pu), Bild 3.4 mittig übertroffen. Dadurch wird die Abweichung $e(t)$ weiter verringert. Um einen Vergleich zu konventionellen Umrichtern zu ermöglichen, wurden die Abweichungen für den Zwei- (vgl. Bild 2.7) und Dreilevelumrichter (vgl. Bild 2.9) ebenfalls dargestellt. Diese können jedoch durch eine schnellere PWM-Frequenz verbessert werden. Hier wurde zur Visualisierung bei Zwei- und Dreilevelumrichtern eine zehnmal höhere PWM-Frequenz als die Grundschwingung des Sollsinus gewählt.

²Diese wird auf eine mögliche Batteriespannung gesetzt. Die Spannung einer Batterie variiert je nach Zellchemie und Ladezustand.

³Eine ausführliche Erläuterung der unterschiedlichen Dreilevelumrichtern wurde in Kap. 2.2.1 durchgeführt.

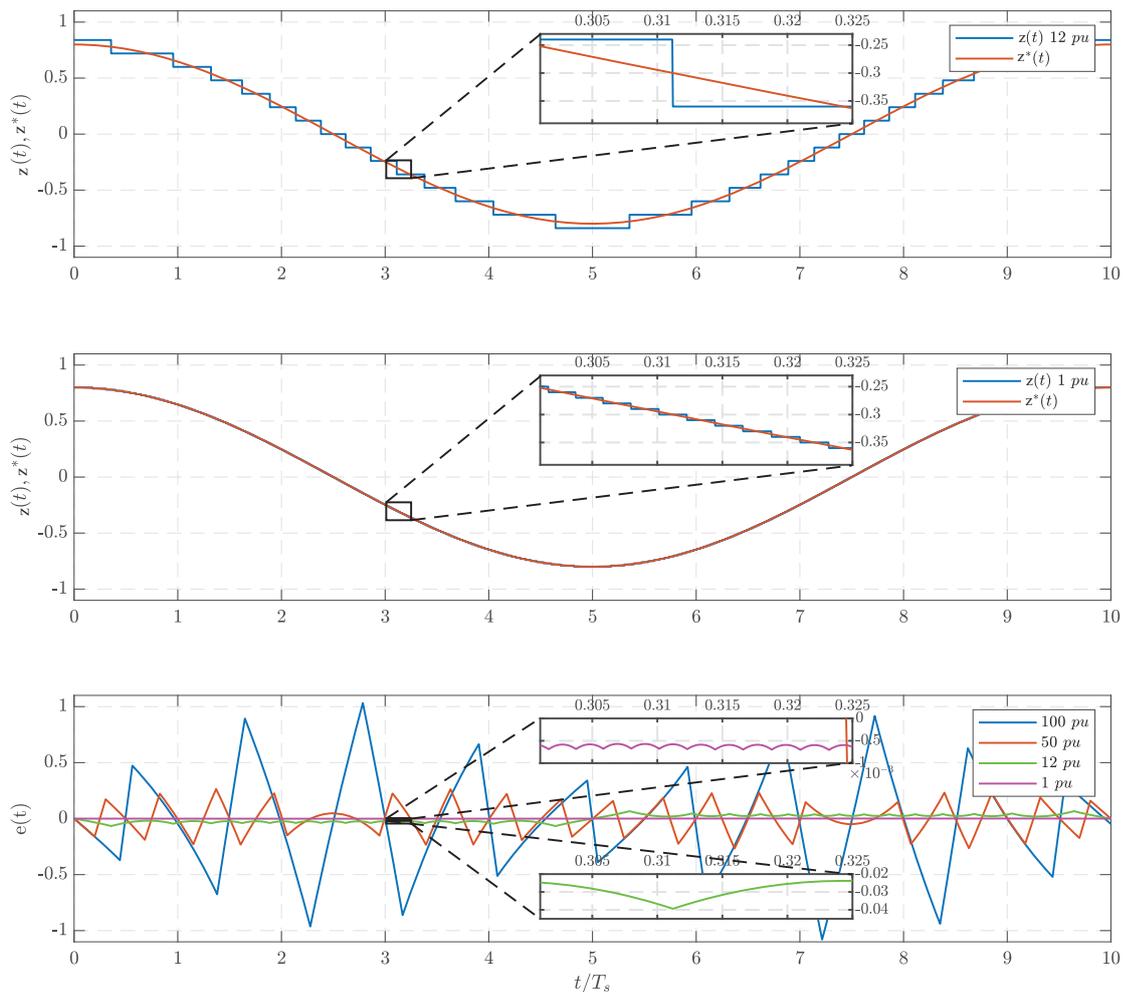


Bild 3.4.: (oben) Annäherung eines Sinus mit 18 Leveln (mitte) Annäherung eines Sinus mit 200 Leveln (unten) Abweichung vom Sollsinus $z(t)^*$ für Zweilevelumrichter mit 100 pu, Dreilevelumrichter mit 50 pu und Multilevelumrichter mit 12 pu und 4 pu. Der Filteraufwand sinkt mit Abnahme der Abweichung vom Sollsignal und Zunahme der Level.

Um die Netznormen zu erfüllen wird konventionell ein Netzfilter eingesetzt. Dieser dient zur Glättung des PWM von Umrichtern aber auch zum Schutz der Schaltung. Für einen Anwendungsfall (z.B. BEV), der hohe Frequenzen bei kleinem Bauvolumen vorsieht, wird häufig als Netzfilter ein sogenannter LCL-Filter gewählt, siehe Bild 3.5.

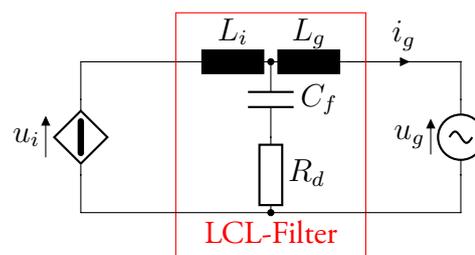


Bild 3.5.: Vereinfachte Darstellung eines LCL-Filters als Ausgangsfilter eines Stromrichters

3.5. Neue kondensatorbasierte MMC für Niederspannungsanwendungen

3.5.1. Konzept des EMMC

Das Ziel des EMMC ist es, die Vorteile eines MMC für Hochspannung in die Niederspannung zu transferieren. Hierzu wird ähnlich wie in [88], durch eine Verkettung von Vollbrücken mit Kondensatoren ein aktiver Filter aufgebaut. Dabei wird die bisher übliche Struktur einer festen Versorgungsspannung aus einer DC-Quelle (z.B. Blockbatterie) beibehalten und mit einem Grundschaltmodul verbunden. Die feine Spannungsabstufung im AC-Kreis ergibt sich durch zusätzliche Submodule, die eine unterschiedliche, exponentiell abgestufte Schaltspannung aufweisen, ausgehend von der Grundspannung U_{DC} . Mit einer entsprechenden Schaltlogik (näheres hierzu in Kap. 4.1) zur Ladung und Entladung der Submodule, lässt sich eine Vielzahl von Spannungsstufen mit einer geringen Anzahl an Modulen erreichen (siehe Bild 3.1).

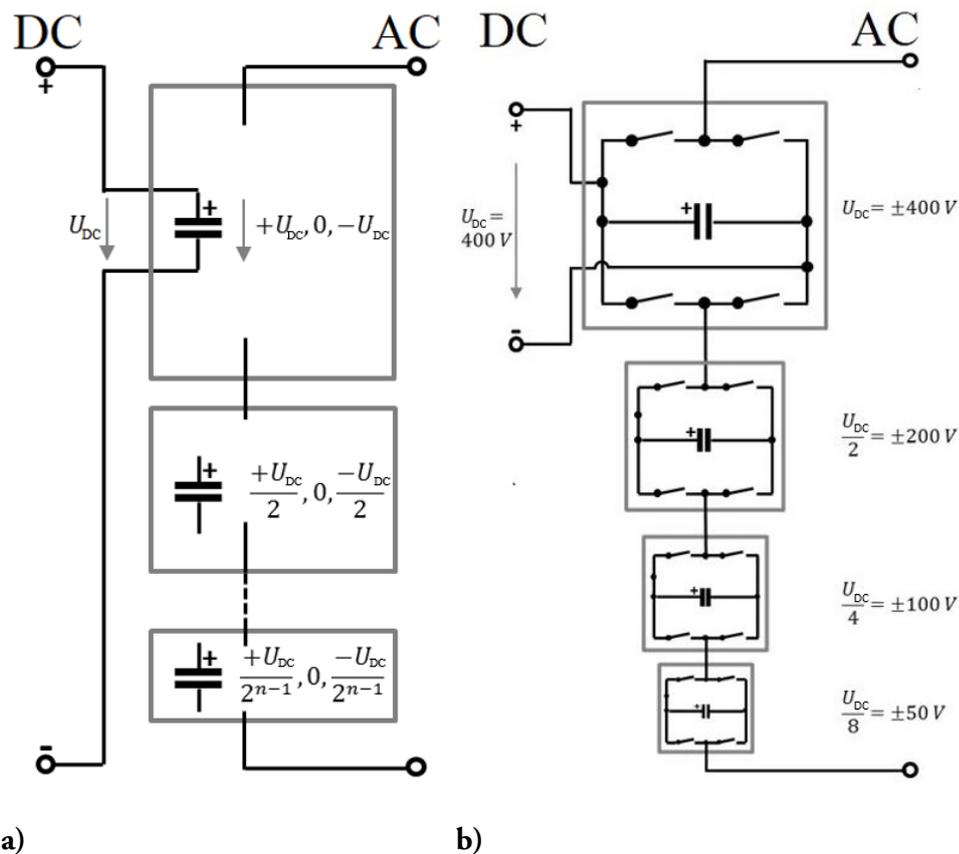


Bild 3.6.: (a) Prinzipskizze des EMMC mit den möglichen Schaltzuständen abhängig von U_{DC} [89]
 (b) EMMC mit beispielhaftem 400 V-Hauptmodul und 3 Submodulen [89]

Dieser Ansatz setzt auf einer vorgegebenen DC-Spannung aus einer klassischen Blockbatterie auf. Während beim MMC oder M2B für eine Halbierung der Stufenhöhe eine Ver-

Modul	Zustände																
8 fach									8	8	8	8	8	8	8	8	
4 fach				4	4	4	4						4	4	4	4	
2 fach		2	2				2	2			2	2				2	2
1 fach	1								1						1		1
Summe	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	

Tabelle 3.1.: Einfachste Schaltfolge der Module zur Bildung einer Treppenfunktion mit idealen Spannungsquellen (kein Spannungsausgleich).

doppelung der gesamten Modulanzahl erforderlich ist, gelingt dies beim EMMC mit nur einem einzigen zusätzlichen Modul pro Phase.

Das System kann grundsätzlich für Antrieb und Ladung mit unterschiedlicher Modulzahl betrieben werden und sowohl DC/AC- als auch DC/DC-Verbindungen bidirektional aufbauen. Damit sollen für einen Transfer des Multilevelansatzes auf Niedervolt-Anwendungen Kosten und Komplexität reduziert werden. Die Idee besteht insbesondere darin, ein Hauptmodul zum Schalten der kompletten DC-Spannung, wie sie aus einer Blockbatterie mit z.B. 400 V bereitgestellt wird, mit kondensatorbasierten Zusatzmodulen zu kombinieren. Die Spannungsstufen dieser Submodule sind jeweils in Zweierpotenzen abgestuft.

In Bild 3.6b ist ein einphasiges System mit einem 400 V-Modul und drei Submodulen dargestellt, die eine Spannungsabstufung von 200 V, 100 V und 50 V aufweisen.

Mit der gezeigten Konfiguration ist es nun möglich, einen Ausgangsspannungsverlauf mit einer Stufenhöhe von 50 V abzubilden. Die Höhe der einzelnen möglichen Stufen entspricht der Spannung des kleinsten Submoduls. Dies ist für den Fall geladener Kondensatoren (Positivfall) unmittelbar verständlich, da ähnlich dem Dualsystem einzelne Kondensatorspannungen addiert bzw. seriell geschaltet werden (vgl. Bild 3.1). Diejenigen Module, welche mit ihren Teilspannungen oder Spannungsbeiträgen für den Aufbau der gewünschten Ausgangsspannung benötigt werden, müssen dafür in den aktiven Betrieb geschaltet werden (dargestellt durch eine Zahl). Die nicht benötigten Module sind im Bypass-Betrieb, sodass insgesamt die gewünschte Ausgangsspannung erzielt wird.

Grundsätzlich sind für den Positivfall Spannungen bis zur doppelten Hauptmodulspannung, abzüglich der kleinsten Zusatzmodulspannung, in unserem Fall $(800-50)V = 750 V$, abbildbar. Zur Ausgabe negativer Spannungen werden die in Bild 3.6b dargestellten Vierquadranten-Module invertiert betrieben, das heißt mit $-U_0$, $-U_0/2$ etc. Das System verfügt durch Variation der Stufenbreite über eine hohe Flexibilität bei der Annäherung an unterschiedliche Kurvenformen, inklusive der Sinusfunktion.

Im realistischen Fall einer begrenzten Kondensatorkapazität, wird die Kondensatorspannung der einzelnen Module durch Entladung regelmäßig die Grenzen eines vorgegebenen Toleranzbandes (z.B. $\pm 1 V$) überschreiten. Das Nachladen einzelner Submodule erfolgt dann durch eine invertierte Zuschaltung; der Laststrom lädt nun das oder die entsprechenden Submodule, gleichzeitig wird die Gesamtspannung um die Kondensatorspannung re-

Modul	Ladez.	Zustände															
8-fach	konst.					8		8	8	8	8	8	8	8	8		
4-fach	+			4	-4	4					-4		4	-4	4	-4	
2-fach	+			2				-2			2	-2	2		-2	2	-2
1-fach	+		1		-1		1		-1		1		-1		1		-1
Summe		0	1	2	3	4	5	6	7	8	7	6	5	4	3	2	1

Tabelle 3.2.: Schaltfolge der Module zur Abbildung einer Treppenfunktion mit Ladungsausgleich der Kondensatoren im Lade- und Entladebetrieb mit neutralem Start.

Modul	Ladez.	Zustände															
8-fach	konst.					8		8	8	8	8	8	8	8	8		
4-fach	+			4	-4	4	-4		4				-4	4	-4		
2-fach	-			-2	2	-2		2	-2	2			-2			2	
1-fach	-			-1		1		-1		1		-1		1		-1	1
Summe		0	1	2	3	4	5	6	7	8	7	6	5	4	3	2	1

Tabelle 3.3.: Schaltfolge der Module zur Abbildung einer Treppenfunktion mit Ladungsausgleich der Kondensatoren im Lade- und Entladebetrieb mit negativen Start von SM3/SM4 und anschließendem Ausgleich.

duziert. Wichtig dabei ist, dass es weiterhin grundsätzlich möglich ist, jede Stufenspannung auch bei beliebigem Ladezustand der einzelnen Submodule darzustellen. In Tab. 3.2 und 3.3 sind der positive An- und Abstieg der Spannungen beispielhaft für zwei unterschiedliche Ausgangszustände der einzelnen Kondensatorladungen dargestellt, wobei vereinfachend davon ausgegangen wird, dass die Lade- und Entladezeit der Kondensatoren jeweils eine Stufendauer beträgt.

Die erste Abfolge (vgl. Tab. 3.2) beginnt mit geladenen Kondensatoren (Ladezustand jeweils „+“). Bei der zweiten Abfolge sind die Kondensatoren der Zusatzmodule *SM3* (2 fach) und *SM4* (1 fach) zu Beginn nicht ausreichend geladen (Ladezustand jeweils „-“) und müssen beim ersten Einsatz anti-seriell und damit invertiert in den Pfad geschaltet werden. In der zeitlichen Abfolge der einzelnen Schaltzustände ist der abwechselnde Einsatz der Zusatzmodule im Lade- und Entladebetrieb zu erkennen, dabei kann das Hauptmodul bei Bedarf jederzeit positiv zugeschaltet werden.

Im Gegensatz zum Positivfall ist nun allerdings als Maximalspannung nicht mehr in jedem Fall ein Überschreiten der Grundmodulspannung von 400 V möglich. Wie in Tabelle 3.3 gezeigt wird, ist die maximale Ausgangsspannung auf die Hauptmodulspannung (8-fach) begrenzt.

Grundsätzlich können durch den invertierten Betrieb die Kapazitäten der Module erheblich reduziert werden, weil innerhalb einer Spannungsstufe nacheinander unterschiedliche Zustände geschaltet werden können, die jeweils zur gleichen Ausgangsspannung führen. Damit können die Ladungs- bzw. Spannungszustände aller Modulkondensatoren zu jedem

Zeitpunkt austariert werden. In Bild 3.7a ist beispielhaft der Detailverlauf für die ersten beiden Spannungsstufen, 50 V und 100 V, mit jeweils vier unterschiedlichen Schaltzuständen dargestellt.

Innerhalb der einzelnen Schaltzustände kommt es dabei sowohl durch Entladung positiv geschalteter, als auch durch Ladung negativ geschalteter Kondensatoren, zu einem fortlaufenden Spannungsabfall.

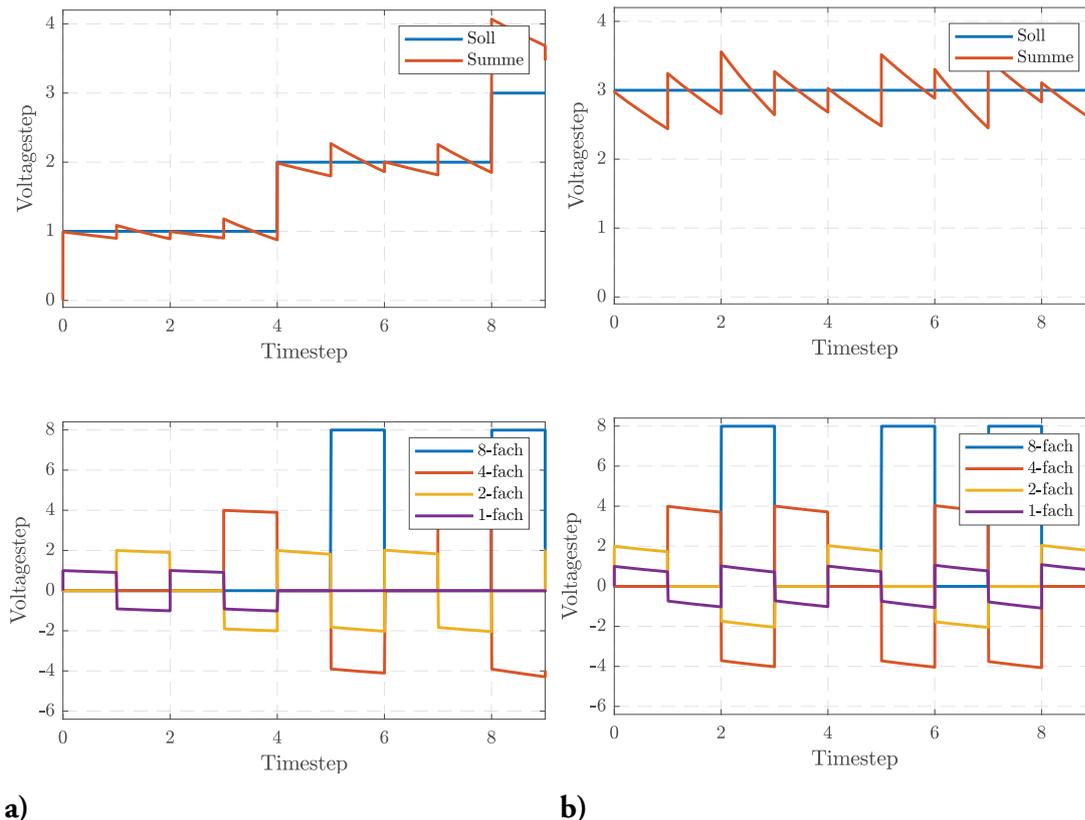


Bild 3.7.: (a) EMMC - Unterschiedliche Schaltzustände um Spannung zu halten: (oben) Konverterausgang (unten) Schaltzustände der Module (b) EMMC - Ausgabe einer DC-Spannung: (oben) Konverterausgang (unten) Schaltzustände der Module

Da die Dauer jeder Spannungsstufe bei dieser Schaltungstopologie systembedingt nicht begrenzt ist, kann damit grundsätzlich auch die Approximation einer DC-Ausgangsspannung im Rahmen der gegebenen Stufenhöhen ermöglicht werden. Das bedeutet, dass die erforderlichen Kapazitäten der Modulkondensatoren unabhängig von der Ausgangsfrequenz des Stromrichters sind und nur die Häufigkeit des Wechsels der Schaltzustände bestimmen. Damit sind z.B. hohe Anfahr Drehmomente der Maschine ohne weiteres möglich. Im Gegensatz dazu muss bei derzeitigen MMC die Modulkapazität der Stufendauer bzw. der Frequenz der angegebenen Drehspannung angepasst werden. In Bild 3.7b wird eine entsprechende Schaltfolge für eine konstante Ausgangsspannung von 3 dargestellt. Dies entspricht 150 V, bei einer Modulspannung von 50 V des kleinsten Submoduls. Der gezackte Verlauf ist in der Auf- und Entladung der Kondensatoren begründet.

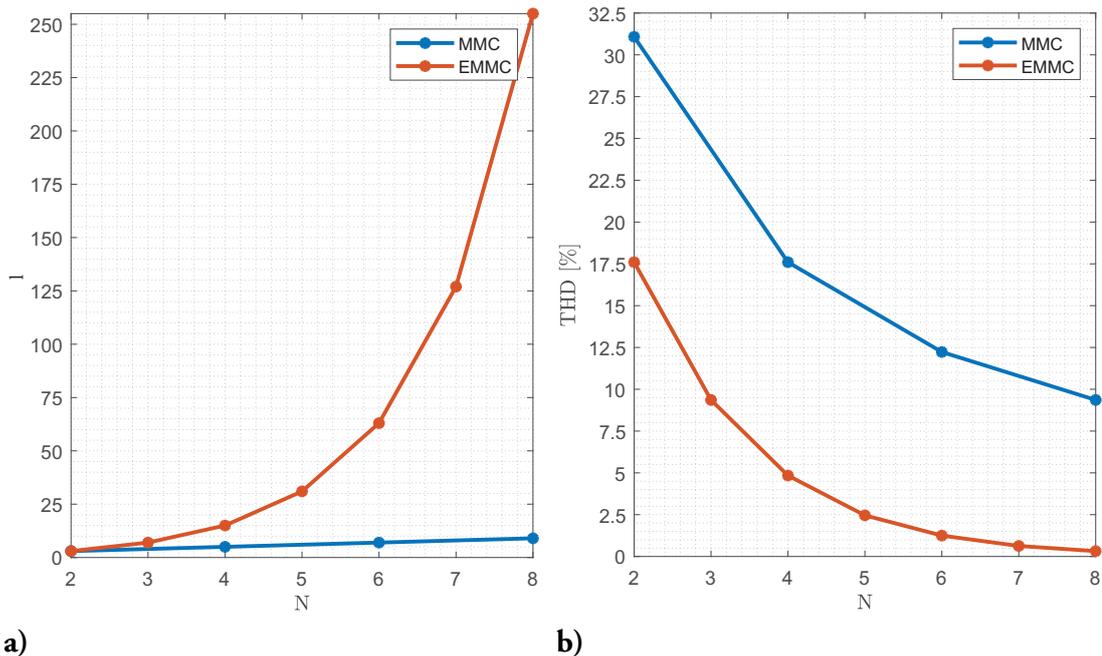


Bild 3.8.: (a) Spannunglevel (l) relativ zur Anzahl der seriellen Module (N) (b) Spannungs-THD (THD) relativ zu der Anzahl der seriellen Module (N)

Die Vorteile eines MMC führen bei Niederspannungs-Anwendungen dazu, dass es möglich ist die Stufenanzahl zu steigern. Der EMMC bietet die Möglichkeit die Stufenanzahl mit der Modulanzahl exponentiell zu erhöhen. Durch die Vollbrücken des EMMCs können nun die Oberschwingungen kompensiert werden. Dies steht im Gegensatz zu früheren Versuchen mit derartigen Umrichtern, die die Amplitude der Grundschwingung zu erhöhen. Durch den Verzicht, auf die Möglichkeit, die Wirkleistung zu erhöhen, kann mithilfe des EMMC ein leistungsfähiger, aktiver Filter konstruiert werden. Die Größe der Modulkapazitäten ist nicht länger von der langsameren Stromschwingung abhängig. Die Schaltfrequenz der Vollbrücke ist hingegen die bestimmende Eigenschaft. Dies führt zu einer optimierbaren Reduktion der Speicherkapazitäten. Hierzu müssen unterschiedliche Faktoren berücksichtigt werden, unter anderem Geräuschentwicklung, Verluste im Kondensator/Halbleiter und die Qualität der Ausgangsspannung (THD). Bei der Anwendung als Multiportumrichter [90], [91], eines Umrichters mit unterschiedlichen Ausgangsspannungen (z.B. 800 V DC, 320 V AC, 12 V DC, 1,6 V DC), sind zusätzliche Parameter zu berücksichtigen.

Signifikant bestimmt die Anzahl der Vollbrücken, die Qualität der Ausgangsspannung. Bild 3.8a stellt die Ausgangslevel (l) relativ zu der Anzahl der seriellen Module (N) eines EMMCs und eines Vollbrücken-MMCs dar. Bei dieser Betrachtung wurde die Entladung der Kondensatoren nicht berücksichtigt. Um die Ausgangslevel (l) vergleichen zu können, wurden diese für einen MMC folgendermaßen berechnet

$$l_{\text{MMC}} = N + 1 \quad (3.3)$$

und für einen EMMC

$$l_{\text{EMMC}} = 2^N + 1 \quad (3.4)$$

Für einen Konverter mit 4 Modulen pro Phase ($N = 4$) ist die Anzahl der möglichen Ausgangslevel für einen MMC $l_{\text{MMC}} = 5$. Wohingegen der EMMC $l_{\text{EMMC}} = 17$ erreicht. Dies beeinflusst ohne PWM den THD der Spannung, wie in Bild 3.8b dargestellt. Für diese Betrachtung wurden die Kapazitäten als konstante Spannungsquellen angenommen. Die Schaltlevel des Umrichters wurden durch die Methode des **N**earest **L**evel **C**ontrol (NLC) [92], [93] bestimmt. Aus Bild 3.8b ist ersichtlich, dass der Spannungs-THD des EMMC mit einer minimalen Modulspannung von 50 V und vier Modulen 4,84 % entspricht. Das bedeutet, dass ein EMMC mit vier Modulen theoretisch die Netznormen erfüllt und direkt an das Netz angeschlossen werden könnte. [2]

3.5.2. Konzept des MMC Magnetstimulators

Dieses Kapitel liefert einen kurzen Überblick über die grundlegende Funktionsweise des Magnetstimulators und dessen Einsatzmöglichkeiten und Entwicklungspotentiale.

Entwicklungsgeschichte der Magnetstimulation

1896 führte der Arzt und Physiker Arsène d'Arsonval die erste erfolgreiche transkranielle Magnetstimulation durch. Er nutzte Starkstromspulen, die den Kopf des Probanden vollständig umschlossen und somit diesen unspezifisch stimulieren. Die Probanden sahen flackernde Lichterscheinungen und erlebten Kreislaufstörungen. Im nachfolgenden Bild 3.9a ist Silvanus Thompson dargestellt, wie er 1910 die Ergebnisse bestätigte.

1985 gelang es Anthony Barker an der Universität von Sheffield, durch Fortschritte in der Leistungselektronik zur Schaltung sehr hoher Ströme und durch bezahlbare Halbleiter-elemente, eine gezieltere Stimulation durchzuführen.

1988 wurde die Technik der repetitiven Transkranielle Magnetstimulation (rTMS) von der kanadischen Firma Cadwell vorgestellt [94].

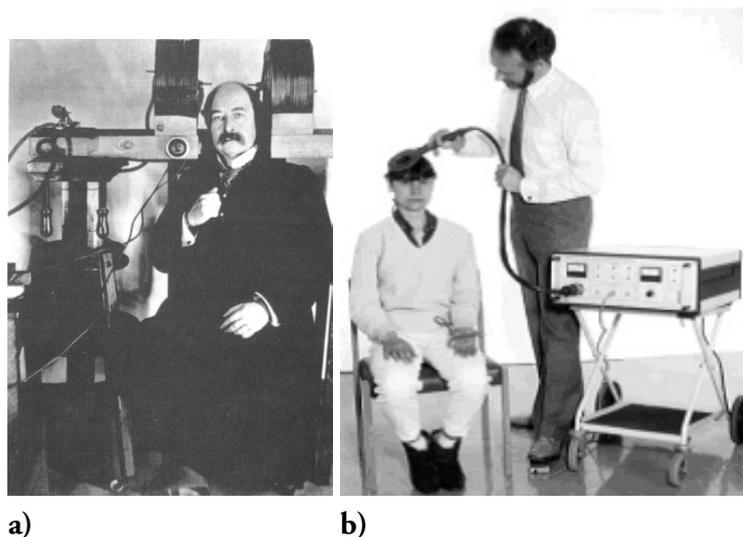


Bild 3.9.: (a) Silvanus Thompson im Selbstversuch [94] (b) Anthony Barkers erster klinischer Einsatz [94]

Grundlagen der magnetischen Stimulation

Die Stimulation erfolgt zumeist über eine Spule, mit deren Hilfe das Magnetfeld in das zu stimulierende Gewebe eingebracht werden kann. Die magnetische Stimulation von Nerven- und Muskelgewebe beruht auf dem physikalischen Prinzip der elektromagnetischen Induktion. Dabei wird das Behandlungsteil (Spule) von bis zu 8000 A für die Dauer von 200 -

400 μs gespeist. Der durch die Spule fließende Strom erschafft ein transientes Magnetfeld, das im Zielgewebe auf Grund des Induktionsgesetzes eine Spannung $U_{ind} = -\frac{d\Phi}{dt}$ mit dem magnetischen Fluss $\Phi = B \cdot A$ erzeugt. Dadurch wird ein zeitlich veränderliches Magnetfeld erzeugt, welches bis zu 2 Tesla erreichen kann. Dieses durchdringt ungehemmt Haut und Knochen. Dabei sind Ströme dieser Größenordnung erforderlich, um im Gewebe die benötigte Feldstärke von ca. 300 V/m zu erzeugen [95]. Die Wirkung ist aufgrund der induktiven Kopplung zwischen Spule und Gewebe, die durch Luft begrenzt ist⁴, derart gering, dass eine hohe Leistung notwendig ist.

Um diesen Zusammenhang zu erklären, kann das Kabelmodell herangezogen werden. Dieses wiederum leitet sich aus der Tatsache ab, dass ein zeitveränderliches Magnetfeld laut der 2. Maxwell'schen Gleichung, ein elektrisches Feld erzeugt:

$$\nabla \times E = \frac{\partial B}{\partial t} \quad (3.5)$$

Dies führt zur sogenannten Kabelgleichung:

$$\lambda^2 \frac{\partial^2 V}{\partial x^2} - \tau \frac{\partial V}{\partial t} - V = f(x, t) \quad (3.6)$$

Wenn das Axon depolarisiert werden soll, muss $f(x, t)$ negativ sein. Zur Hyperpolarisation muss $f(x, t)$ hingegen positiv sein [96]. Dabei beschreiben die Membranlängskonstante λ und die Membranzeitkonstante τ das Verhalten des Neurons. Im Fall der Magnetstimulation liegt eine Stimulation von außen vor. Hier kann $f(x, t)$ folgendermaßen beschrieben werden:

$$f(x, t) = \lambda^2 \frac{\partial E_x}{\partial x} - 2R_m E_t \quad (3.7)$$

Dabei steht der erste Term für die Depolarisation eines Nerven durch ein elektrisches Feld E , das in die axiale Richtung des Nerven zeigt und der zweite für den Membranwiderstand R_m . Hier wird nur dann ein Aktionspotential ausgelöst, wenn das elektrische Feld über dem Ort veränderlich ist. Also muss entweder die Feldamplitude entlang des Nerven unterschiedlich

⁴Dies kann am Beispiel eines Transformators mit Luftkern erklärt werden. Hierbei entspricht die Stimulationsspule der Induktivität der Primärseite und die Nervenbahnen der Sekundärseite. Die Primärseite ist jedoch aufgrund der nötigen hohen Stromtragfähigkeit und der Gewichtsbeschränkung zur manuellen Anwendung auf wenige Windungen beschränkt. Die Sekundärseite besteht aus den Axonen die im besten Fall als Viertel-Windungen betrachtet werden können. Aus dieser suboptimalen Kopplung ergeben sich die hohen notwendigen Leistungen.

sein oder der Nerv in einem homogenen Magnetfeld gebogen sein, um eine Spannung zu induzieren. Dieser Zusammenhang ist in Bild 3.10 grafisch dargestellt.

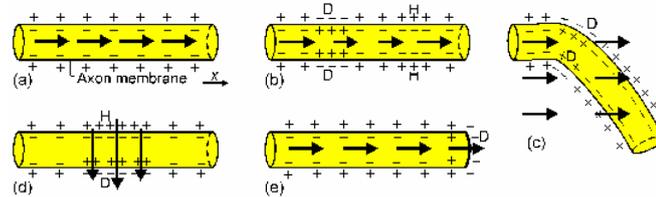


Bild 3.10.: Räumliche Relationen zwischen Axon und elektrischen Feld [97]

Eine weitere Theorie wurde an der Universität in Toronto entwickelt [98]. Hierbei benötigt die Aktivierungsfunktion $a(x, t)$ nur Wissen über das induzierte elektrische Feld E . Die Aktivierungsfunktion ist der negative Ortsgradient des elektrischen Feldes:

$$a(x, t) = -\frac{\partial E_x}{\partial x} - 2R_m E_t \quad (3.8)$$

Das induzierte elektrische Feld E ist der negative Ortsgradient des elektrischen Stromes:

$$E_x = -\frac{\partial I_x}{\partial x} \quad (3.9)$$

Anders dargestellt, ist also die Aktivierungsfunktion $a(x, t)$ Ortsgradient zweiter Ordnung des elektrischen Stromes I [99].

$$a(x, t) = -\frac{\partial I_x}{\partial^2 x} \quad (3.10)$$

Durch die starken Magnetfelder, die durch die Magnetstimulation eingepägt werden, entsteht ein Strom im Gewebe und das zugehörige elektrische Feld E . Diese beeinflussen wiederum die Aktivierungsfunktion $a(x, t)$. Da sich das Magnetfeld jedoch mit zunehmendem Abstand der Spule exponentiell verringert, muss die Stimulation möglichst nah am zu stimulierenden Gewebe geschehen.

Dabei wird der Reiz durch die Dendriten registriert und ins Soma (Zellkörper) geleitet. Dort findet die Verarbeitung mit Gewichtungen und Summen statt. Im Falle des Auslösens eines Aktionspotentials wird dieses in Form eines natürlichen elektrischen Pulses entlang des Axons bis hin zu den Dendriten geleitet [97]. Der Verlauf kann anhand von Bild 3.11a

nachvollzogen werden. Einen Einblick in den zeitlichen Verlauf eines Aktionspotentials gibt Bild 3.11b.

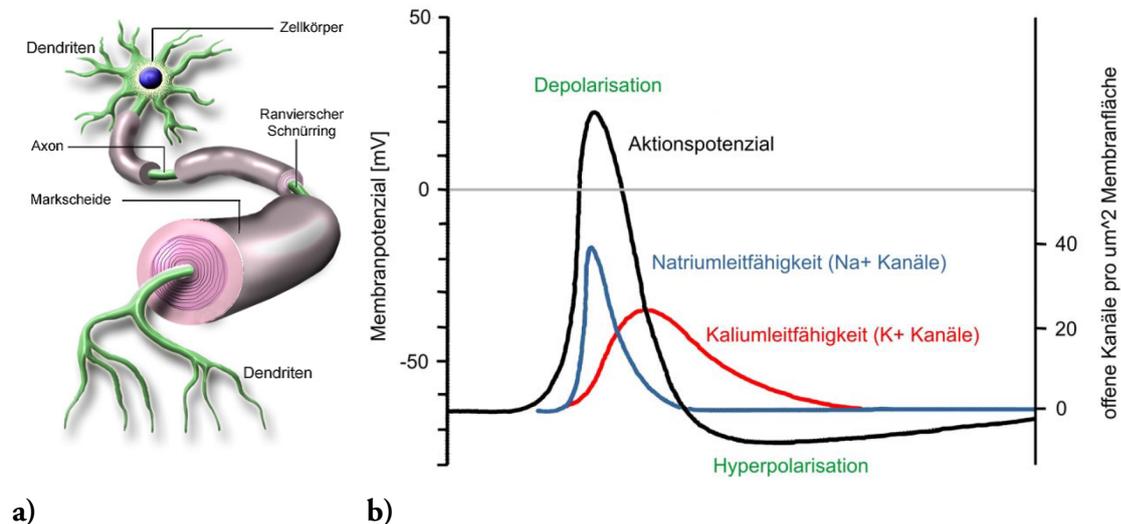


Bild 3.11.: (a) Aufbau eines Axons: Das Aktionspotential wandert von den Dendriten zum Zellkörper, wobei die Ranvierschen Schnürringe für eine bessere Signalübertragung sorgen [97]. (b) Durch die Öffnung der Ionenkanäle entsteht der zeitliche Verlauf des Aktionspotentials [97].

Methoden der magnetischen Stimulation

Transkranielle Magnetstimulation (TMS)

Dieser Begriff kommt aus dem lateinischen und bedeutet: durch den intakten Schädel. Hierbei wird ausgenutzt, dass der magnetische Widerstand der Schädeldecke sehr niedrig ist. Das Magnetfeld der Spule erreicht praktisch ungeschwächt das Gehirn und kann dort sowohl diagnostisch als auch therapeutisch eingesetzt werden.

Speziell bei der TMS ist es notwendig, kleinste Strukturen auf der Oberfläche des Gehirns zuverlässig und reproduzierbar zu reizen. Durch eine ungenaue Stimulation würde das umliegende Nervengewebe ebenfalls gereizt. Dabei kommt es neben geeigneten Spulen besonders auf die genaue Dosierung der abgegebenen Energie an.

Schwankt die abgegebene Feldenergie von Puls zu Puls leicht, dann hat dies eine starke Auswirkung auf die Stimulation. Die Größe des sogenannten hot spot bestimmt dabei das gereizte Areal und deren Schwankung beeinflusst die Varianz der Versuchsergebnisse. Sofern diese erkannt wird, muss sie mit großem statistischen Aufwand und einer wiederholten Abtastung der fokussierten Areale korrigiert werden.

Das nachfolgende Bild 3.12b verdeutlicht grafisch den Zusammenhang der abgegebenen Energie des Gerätes und des hot spots. Zu sehen ist der schwarz eingefärbte Kernbereich, welcher dem gewünschten Zielareal (hier: 12 mm Durchmesser) entspricht. Die weiteren

Linien visualisieren den Flächenzuwachs des stimulierten Areals bei einem Intensitätssprung von +1,8 %. Somit entspricht der graue Bereich dem hot spots bei einem Intensitätsfehler von +5,4 % gegenüber dem angestrebten Sollwert. [97]

Hinsichtlich des Designs haben Gomez et. al interessante Erkenntnisse bezüglich möglicher neuer Spulenformen geliefert. Diese ermöglichen, bei gleichbleibender Leistungselektronik, im Vergleich zu konventionellen Spulen, eine bis zu fünffach höhere Energie an einer Stelle zu applizieren. [100]

repetitiven Periphere Magnetstimulation (rPMS)

Eine Stimulation mit raschen und regelmäßigen aufeinander folgenden Einzelstimuli, wird als rTMS bzw. rPMS bezeichnet. Die Impulsfrequenz beträgt hierbei zwischen einem 1 Hz und bis zu 100 Hz. Dies birgt den Vorteil, dass durch Modulation der Frequenz hemmende (niederfrequente rTMS) oder aktivierende (hochfrequente rTMS) Effekte auf die Nervenaktivitäten erzielt werden können [94]. Bei einer Pulsfrequenz von 20 bis 30 Pulsen pro Sekunde kommt es bei einer Reizung der Innervationszone eines Muskels zu einer unwillkürlichen Kontrahierung. Bei der Anwendung an der Arm- und Beinmuskulatur wird dies als **Periphere Magnetstimulation (PMS)** bezeichnet. Hierzu gehört auch die Stimulation der Spinalnerven, die im Wirbelkanal der Wirbelsäule verlaufen.

Gefahren der magnetischen Stimulation

Umfangreiche klinische Untersuchungen wurden zu grundlegenden Risikoaspekten, wie der Energieübertragung ins Gewebe, der Beeinflussung von Vitalparametern, strukturellen Gewebeveränderungen sowie mechanischer und akustischer Effekte, durchgeführt. Absolute Kontraindikationen sind elektronische Implantate, intrakranielle Metallpartikel oder epileptische Anfälle in der Vorgeschichte. Nebenwirkungen treten bei der Einzelpuls-Magnetstimulation nach derzeitigem Wissenstand nicht auf. Bei der Repetitiven Magnetstimulation sind hingegen mehrere bekannt. [94]

Epileptischer Anfall

In Folge der Stimulation kann ein epileptischer Anfall auftreten. Hierbei führen Summationseffekte zu einem Zustand intrakortikaler Erregungsausbreitung, sodass auch bei gesunden Menschen ein sekundär generalisierter Anfall ausgelöst werden kann. Seit Einführung der Wassermann Sicherheitsrichtlinien⁵ sind keinerlei Vorfälle mehr bekannt.

Kopfschmerz/Migräne

Im Rahmen der Stimulation können vorübergehende Kopfschmerzen bzw. die Verstärkung bereits bestehender Kopfschmerzsymptome auftreten.

Lärmgefährdung

Während der Entladung der Magnetspule können bis zu 160 dB Schalldruckspitzen entstehen. Hier ist besonders bei repetitive PMS ein Gehörschutz für den Patienten oder Probanden ratsam.

⁵Erläuterungen in Kapitel 3.5.2

Richtlinien der magnetischen Stimulation

Im Juni 1996 wurden aufgrund von sieben Anfällen durch die Behandlung mit der rTMS, bei einem internationalen Treffen von Wissenschaftlern und Praktikern Richtlinien für die magnetischen Stimulation festgelegt. Laut diesen sogenannten Sicherheitsrichtlinien nach Wassermann werden die Magnetfeldintensitäten anhand von Einzelreizen an die Motorschwelle⁶ des jeweiligen Patienten angepasst. Erst bei Identifikation dieser Schwelle und somit der benötigten Intensität wird repetitiv gepulst. [101]

Anwendungen der magnetischen Stimulation

Die Magnetstimulation wurde bereits in einer Vielzahl von klinischen Studien auf ihre Wirksamkeit überprüft. Derzeit wird sie zur Diagnose, in therapeutischen Fragestellungen und in der Forschung angewendet.

Diagnostische Anwendungen

Der Effekt einer TMS auf den motorischen Kortex wird in einer peripheren Muskelzuckung sichtbar. Zur Erfassung dieser werden die Ableitungen der entstehenden elektrischen Potenziale verwendet. Diese werden als **M**otorisch **E**vozierte **P**otenziale (MEP) bezeichnet.

Durch eine veränderte MEP zeichnen sich Erkrankungen des Gehirns und des Rückenmarkes aus, wie z.B. **M**ultiple **S**klerose (MS). Ebenso von diagnostischem Interesse ist die Veränderung von Reizschwellen bei verschiedenen neurologischen Erkrankungen, wie z.B. Migräne oder Epilepsie. Die Einnahme von Psychopharmaka oder Drogen kann ebenfalls anhand der veränderten Reizschwelle festgestellt werden.

Ein weiterer wichtiger diagnostischer Einsatz ist das **I**ntra-**O**perative **M**onitoring (IOM). Dieses wird vor allem in der Notfallmedizin und Unfallchirurgie eingesetzt. Hierbei werden mit der PMS an der Wirbelsäule, die Spinalnerven angeregt, die geschützt im Wirbelkanal verlaufen. Dadurch kann eine Funktionsdiagnose berührungslos entlang der Wirbelsäule des Patienten erfolgen.

Therapeutische Anwendungen

Die TMS befindet sich noch in ihrem Anfangsstadium, was die Therapie von neurologischen Erkrankungen und deren wissenschaftliche Evaluation betrifft. Dabei bietet aber vor allem die rTMS therapeutische Möglichkeiten. Denn diese ermöglicht speziell die Modulation der Stimulationsfrequenzen im Bereich von einem bis typischerweise 30 Hz, um selektive Gehirnbereiche zu hemmen oder zu aktivieren.

Bei einigen Krankheiten wird ebenfalls die Magnetbehandlung vorgeschlagen:

Neurologische Krankheitsbilder

- Apoplex (Schlaganfall)

⁶Ist eine Messgröße an der sich Arten der Stimulation orientieren, da sie bei Muskeln oft direkt messbar ist.

- Epilepsie
- Morbus Parkinson
- Neuromodulatorische Effekte

Psychiatrische Krankheitsbilder

- Therapieresistente Depression
- Posttraumatische Belastungsstörung
- Zwangsstörung
- Manien
- Tinnitus [94]

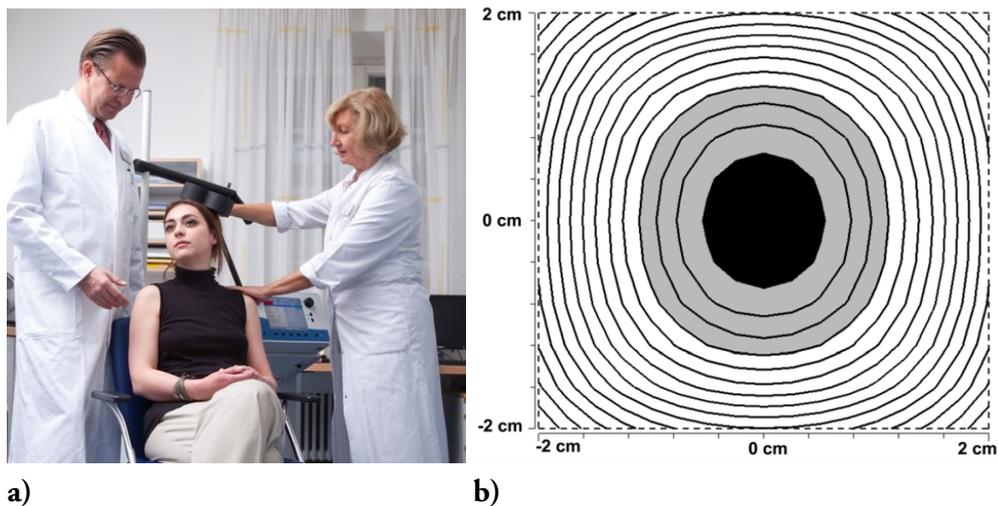


Bild 3.12.: (a) Anwendung einer rTMS mit Doppelspule [95] (b) Stimulation der Gehirnoberfläche mit 20 mm Abstand zum Zentrum der Behandlungsspule abhängig von der Energieabgabe des Gerätes. Schwarz: Zielbereich; Weitere Linien: Intensitätssteigerung im Geräteoutput um + 1,8 % [97]

Anwendungen in der Forschung

Die rTMS wird als neurophysiologisches Forschungsinstrument verwendet. Die Fähigkeit der Magnetstimulation, sowohl exzitatorisch (erregend), aber auch inhibitorisch (hemmend) auf die jeweilige Kortexregion zu wirken, ermöglicht eine räumlich und zeitlich sehr genaue vorübergehende Hemmung der Funktion selektiver Hirnregionen. Durch die Interferenz der rTMS mit der Hirnfunktion lässt sich die spezifische Bedeutung des stimulierten Kortexareals für eine funktionelle Aufgabe zuordnen [102].

Bei der Kognitionsforschung, ist vor allem die Möglichkeit einer kurzfristigen Störung einer kleinen Hirnregion von wissenschaftlichem Interesse, um deren physiologische Funktion zu

untersuchen. So kann mit der Magnetstimulation über dem motorischen Kortex eine Muskelzuckung ausgelöst werden, sowie über der Sehrinde Phosphene (künstliche Lichtwahrnehmungen), aber auch Skotome (Teilausfälle des Sichtfeldes) erzeugt werden. Die rTMS von Hirnregionen, die für unsere Sprache zuständig sind, kann für einige Minuten zur Verschlechterung der sprachlichen Ausdrucksfähigkeit der Probanden führen. Zudem wurde eine Verbesserung des Tastsinns während der rTMS des dazugehörigen Gehirnareals festgestellt. Das Magnetfeld rekrutiert offenbar zusätzliche Nervenzellen im Gehirn für bestimmte Finger, z.B. konnte im Zeigefinger die Tastfähigkeit um 15% erhöht werden. Dieser Effekt konnte noch zwei Stunden nach der Stimulation gemessen werden. [103]

Limitierende Faktoren bei der Magnetstimulation

Spulenerwärmung

Der Leiter der Stimulationsspule erwärmt sich bedingt durch die ohmschen Stromwärmeverluste, die während des Stimulationspulses im Leitermaterial erzeugt werden. Dies führt zu einer Erwärmung der Behandlungsspule mit jedem Puls. Dabei wird durch Vorschriften definiert, dass die Erwärmung der Oberflächentemperatur der Spule nicht höher als 41 °C sein darf. Bei Erreichen dieser Schwelle wird in der Praxis die Pulsabgabe blockiert, um einer weiteren Erwärmung der Behandlungsspule vorzubeugen [97].

Dadurch wird die Aufheizung der Stimulationsspule zum limitierenden Faktor in Sachen maximaler Dauer einer Sitzung sowie bei der Wiederholungsrate der Stromspule [104]. Dem kann durch eine Optimierung der Stimulationspulse entgegen gewirkt werden, da die Verluste durch $P_V = R \cdot I^2$ die Spulenerwärmung bestimmen.

Erwärmung der Pulsquelle

Die Erwärmung der Elektronik fällt um einiges geringer aus als die der Spule, da diese sich auf mehrere Bauteile verteilt. Nichtsdestotrotz wird im repetitiven Anwendungsfall eine aktive Kühlung benötigt. Der neuartige Aufbau der Leistungselektronik nach Kap. 3.5.2 mit anderen Pulsformen, wird zu einer Verringerung der Wärmeentwicklung führen.

Funktionsweise konventioneller Magnetstimulatoren

Klassischerweise wird bei der Magnetstimulation zwischen mono- und biphasischer sinus- oder kosinusförmigen Pulsformen unterschieden. Dabei weist die monophasische Stimulation eine deutliche Polarität auf, da ihre Spulenspannung nur wenig in die Gegenrichtung schwingt. Diese Impulse sind daher positiv oder negativ. Eine biphasische Stimulation ändert hingegen ihre Polarität während eines Impulses. Beide Pulsformen wurden im nachfolgenden Bild grafisch dargestellt. Der Vorteil des biphasischen Pulses liegt darin, dass bis zu 80 % der Pulsenergie wieder in den Pulscondensator zurückgespeist werden kann. Dadurch sinkt der Energieverbrauch des Gerätes.

Bei der repetitiven Stimulation werden Frequenzen von bis zu 100 Hz eingesetzt. Daher wird hierbei zumeist die biphasische Stimationsform verwendet [105].

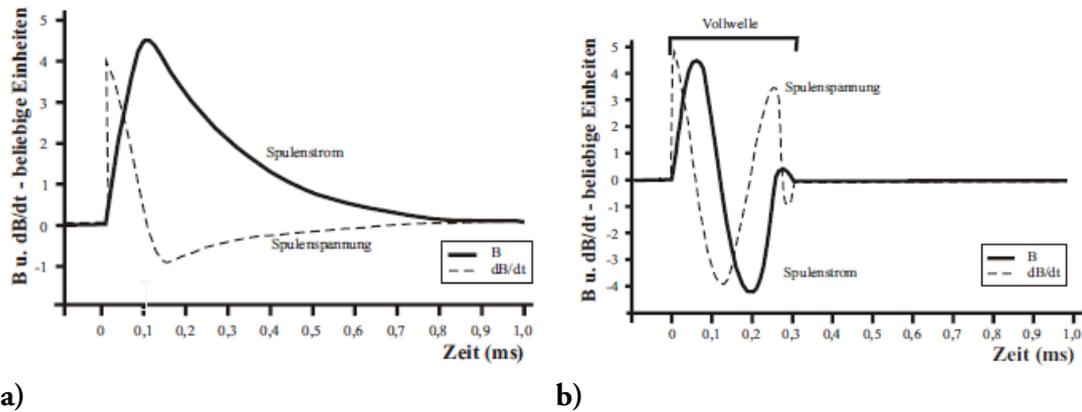


Bild 3.13.: (a) Monophasischer Impuls (nur positiv) [106] (b) Biphasischer Impuls (positiv und negativ) [106]

Der Großteil der derzeit verwendeten Geräte erzeugt sinusförmige Stromverläufe, was durch den Aufbau als LC-Schwingkreis bedingt ist. Hierbei wird ein Puls-kondensator durch einen Leistungshalbleiter mit der Stimulationsspule kurzgeschlossen. Durch zwei anti-parallel geschaltete Thyristoren gemäß Bild 3.14a ist es darüber hinaus möglich, eine biphasische Halbwelle zu erzeugen. Hierzu wird nach dem Durchlaufen der ersten halben Sinuswelle die zweite Hälfte erst mit einem zeitlichen Versatz aktiviert (siehe Bild 3.14b).

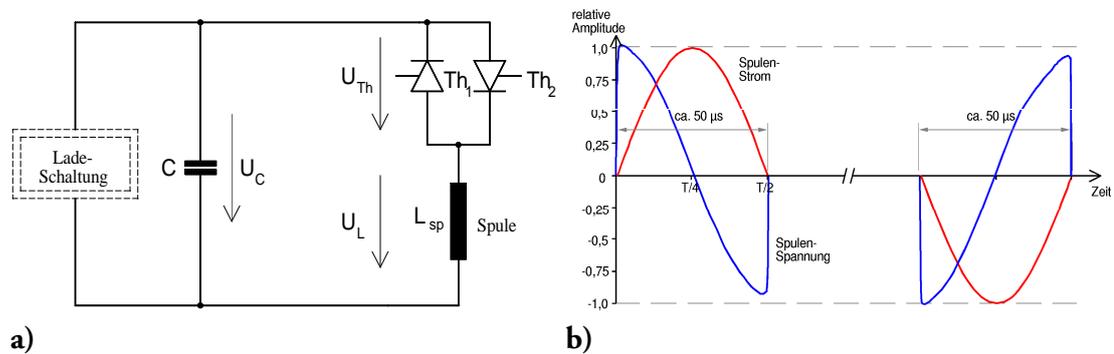


Bild 3.14.: (a) Skizze eines Magnetstimulators mit biphasischen Stromimpulsen [95] (b) Biphasischer Stimulationspuls [95]

Historisch gesehen sind diese biphasischen Geräte aus den Monophasischen entstanden, welche über einen Leistungswiderstand hinter der Freilaufdiode parallel zur Spule die Energie in der Spule abbauen. Dadurch entspricht der Spannungsverlauf näherungsweise einer Kosinusfunktion bis zum Nulldurchgang der Spannung, was wiederum einer Viertelwelle entspricht. Daraufhin fängt die Diode am Nulldurchgang der Spannung an zu leiten und begrenzt, bestimmt durch die Größe des Widerstandes, das Ausklingen von Spannung und Strom in Gegenrichtung. Da bei diesem Vorgehen sämtliche Energie im Kondensator verbraucht wird, entstehen große Verluste und ein repetitiver Einsatz ist nicht möglich. Monophasische Pulse sind in Bild 3.15a gestrichelt dargestellt.

Die rechteckigen (Spannungs-)Pulse wie in Bild 3.15a dargestellt, bieten einige Vorteile [107], [108]. Der Spulenstrom hat eine dreieckige Form, was durch das Anwachsen

der Spannung bis zum Abschalten der Spannungsquelle begründet ist. Daraufhin verringert sich der Strom langsam wieder. Diese **controllable-pulse-parameter Transkranielle Magnetstimulation (cTMS)** kann die Parameter Phasenzahl, -polarität, -dauer und -amplitude der Spannungspulse variieren. Dabei sind Pulsweiten von 5 - 200 μs möglich. Dies führt gegenüber konventionellen monophasischen (78 - 82 %) und biphasischen (55 - 57 %) Pulsen zu einer Reduzierung des Energieverbrauchs. Ebenso verringert sich die Spulenaufheizung um 15 - 33 % bzw. um 31 - 41 % bei einer Amplitude und Pulsweite, die weniger als 1,7 % bzw. 1,0 % schwankt. [108]

Interessant ist hierbei, dass bei handelsüblichen Stimulatoren nur die Amplitude verändert werden kann. Im Falle der quasi-rechteckigen Impulse kann auch die Pulsweite variiert werden. [107] Die Pulsform bleibt hingegen gleich.

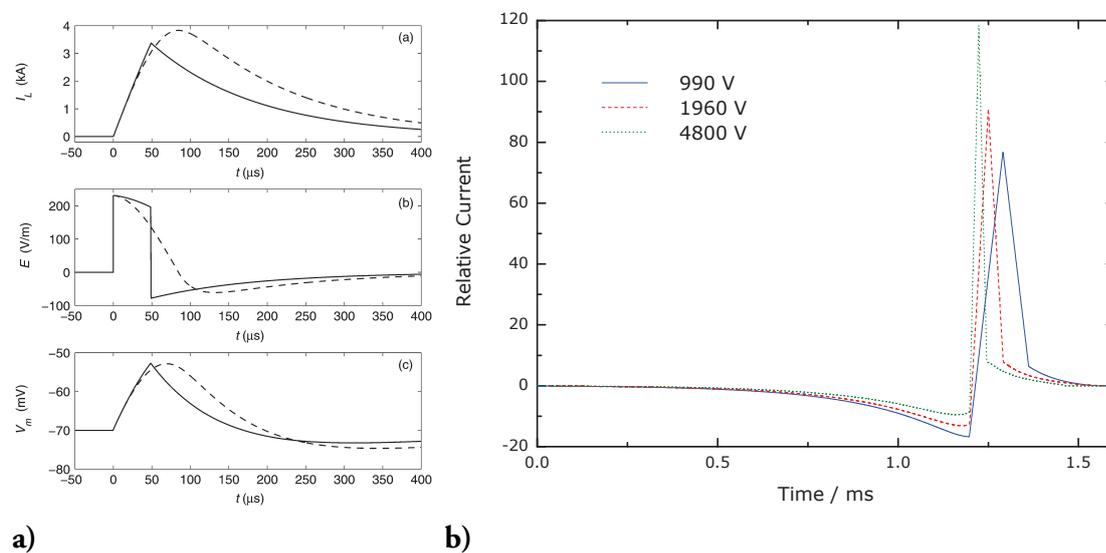


Bild 3.15.: (a) Darstellung von monophasischen Pulsen (gestrichelt) und quasi-rechteckigen Pulsen. (oben) Spulenstrom I_L , (mittig) induziertes elektrisches Feld E , (unten) Membranpotential der Neuronen V_m (Zeitkonstante der Membran = 150 s). (b) Lokale Pulsoptima bei unterschiedlichen Pulsmaxima (simuliert). Die einheitenlosen Verlustwerte betragen bei 1960 V 272 und bei 4800 V 214, bei einer Maximalspannung von 990 V 334. [104]

Dennoch zeigt das Membranpotential in Bild 3.15a (unten) erhebliche Unterschiede zum tatsächlichen Aktionspotential in Bild 3.11b. Es kann davon ausgegangen werden, dass die Form des Aktionspotentials evolutionär optimiert wurde und somit die bestmögliche Variante darstellt. Daraus resultiert, dass ein künstlich erzeugtes Aktionspotential möglichst diese Form erreichen sollte. Das gelingt durch eine Optimierung des Spulenstroms. Diese Annahme wird durch Simulationsergebnisse gestützt [104], die dem Kurvenverlauf in Bild 3.15b entsprechen. Durch eine kürzere Pulsdauer und höhere Spannungen können Verluste reduziert werden können.

Dies ist ein Zwischenschritt zu frei konfigurierbaren Pulsformen. Die bisher vorgestellten neuartigen Magnetstimulatoren ermöglichen lediglich variable Pulsdauern und Pulshöhen

[3], [107], [108]. Jedoch werden einige Vorteile bei einer vollständig variablen Pulsquelle prognostiziert:

- Möglichkeit der Anregung von unterschiedlichen Gehirnarealen für Therapieansätze unterschiedlicher Krankheitsbilder [4]
- Personalisieren von Behandlungen durch Closed-Loop-Stimulation [4]
- Höhere Energieeffizienz und damit Bau von kompakteren Geräten [3]
- Justierbarkeit der Annehmlichkeit der Behandlung [109]
- Verbesserung von Neuronenmodellen [110]

Um diese Vorteile nutzen zu können, muss die Pulsquelle mehr Flexibilität und eine bessere Steuerung des Pulses ermöglichen. Dies ist nur möglich, indem einige Konventionen hinsichtlich der Elektronik bisheriger Magnetstimulatorgeräte aufgegeben werden, etwa langsame Hochleistungsschalter und ein oszillierendes Design. Ermöglichen kann dies eine modulare Topologie, basierend auf mehreren schnell schaltenden Leistungsmodulen, die jede Pulsform darstellen können [110]. Im Kontrast zu konventionellen monophasischen Pulsquellen ermöglicht das modulare Design eine hoch effiziente beliebige Pulsform, bei der der überwiegende Teil der Energie für den nächsten Impuls genutzt werden kann [111], [112]. Dadurch wäre es auch möglich, monophasische Pulse mit einer hohen Wiederholungsrate abzugeben [110]. Es wurde gezeigt, dass diese scheinbar die Leistungsfähigsten und Effektivsten sind [104], [110]. Der im Rahmen dieser Dissertation aufgebaute Magnetstimulator ist leistungsfähig genug, um eine Nervenstimulation auszulösen, und zeigt zugleich die erhofften Einsparungen.

Funktionsweise MMC-Magnetstimulator

Der neue Ansatz setzt sich aus MOSFET-Vollbrücken mit Kondensatoren als Energiespeicher zusammen. Zunächst wurde die Modulspannung auf maximal 200 V festgelegt. Somit kann mit 10 Modulen ein Stimulationsimpuls mit einer Ausgangsspannung von 2000 V erzeugt werden, wie es in bisherigen Magnetstimulatoren als Betriebsspannung Verwendung findet [112].

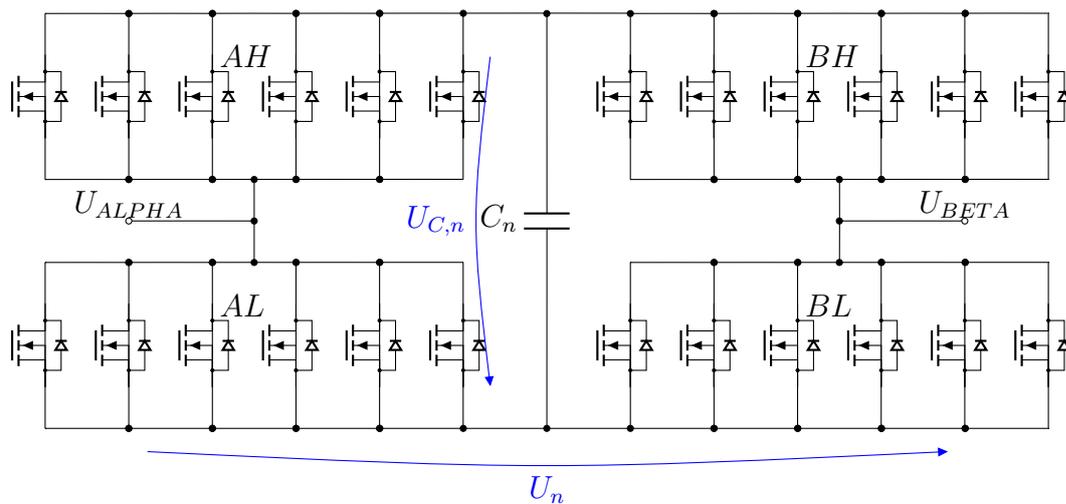


Bild 3.16.: Schematische Zeichnung des neuartigen Konzeptes als Vollbrücke mit vier Schaltern, die durch sechs parallele MOSFETs für eine hohe Stromtragfähigkeit optimiert sind, und ein Kondensator als Energiespeicher.

Jedes Modul besteht aus 4 Schaltergruppen. Diese Schalter werden mit **Alpha High** (AH), **Beta High** (BH), **Alpha Low** (AL) und **Beta Low** (BL) bezeichnet und stellen zwei Halbbrücken, Alpha und Beta mit jeweils einem High und Low Schalter, dar. Ein Kondensator (C_n) und die Logik (logic) sind weitere Bestandteile der Module. Die vier Schalter bilden eine Vollbrücke (vgl. Bild 3.22), was das positive und negative Schalten oder Überbrücken der Ausgänge (*ALPHA*, *BETA*) dieses Moduls erlaubt. Eine detaillierte Beschreibung der möglichen Zustände wurde in Kapitel 2.2.1 durchgeführt. Dabei wird die Kondensatorspannung $U_{C,1}$, entsprechend dem Schaltzustand s , auf die Ausgänge angelegt. Somit ist die Ausgangsspannung U_n eines Moduls entweder $+U_{C,n}$, $-U_{C,n}$ oder 0. Durch Schalten von AH und BL, kann der positive Zustand erreicht werden. AL und BH erzeugen eingeschaltet eine negative Spannung am Ausgang. AH gleichzeitig mit BH oder AL gleichzeitig mit BL überbrücken das Modul und erzeugen einen Kurzschluss zwischen den Anschlüssen *ALPHA* und *BETA*. Signifikant bestimmt die Anzahl der Vollbrücken, die Qualität der Ausgangsspannung. Die Ausgangslevel des MMC-Magnetstimulators ($l_{\text{MMC-Magnet}}$) können relativ zu der Anzahl der seriellen Module (N), folgendermaßen berechnet

$$l_{\text{MMC-Magnet}} = 2 \cdot N + 1 \quad (3.11)$$

Die Logik ermittelt aus der Schaltanforderung die notwendigen Steuersignale für die verschiedenen Schalter der Vollbrücke. [113]

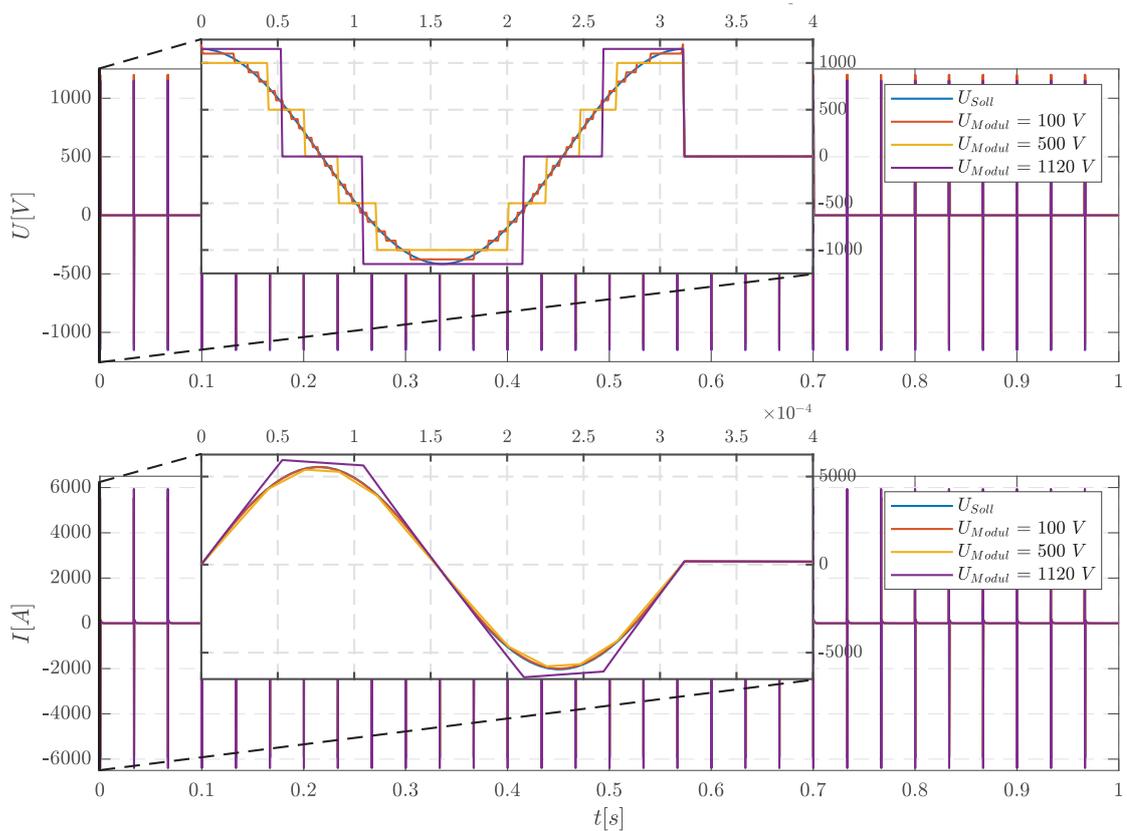


Bild 3.17.: Nachbau eines konventionellen Magnetstimulatorpulses (U_{Soll}) in Cosinusform mit Spannungsstufen durch einen Multilevelstimulator, mit unterschiedlichen Stufenhöhen (Kondensatorspannung). Es werden Pulse mit $f_{stim} = 30\text{ Hz}$ abgegeben, die jeweils $T_{puls} = 312\text{ }\mu\text{s}$ lang sind, wie es bei TMS-Behandlungen üblich ist. Je kleiner die Stufenhöhe desto besser kann der Stromverlauf approximiert werden. Es können aber auch andere Signalformen erzeugt werden.

Um die Schalter (MOSFETs) nicht zu beschädigen müssen diese, bei hohen Ausgangsströmen (ca. $\hat{I}_{coil} = 5600\text{ A}$) synchronisiert werden. Durch Parallelschalten der MOSFETs kann der Strom auf mehrere Schalter aufgeteilt werden. Um die nötige Impuls Stromtragfähigkeit zu erhalten wurden 6 parallel geschaltete MOSFETs als einen logischen Schalter in der Vollbrücke verwendet. Dadurch versechsfacht sich die Stromtragfähigkeit des Moduls. Die 6 MOSFETs eines Schalters wurden über einen Schaltkreis, einen **Complex Programmable Logic Device (CPLD)**, synchronisiert. Zudem wird eine Schaltzeitpunkt-synchronisierung über Lichtwellenleiter durchgeführt. [113]

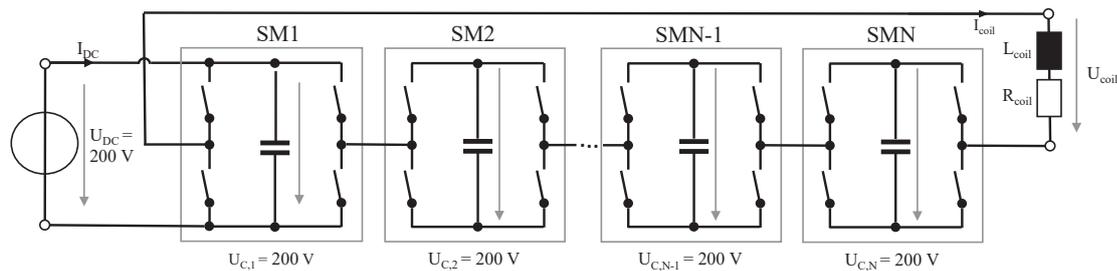


Bild 3.18.: Verschaltung von N Vollbrücken zu einem MMC-Magnestimulator mit Behandlungsspule, bestehend aus Spuleninduktivität (L_{coil}) und Spulenwiderstand (R_{coil}). Die Anzahl der Module (N) kann variiert werden, da ein modularer Ansatz gewählt wurde. Die Versorgung über ein externes DC-Ladegerät wurde beispielhaft für Submodul 1 (SM1) aufgezeigt.

Aus diesen einzelnen Vollbrückenmodulen kann nun ein vollwertiger Stimulator aufgebaut werden. Die Verschaltung der Module ist dabei beispielhaft in Bild 3.18 aufgezeigt. Auch hier ist es ebenso wie bei Umrichtern, für die Halbleiter (z.B. MOSFET), sinnvoll, möglichst kleine Spannungen zu verwenden. Zur weiteren Visualisierung des Multilevel-Prinzips dient Bild 3.17. Ein konventioneller Magnetstimulator der mit einer Spulenspannung von $\hat{U}_{coil} = 1150 \text{ V}$ und einem Strom durch die Behandlungsspule von $\hat{I}_{coil} = 5600 \text{ A}$ betrieben wird, besitzt eine Behandlungsspule mit einem Innenwiderstand von $R_{coil} = 10 \text{ m}\Omega$ und einer Induktivität von $L_{coil} = 10 \mu\text{H}$. Der abgegebene Spannungspuls hat die Form eines Cosinuses mit einer Periodendauer von $T_{puls} = 312 \mu\text{s}$. Der Schwingkreis aus Speicherkondensator C und Behandlungsspule erzeugt eine Ausgangsspannung U_{coil} mit der Form eines Cosinusses der zu einem Stromverlauf durch die Spule in Sinusform führt. Die Umsetzung und Ergebnisse des Magnetstimulators werden in Kapitel 5 näher erläutert.

3.6. Neue batteriebasierte MMC für Niederspannungsanwendungen

Die grundsätzliche Idee, Wechselspannungsverläufe nicht über ein PWM-System, sondern in Form einer fein granulierten Stufenfunktion mit Kondensatoren zu erzeugen, wurde in dieser Arbeit bereits genauer im Kapitel 3 diskutiert. Ebenfalls wurde in diesem Abschnitt die Entstehungsgeschichte vorgestellt. Nun soll näher auf die batteriebasierten MMCs eingegangen werden. Sie vereinfachen die Ansteuerung der kondensatorbasierten MMC, da keine Kondensatoren gebalanced werden müssen. Sie haben dennoch die gleichen Vorteile wie diese und sind somit auch bei niedrigen Spannungen und insbesondere für die Elektromobilität attraktiv. Im mobilen Bereich können Antriebs- und Ladefunktionalität integriert und mit geringem Filteraufwand bereitgestellt werden. Allerdings erscheint es für einen ziel-führenden Einsatz notwendig, neue Topologien hinsichtlich ihrer Modulzahl und damit Kosten und Komplexität zu untersuchen. Denkbare Anwendungsgebiete der Multileveltopologien sind Stationäre Energiespeicher und Elektromobilität.

Konventionelle Batteriespeichersysteme (stationär oder mobil) bestehen im Wesentlichen aus einem Hochspannungs-Batteriepack, einem BMS und einem bidirektionalen Batterieumrichter bzw. mehreren unidirektionalen Umrichtern, um verschiedene Ein- und Ausgangsspannungen abbilden zu können (vgl. Bild 3.19). Diese Komponenten werden je nach Anwendungsfall entworfen und dimensioniert. Aus Wirkungsgradgründen werden in Elektrofahrzeugen in der Regel Hochspannungs-Batteriesysteme verwendet. Hohe Spannungen ermöglichen bei gleicher Leistung geringere Ströme, wodurch die Verluste im System verringert werden und dünnere Leistungskabel zum Einsatz kommen können. Diese Batteriesysteme liefern an der Anschlussklemme zumeist Gleichspannungen zwischen 400 V und 600 V. Insbesondere in der Elektromobilität werden höhere Spannungen diskutiert. Diese hohen Spannungen führen zu erhöhten Sicherheitsanforderungen, die bei Produktion und Betrieb beachtet werden müssen und zusätzliche Kosten verursachen.

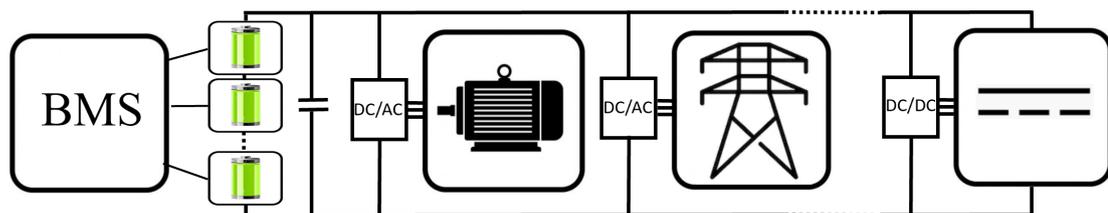


Bild 3.19.: Konventioneller Aufbau der Elektronik in einem Elektrofahrzeug mit Akkumulator, DC/AC-(B6), DC/DC-Wandler, Zwischenkreiskondensator und verschiedene Stromrichter für unterschiedliche Anwendungen. Das BMS ist eine zusätzlich notwendige Komponente mit dazugehöriger Verkabelung.

In konventionellen Kompaktspeichern (400 V) müssen bei diesen hohen Ausgangsspannungen mehr als 100 Batteriezellen in Reihe geschaltet werden (die Spannung der einzelnen Lithium-Ionen-Zellen addieren sich). Dabei ist problematisch, dass die Zelleigenschaften variieren. In einer Reihenschaltung sind sämtliche Zellen vom gleichen Strom durchflossen.

Somit bestimmt die schwächste Zelle mit der geringsten Kapazität sowohl das Lade- und Entladeverhalten, als auch die Gesamtkapazität des gesamten Zellverbundes. Durch diese Eigenschaft wird ein BMS notwendig, welches diesem Problem entgegenwirkt. Näheres hierzu folgt in Kap. 2.1.1.

Der klassische Aufbau eines Systems mit Batteriespeicher, Umrichter und elektrischer Last/Versorgung ist in Bild 3.19 dargestellt. Am Beispiel fällt auf, dass vom Batteriespeichersystem – links im Bild – über einen DC-Bus der Stromrichter für den Motor angeschlossen ist. Dabei ist ein gesonderter Umrichter für jeden vorgesehenen Ladestandard (z.B. einphasig AC, dreiphasig AC, DC mit verschiedenen Spannungen) notwendig. Der Wechselrichter ist oft als Chopper oder als Brückenschaltung (i.d.R. ein- oder dreiphasig, abhängig vom Verbraucher) konzipiert, d. h. er lässt die konstante Ausgangsspannung des Batteriespeichers nur für eine bestimmte Dauer einer Periode am Verbraucher anliegen. So wird ein veränderbarer Mittelwert der Spannung am Ausgang des Wechselrichters bereitgestellt. Diese Art der Erzeugung der erforderlichen Wechsellspannung nennt man PWM der Ausgangsspannung (siehe dazu Bild 2.7). Die Periode ergibt sich dabei aus der Grundfrequenz des Choppers, welche oft um 20 kHz oder höher liegt. Das Netz oder die elektrische Maschine sieht also Spannungspulse relativ hoher Frequenzen und variierender Länge (PWM), wobei Netzfilter bzw. die baulich bedingte Induktivität der elektrischen Maschine, diese gepulste Spannung glätten. Über das Verhältnis von „An“ zu „Aus“ entstehen somit die resultierenden Spannungsniveaus als Mittelwert der PWM.

Auf dieser Technologie basieren der Großteil der heutigen Umrichter. Diese wurde zudem seit ihrer Einführung vor über 80 Jahren nicht mehr verändert. Die Entwicklung von rechenstarken Mikrocontrollern und Fortschritte in der Halbleitertechnik, ermöglichen nun jedoch alternative Topologien.

Zwei der attraktivsten Lösungen (M2B und BM3) werden in dieser Arbeit näher untersucht und der M2B wird in Kap. 6.3 mit anderen Möglichkeiten für den Anwendungszweck der Elektromobilität verglichen. Bevor näher auf die beiden Topologien eingegangen wird, soll ein kurzer Vergleich dem Leser den Einstieg erleichtern. Beide Ansätze bieten die Möglichkeit, Akkumulatoren zur Verlustreduzierung parallel zu schalten, was zwingend erforderlich ist, um mit anderen Umrichtern konkurrieren zu können [114], [115]. Jedoch unterscheiden sie sich darin, wie die Ausgangsspannung bereitgestellt wird. Beim M2B besteht die Möglichkeit, Module positiv und negativ zuzuschalten (3-Punkt-Umrichter). Diese Möglichkeit besitzt der BM3 nicht, jedoch geht dies beim M2B mit einer erhöhten Schalteranzahl einher. Durch die dadurch reduzierten Komponenten besteht die Möglichkeit, den BM3 auf Batteriezellebene zu realisieren.

Der Batteriespeicher wird in das Stromrichtersystem integriert. Der Aufbau eines Batteriespeichers aus einzelnen Modulen wird dazu genutzt, die Kondensatoren der Multilevelmodule durch jeweils ein Batteriemodul zu ersetzen. Mit dieser integrierten Topologie entfällt der DC-Zwischenkreis. Die Anzahl der notwendigen Multilevelmodule wird damit gegenüber dem MMC halbiert. Weiterhin können die Kondensatoren der MMC entfallen oder zumindest die Kapazitäten reduziert werden. In diesen Systemen werden die einzelnen Batteriemodule je nach Spannungsanforderung verschaltet. Die beiden Topologien M2B und

BM3 bieten zudem zur Reduzierung der Batterieverluste eine dynamische Parallelschaltung. In Bild 3.20 wird gezeigt wie die ersten vier Spannungstufen durch die Parallelschaltung von Modulen mit 4 Modulen geschehen kann.

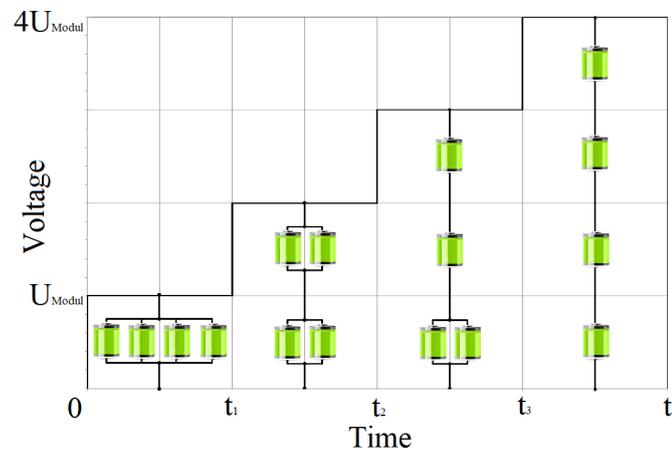


Bild 3.20.: Funktionsprinzip der dynamischen Seriell-Parallel-Verschaltung bei einer Stufenspannung und Modulen auf Batteriezellebene

Bei beiden Systemen ist die Ausfallsicherheit der Akkumulatoren durch den redundanten Aufbau erhöht und es kommt zu Synergieeffekten im Hardwareaufbau durch Vereinfachung des bereits vorhandenen BMS. Grund hierfür ist, dass nur noch auf Modulebene⁷ und nicht mehr global über den gesamten Speicherblock gebalanced werden muss.

3.6.1. Vergleich mit konventionellen Systemen

Eigenschaften eines MMC-basierten Batterieumrichters gegenüber der konventionellen B6-Brücke mit statisch verbundenen Batteriespeicher sind:

- Flexibel, da Energiespeicher unterschiedlichen Alterungszustands/Größe/ Leistungsfähigkeit und Zellentechnologie verwendet werden können.
- Erweiterbar, da nachträglich zusätzliche Module hinzugefügt werden können.
- Redundant, da das System auch bei Ausfall einzelner Module weiter betrieben werden kann.
- Effizient,
 - da das System, insbesondere auch im Teillastbereich geringere Verluste erzeugt,
 - da die einzelnen Teilmodule, entsprechend ihrer Leistungsfähigkeit eingesetzt werden können und

⁷Dies bedeutet bei einer Reduzierung der Modulspannung auf Batteriezellspannung, dass kein zusätzliches BMS notwendig ist.

- da die Systemverluste durch Parallelbetrieb von Modulen, soweit die Modulcharakteristik dies erlaubt, reduziert werden.

Erhöhte Ausfallsicherheit

Durch die Möglichkeit der dynamischen Überbrückung jedes Moduls, kann im Falle eines Ausfalls einer Zelle, diese überbrückt werden. Da hierdurch allerdings die Anzahl der seriellen Module sinkt, muss die Anwendung mit niedrigerer Spannung weiter betrieben werden (BEV) oder die Anzahl der Module muss größer gewählt werden (stationärer Energiespeicher mit großer Kapazität). Durch die Versorgung, des für die Überbrückung notwendigen Schalters mit der nächsten Zelle beim BM3, ist selbst bei Zellausfall keine externe Spannungsversorgung notwendig (vgl. Kap. 6.1.1).

Maximale Kapazität jeder Zelle nutzbar

Mit einer geeigneten Regelung kann jede Zelle in einem Strang beliebig ent- und geladen werden, was eine Ausnutzung der maximalen Kapazität jeder Zelle ermöglicht. Da damit die schwächste Zelle den Ladezustand bestimmt, erhöht sich die Gesamtkapazität des Speichers. Gerade bei stationären Energiespeichern ist oft eine maximale Nutzung der Kapazität jeder Zelle über die gesamte Lebensdauer der Zelle gewünscht. Durch die Möglichkeiten der Überbrückung schwacher Module, können auch Zellen mit deutlich unterschiedlicher Kapazität in einem System eingesetzt werden. Das **End of Life** (EOL) tritt damit erst bei einer niedrigeren Endkapazität ein, theoretisch erst bei Null. Die Dringlichkeit eines Zellaustauschs sinkt, da das System auch ohne das ausgefallene Modul weiter arbeiten kann. In Anwendungen als Traktionsbatterie kann somit auch die Lebensdauer des Fahrzeugs gesteigert werden.

Kein BMS notwendig

Traditionelle Batteriespeicher benötigen meist ein BMS, um die Ladezustände der fest verbundenen Batteriezellen in einem seriellen Batteriestrang auszugleichen. Gängige Systeme arbeiten dabei meist passiv, die überschüssige Energie zu voller Zellen wird in Widerständen in Wärme umgesetzt. Systeme mit aktivem Ladungsausgleich sind dagegen sehr aufwendig und teuer. Der BM3 kann vollständig auf ein BMS verzichten und der M2B verringert den Aufwand, durch die dynamische Verschaltung ist die Funktionalität intrinsisch. Wird ein Sinussignal ausgegeben, werden in den unteren Bereichen der Sinushalbwellen ohnehin alle Module parallel verbunden, sodass ein Ladungsausgleich stattfindet. Zudem können durch geeignete Regelung weitere Maßnahmen getroffen werden, um alle Zellen gleichmäßig zu belasten [2].

Verminderung der Batterieverluste

Im Gegensatz zu einem statisch verbundenen Batteriespeicher, gilt für ein BM3 System keine fest vorgegebene Anzahl an parallelen und seriellen Zellen. Wird also wenig Spannung benötigt, so kann das System mehrere Zellen und damit auch deren Innenwiderstände R_i parallel verbinden, wodurch die Verluste im Batteriespeicher (p_{Batt}) um das n_p -fache sinken, wobei n_p der Anzahl der parallel geschalteten Zellen entspricht. Das schont die Zellen, verringert die Temperatur im Speicher und erhöht die nutzbare Energiemenge.

$$p_{Batt} = i_{Batt}^2 \cdot \frac{R_i}{n_p} \quad (3.12)$$

Geringere THD und Maschinenverluste

Durch die stufenförmige Annäherung an ein Sinussignal sinkt, je nach Modulspannung, im Vergleich zur PWM der B6-Brücke der THD. Eine geringere THD verringert die durch Oberwellen erzeugten Verluste und erhöht die Lebensdauer einer angeschlossenen Drehfeldmaschine [116] [117]. Das Ausmaß der Geräuschentwicklung wird ebenfalls stark durch die Oberwellen, besonders im Betrieb mit einem Zweipunktumrichter, beeinflusst [117]. Zusätzlich sorgt die bessere Annäherung der Kurvenform durch Erhöhung der EMV für weniger Störungen in Signalleitungen.

Dynamische Zellkonfiguration

Während bei einem konventionellen Energiespeicher die Konfiguration der Zellen bei der Auslegung des Systems festgelegt und anschließend fest verschweißt werden, kann in einem BM3-System die Konfiguration dynamisch festgelegt werden. Beispielsweise sind bei vielen elektrischen Fahrzeugen eine nicht erhebliche Anzahl der Zellen seriell verbunden, um eine hohe Endgeschwindigkeit zu erreichen [9]. Dabei muss aufgrund der Platzbeschränkung des Packages auf parallele Zellen verzichtet werden, was wiederum das Drehmoment einschränkt. Grundsätzlich ist dabei in der Auslegung ein Kompromiss zwischen verfügbarer Spannung und Strom zu erreichen, welcher durch die Motorauslegung gelenkt werden kann. Bei einem BM3-Umrichter ist dieser Kompromiss nicht notwendig, die Konfiguration kann dem Anwendungsfall im Betrieb angepasst werden. Vergleichbar mit einem elektrischen Getriebe.

Modularität

Durch die Kozeptionierung der Module sind der Anzahl der Zellen pro Strang theoretisch keine Grenzen gesetzt. Bei richtiger Auslegung aller Komponenten können ohne Weiteres beliebig viele Module verbunden werden, nur die Software muss für die Anzahl der Module

konfiguriert werden. Begrenzend wirken hierbei lediglich die Auslastung des Kommunikationsbusses und die Stromtragfähigkeit der S_1 Schalter jedes Moduls.

Schutzkleinspannung

An den Ausgangsklemmen eines statisch verbundenen Batteriespeichers liegt selbst im Ruhezustand die volle Spannung aller Zellen an. Im Falle von elektrischen Fahrzeugen oft bis zu 800 V. Dafür ist eigens geschultes Personal und für hohe Spannungen ausgelegtes Werkzeug notwendig. Ein BM3-System hat bei deaktivierten Schaltern maximal eine Spannung, die einer Zellspannung entspricht (z.B. $U_{B,n} = 3,7 \text{ V}$), in jedem Falle aber unter der Schutzkleinspannung von 60 V. Das spart Werkzeug und Personalkosten und erhöht die Sicherheit bei der Handhabung der Systeme.

Ausgabe und Verarbeitung beliebiger Spannungsformen

Der BM3 kann prinzipiell beliebige Spannungsformen sowohl generieren, als auch verarbeiten, z.B. im Ladefall. Das ermöglicht zum einen einen einfachen Betrieb von elektrischen Maschinen mit Übermodulationsverfahren und zum anderen, kann das System mit jeder beliebigen Gleich- und Wechselspannungsquelle geladen werden, solange dessen maximale Spannung nicht die des Umrichters übersteigt. Bei elektrischen Fahrzeugen entfallen damit alle an Bord verbauten Ladegeräte und damit Gewicht, Kosten und Bauraum.

Schaltungsaufwand

Im Vergleich zu einem klassischen Inverter mit sechs Schaltern (B6), sind für einen BM3 Umrichter deutlich mehr Schalter, Treiber und Logikbausteine notwendig. Das erhöht den Schaltungsaufwand. Dieser relativiert sich jedoch durch die mögliche Integration auf einen Mikrochip.

Benötigte Rechenleistung

Aufgrund der Vielzahl von Schaltern und möglichen Zuständen, benötigt ein BM3-Umrichter mehr Rechenleistung als beispielsweise ein B6-Umrichter. Die PWM für Letzteren kann auch durch einfache Analogschaltungen erzeugt werden, wohingegen bei dem in dieser Arbeit besprochenen Umrichtern, kompliziertere Berechnungen notwendig sind [118] [23].

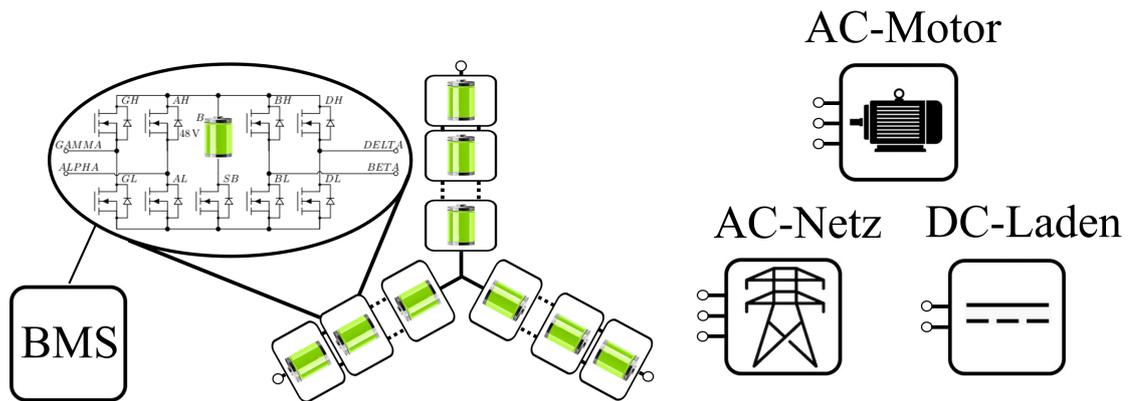


Bild 3.21.: Aufbau der Elektronik in einem Elektrofahrzeug mit M2B und keinem weiteren Stromrichter für unterschiedliche Anwendungen. Das BMS ist eine zusätzliche Funktionalität und benötigt ebenfalls extra Komponenten in den Modulen. Die einzelnen Module zueinander benötigen nicht länger ein Master-BMS.

3.6.2. Vollbrücken mit Parallelschaltmöglichkeit (M2B oder MMSPC)

Das Konzept des M2B besteht aus Grundmodulen die jeweils aus 9 MOSFETs bestehen und in Bild 3.22 abgebildet sind. Die 5 zusätzlichen Schalter (GH , GL , DH , DL , SB) – im Gegensatz zu einer konventionellen Vollbrücke (4 Schalter) – ermöglichen es ein Modul zu anderen parallel zu schalten und einzelne Module aus dem Modulverbund (mit SB) auszuschließen. Dies wird im Positiven wie auch im Negativen um die x-Achse (0 V) durchgeführt. Sowohl bei einer Ausgangsspannung von $+U_{Modul}$ als auch bei $-U_{Modul}$ können alle – mit der Konsequenz geringerer ohmscher Verluste in der Batterie – Module parallel geschaltet werden. Bei niedriger Ausgangsspannung können mehr Module parallelgeschaltet werden, um den Stromfluss in den einzelnen Modulen zu verringern.

Zur Versorgung von dreiphasigen Verbrauchern wird eine Konfiguration wie in Bild 3.21 aufgebaut. Es wird für jede Phase eine Anzahl an Modulen in Serie geschaltet. Aufgrund der bidirektionalen Funktionalität des M2B ist es nun möglich, sowohl Verbraucher wie elektrische Motoren, als auch Quellen wie das AC-Stromnetz oder DC-Powerbanks, direkt anzuschließen. Durch die Möglichkeit beliebige Spannungsformen auszugeben, ist es dem M2B möglich, sich auf beliebige Quellen zu synchronisieren. Ein BMS wird auf Modulebene benötigt, da die darin enthaltenen Batteriezellen fest verbunden sind. Jedoch kann auf ein sogenanntes Master-BMS verzichtet werden. Dieses wird bei konventionellen Systemen benötigt, um die einzelnen Module untereinander ebenfalls auszugleichen. Bei einem MMC-basierten Aufbau kann dies durch eine Modifikation der Schaltabfolge bewerkstelligt werden.

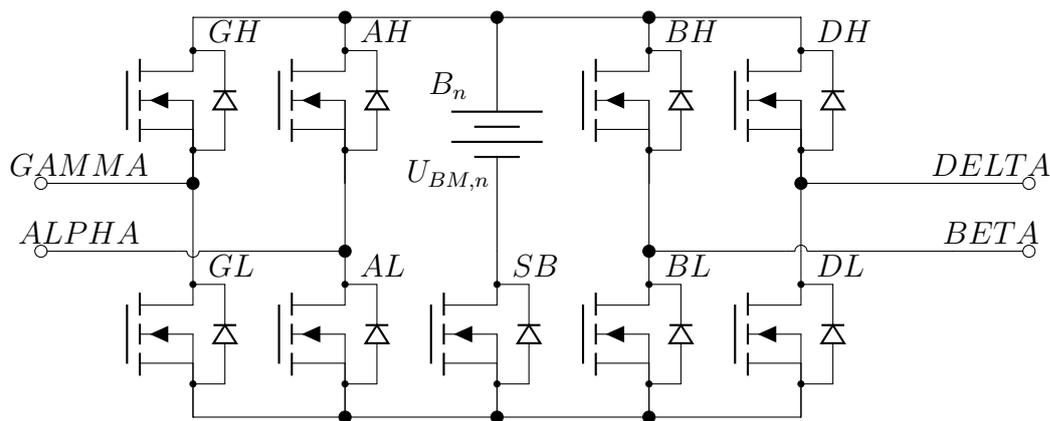


Bild 3.22.: Modulaufbau des M2B mit 9 Schaltern und 4 Terminals zum Verbinden mehrerer Module. Die Spannungsquelle B_n in den Vollbrücken wird von Batteriezellen in einem Batteriemodule, mit der Modulspannung ($U_{BM,n}$), gebildet.

Einen beispielhaft, rot hervorgehobenen Schaltzustand von vier Modulen mit teilweiser serieller und paralleler Verschaltung der Module, zeigt Bild 3.23. Diese Verbindungen können im Laufe eines Sinusses modifiziert werden, um die einzelnen Stufen darzustellen.

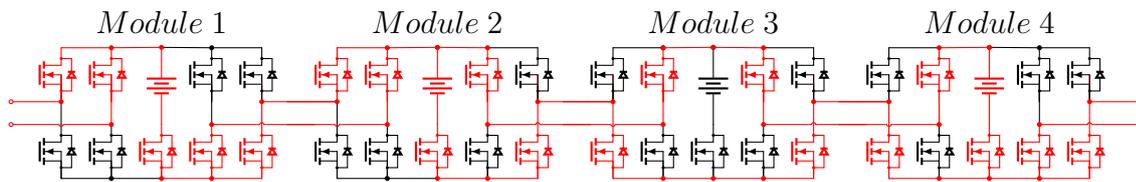


Bild 3.23.: M2B Funktionsprinzip der dynamischen Seriell-Parallel-Verschaltung am Beispiel von 4 Modulen. Dabei ist Modul 1 seriell zu Modul 2, Modul 2 parallel zu Modul 4 und Modul 3 überbrückt.

Dabei zeigt Bild 3.23, wie es mit Hilfe des Schalters SB möglich ist, das Modul 3 aus dem Modulverbund auszuschließen. Zudem wird dargestellt, wie eine serielle Modulverbindung (Modul 1 zu Modul 2) und eine parallele Modulverbindung (Modul 2 zu Modul 4) bewerkstelligt werden kann. Diese zwischenzeitlich patentrechtlich geschützte Möglichkeit der parallelen Verschaltung bringt gegenüber rein seriellen Systemen insbesondere bei niedrigen Spannungen sowie einem sichtbar von 1 abweichenden $\cos \phi$ eine deutliche Reduzierung der Batterie- sowie MOSFET-Durchlassverluste bei annähernd unveränderten Schaltverlusten mit sich. In Kap. 6.3 sind die Auswirkungen der Änderungen in unterschiedlichen Fahrzyklen für Fahrzeuge näher dargestellt.

Über eine zentrale Steuerung und einen Kommunikationsbus erhalten die einzelnen Module ihre Stellensignale; die zentrale Steuerung koordiniert die Module untereinander und regelt diese auf die Last beziehungsweise das Netz ein. Für nähere Informationen zum M2B sei auf die Dissertation von A. Singer [2] verwiesen, die sich ausschließlich mit diesem beschäftigt.

Kondensatormodul zur PWM-Modulierung

Für die Anbindung eines solchen M2B Systems an ein 3-phasiges Versorgungsnetz ist es sinnvoll, die verbleibende Stufenhöhe des M2B weiter zu glätten, da die für dieses System vorgeschlagene Modulspannung 48 V entspricht. Dafür werden die Stufen mit einem PWM-Signal mit anschließender Filterung überlagert. Um die Schalzhäufigkeit für die Batteriemodule auf die Stufenbildung zu beschränken, wird zur PWM-Bildung ein zusätzliches Kondensatormodul pro Phasenarm integriert, welches den gleichen Aufbau (vgl. Bild 3.22) wie ein Batteriemodul besitzt, jedoch einen Kondensator als Energiespeicher verwendet. Dieses wird dann zur Auskopplung der Niederspannungsversorgung genutzt. Bild 3.24 zeigt die Wirkung dieses Moduls. Der Ansatz wurde für ein M2B-System entwickelt, kann jedoch in modifizierter Form auch zur Leistungsauskopplung bei einem BM3-System verwendet werden.

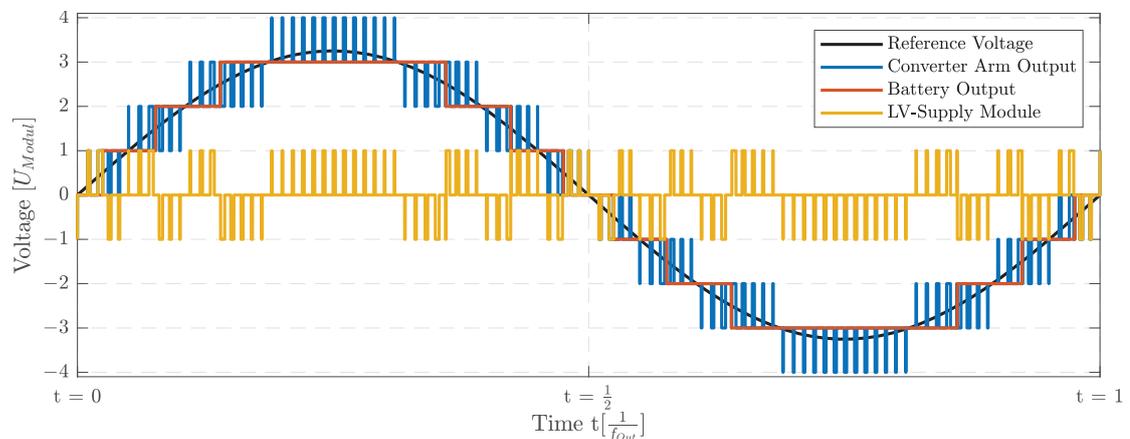


Bild 3.24.: Wirkung des Kondensatormoduls (LV-Supply Module) auf die Ausgangsspannung (Converter Arm Output) des Gesamtsystems. Die Zielspannung (Reference Voltage) wird besser angenähert, als es nur über die Batteriemodule (Battery Output) möglich wäre.

Der Kondensator wird dabei entweder seriell, antiseriell oder im Bypass so betrieben, dass sich gemittelt das Niveau der Spannungsvorgabe des Sinusreferenzsignals ergibt. Um die Kondensatorspannung im Mittel konstant zu halten, werden zwei unterschiedliche Schaltmöglichkeiten genutzt (siehe Bild 3.25):

In der Variante „Upper Step“ wird das Kondensatormodul antiseriell betrieben. Damit reduziert es die Stufenspannung und lädt sich über den Laststrom. In der Variante „Lower Step“ wird der Kondensator seriell betrieben, erhöht die Spannung und entlädt sich über den Laststrom. Auf diese Weise kann der Ladungszustand des Kondensators ständig austariert werden. Da die Gesamtspannung des Kondensatormoduls relativ gering sein darf, können verlustarme MOSFETs zum Einsatz kommen. Dies ermöglicht wiederum den Einsatz hoher Schaltfrequenzen und einer kleineren Kondensatorkapazität.

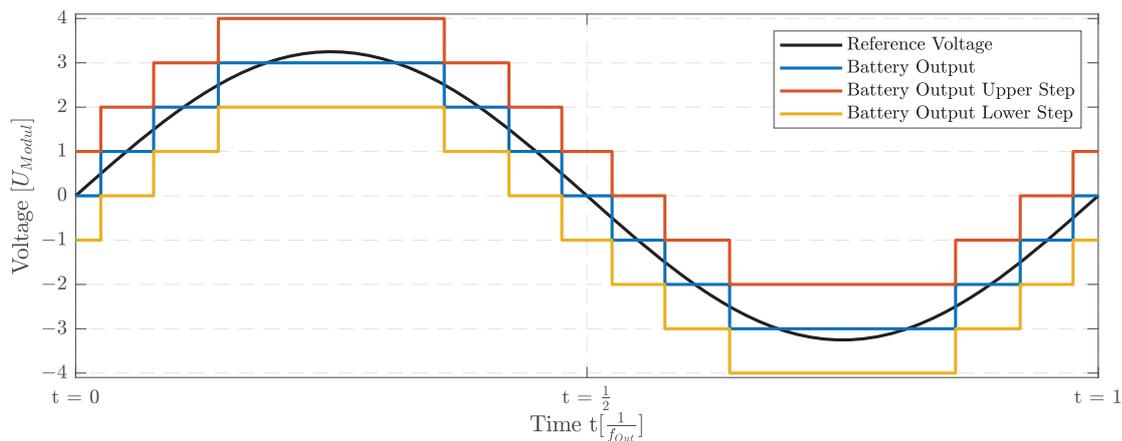


Bild 3.25.: Zwei Schaltvarianten für Laden (gelb) und Entladen (rot) des Kondensatormoduls um den Ladezustand des Kondensators konstant zu halten. Die Zielspannung (Reference Voltage) wird am besten durch die Batteriemodule (Battery Output) angenähert. Durch das PWM des Kondensatormoduls ist dies aber auch bei den anderen beiden Battery Output möglich.

Kondensatormodul zur DC-Leistungsauskopplung

Das Kondensatormodul kann in seiner Funktionalität über einen PWM-Betrieb hinaus erweitert werden. Grundsätzlich kann dem Kondensator Leistung entnommen werden, wobei die ausgekoppelte Ausgangsspannung mittels eines DC/DC-Wandlers angepasst und gleichzeitig potentialgetrennt werden kann. Diese Leistungsentnahme setzt eine entsprechende fortlaufende Ladung des Kondensators voraus, was im vorhergehend beschriebenen PWM-Betrieb eine entsprechende Leistungsabgabe des Stromrichtersystems mit entsprechendem Laststrom voraussetzt. Bei niedrigem oder fehlendem Laststrom erfordert die Leistungsauskopplung eine zusätzliche Betriebsweise des Kondensatormoduls. Für diesen Fall ist es notwendig, die Energie zur Leistungsauskopplung den Batteriemodulen direkt zu entnehmen. Dazu wird das Kondensatormodul mit einem oder mehreren Batteriemodulen parallel geschaltet. Die Batteriemodule gleichen diese Energieentnahme und die gegebenenfalls daraus resultierende Änderung des SOC durch proaktives Balancing in Folge aus. Als Konsequenz ist es allerdings notwendig, das Kondensatormodul mit einer mittleren Spannung, die derjenigen eines Batteriemoduls entspricht, zu betreiben.

Diese Leistungsauskopplung stellt insbesondere für den mobilen Einsatz eine wichtige Ergänzung der M2B-Eigenschaften dar. Somit ist es möglich, mit dem M2B ein integriertes Stromrichtersystem zu schaffen, welches mit hohem Wirkungsgrad und hoher Leistung ein Drehstromsystem mit Energie versorgen kann. Dies könnte z.B. die Betriebsmaschine sein. Der selbe Umrichter kann, nun zusätzlich die Batterien laden. Gegenüber PWM-Stromrichtern ist dabei der Filteraufwand erheblich reduziert. Zusätzlich kann unabhängig vom Betriebszustand des Systems, eine DC-Leistungsauskopplung auf eine vorgegebene Spannung erfolgen.

Durch Simulationen konnte das Konzept der DC-Leistungskopplung überprüft werden. Bild 3.26 stellt die unterschiedlichen Betriebsmodi dieses Moduls dar.

Im ersten Intervall (I) findet kein Energieaustausch zwischen den Batterien und der Niederspannungs-Auskopplung statt. Trotzdem wird eine PWM erzeugt, indem gleich viel Strom in das Modul fließt, wie abgegeben wird (vgl. Bild 3.26c). Dies führt zu einer geringeren Spannungsabweichung, die in Bild 3.26d dargestellt ist. Dieser Modus würde eingesetzt werden, falls das Kondensatormodul nur zur PWM-Erzeugung eingesetzt würde, beispielsweise bei einem stationären Energiespeicher [2].

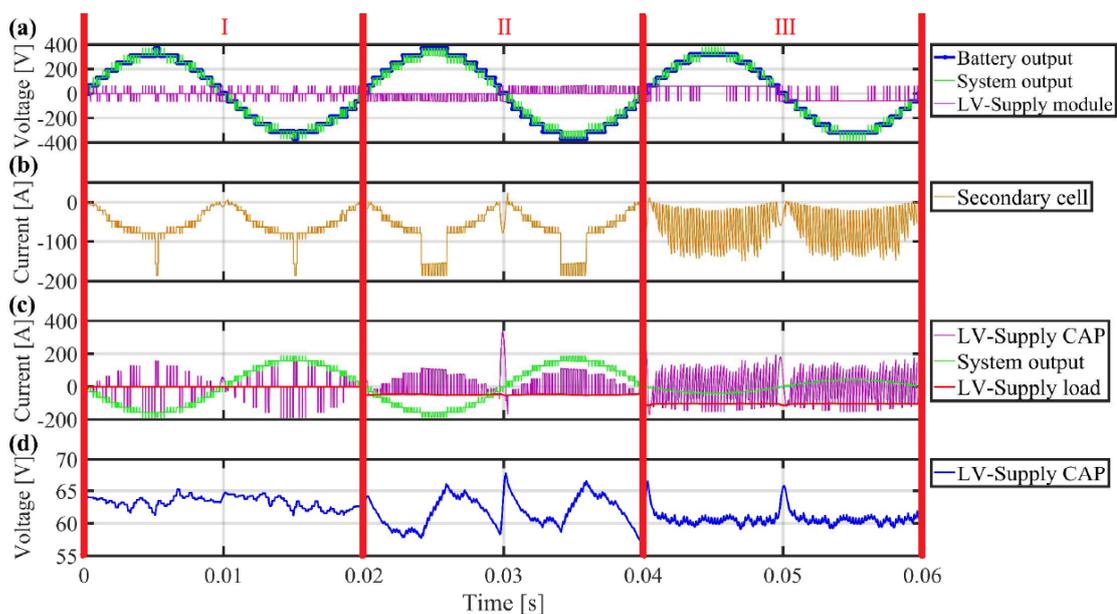


Bild 3.26.: Simulation eines einphasigen M2B-Systems mit 6 Batterie-Modulen und einem Kondensatormodul zur DC-Leistungskopplung.

Im zweiten Intervall (II) beginnt ein Laststrom an der Leistungskopplung zu fließen, der geringer als der des Gesamtsystems ist. Dies bedeutet, dass ein Leistungstransfer zwischen den Batterien und den Verbrauchern im Fahrzeug stattfindet. Das Laden und Entladen des Kondensatormoduls wird nun so verändert, dass das Laden überwiegt, was sich in Bild 3.26c durch Stromspitzen in nur eine Richtung auswirkt. Außerdem ist hier der Laststrom an der Leistungskopplung ersichtlich. Während des Nulldurchgangs der Spannung (bei Time 0,03 s) wird diese parallel zu den Batteriemodulen geschaltet. Daraus resultiert ein hoher Strom, der den Kondensator wieder auf das Niveau der Batterien auflädt. Dieser hohe Strom teilt sich auf alle Batterien auf und ist daher in Bild 3.26b geringer ausgeprägt als in Bild 3.26c. Diese parallele Verbindung ist notwendig, da im Nulldurchgang der Laststrom zu gering ist, um den Leistungsbedarf des BEV zu decken. Die Spannungsabfälle könnten in diesem zweiten Intervall dadurch verringert werden, dass statt des Bypass-Modus der Parallel-Modus des Kondensatormoduls aktiviert wird, wenn es gerade nicht zum Erzeugen der PWM benötigt wird.

Dieses Vorgehen ist im Intervall III aufgezeigt. Hier ist der Verbrauch am Kondensator-modul (Heizung, Klimaanlage, etc.) größer, als der Laststrom durch den Motor oder vom Stromnetz. Daher ist eine Stabilisierung der Kondensatorspannung nur durch eine Nutzung des Parallelmodus möglich. Durch dieses Vorgehen können sehr hohe Ströme, auch während des Stillstandes des Fahrzeuges, den Verbrauchern zur Verfügung gestellt werden.

Durch diese Simulationen konnte gezeigt werden, dass eine effiziente Niederspannungs-Auskopplung bei MMS möglich ist. Zudem werden bei dieser Lösung alle Batterien gleichmäßig belastet. Klassische Batteriespeichersysteme nutzen für eine Niederspannungs-Auskopplung einen dedizierten DC/DC-Wandler, der die Energie aus der Hochspannungs-Batterie bezieht. Bei den hier vorgestellten Multilevelsystemen M2B und BM3 gibt es diese Hochspannung -Batterie jedoch nicht mehr. Dieser Sachverhalt hat zur Entwicklung des neuen Systems zur Erzeugung von DC-Spannungen geführt, das nicht nur Teile der Batterien entlädt, sondern zu einer gleichmäßigen Entladung führt. Diese DC-Spannung kann nun genutzt werden, um beispielsweise die Stromversorgung des Bordnetzes eines BEV zu gewährleisten. Das hier vorgestellte Prinzip hat zu einer Patentanmeldung [119] und einer Veröffentlichung [120] geführt.

3.6.3. Konzept von Halbbrücken mit Parallelschaltmöglichkeit (BM3 oder Smart Battery)

Basierend auf der Idee eines proaktiven BMS [121] [122] und der Addition der möglichen Parallelschaltung [123] bei einem Multilevelumrichter, wurde bereits 2014 das Konzept des BM3 als MMC auf Basis von Batteriezellen vorgestellt [124]. Im Gegensatz zu Helling et al. wird das BM3 in dieser Arbeit nicht wie ein MMC mit zwei Armen betrieben, sondern ähnlich wie ein konventioneller Umrichter (B6-Brücke). Zudem wird kein Umpoler verwendet. Beide Maßnahmen dienen dazu, eine negative Ausgangsspannung zu ermöglichen. Dies ist jedoch mit einer eingeschränkten Flexibilität oder mit zusätzlichen, teuren Bauteilen mit voller Sperrspannung verbunden. Die neue Herangehensweise verringert die Anzahl der Bauelemente sowie die Kosten und das Gewicht des Umrichters, da die kostenintensiven IGBTs oder MOSFETs für Umpoler eingespart werden. Zusätzlich erhöht sich die Modularität, da keines der Bauelemente auf die erzeugte Maximalspannung ausgelegt werden muss.

Grundlegend ist der BM3 ein modularer, bidirektionaler DC/AC-Wandler. Die Generierung eines beliebigen Wechselstroms erfolgt durch die dynamische Verschaltung einzelner DC-Module. Die maximale Spannung des Umrichters ergibt sich durch die Anzahl der Module sowie die Einzelspannung jeder Zelle. Beispielsweise kann mit 4 Zellen und einer Spannung von $U_{Bn} = 4\text{ V}$ pro Zelle, eine maximale Spannung $U_{out} = 16\text{ V}$ ausgegeben werden.

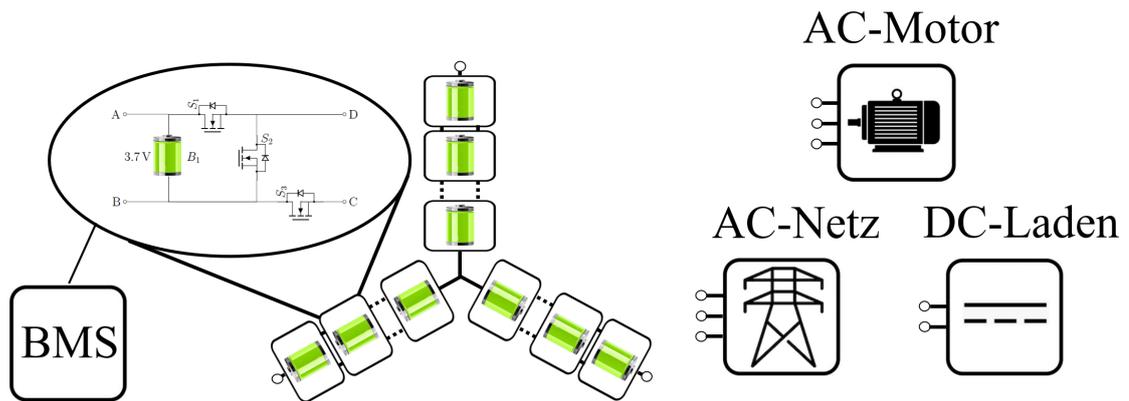


Bild 3.27.: Aufbau der Elektronik in einem BEV mit BM3 und keinem weiteren Stromrichter für unterschiedliche Anwendungen. Das BMS ist keine zusätzliche Funktionalität und benötigt keine zusätzlichen Komponenten in den Modulen.

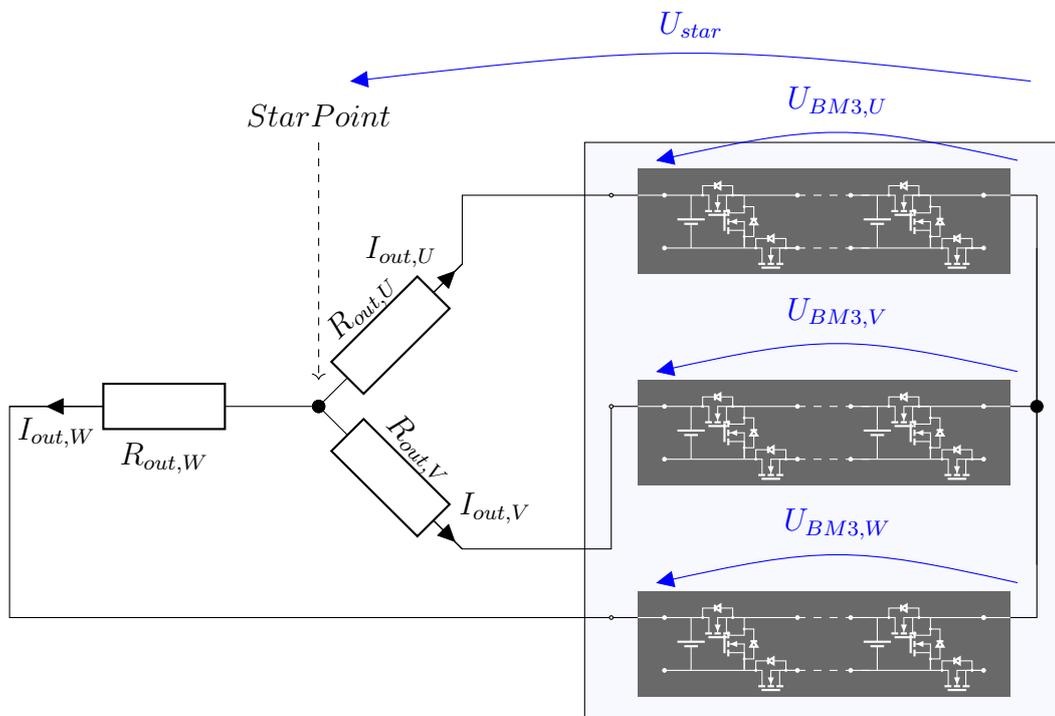


Bild 3.28.: Dreiphasiges BM3-System (in Sternschaltung) mit Widerständen (in Sternschaltung) als Motorersatz

Die Stufenschaltung erfolgt in ähnlicher Weise wie beim M2B Konzept (siehe Kap. 3.6.2) nur ohne die Möglichkeit negative Spannungen zu erzeugen. Zur Veranschaulichung des Funktionsprinzips mit nur positiven Modulen dient Bild 6.4 an diesem Beispiel wird die Erzeugung eines AC-Sinusses hergeleitet. Das Funktionsprinzip ist dabei nicht auf einen sternförmigen Aufbau begrenzt, ein dreieckförmiger Aufbau ist ebenfalls möglich.

Zur Erzeugung eines p -phasigen Drehspannungssystems können p -Ketten, die jeweils aus 2-Quadranten-Modulen bestehen, zu einem Stern verschaltet werden. Jede dieser Modul-

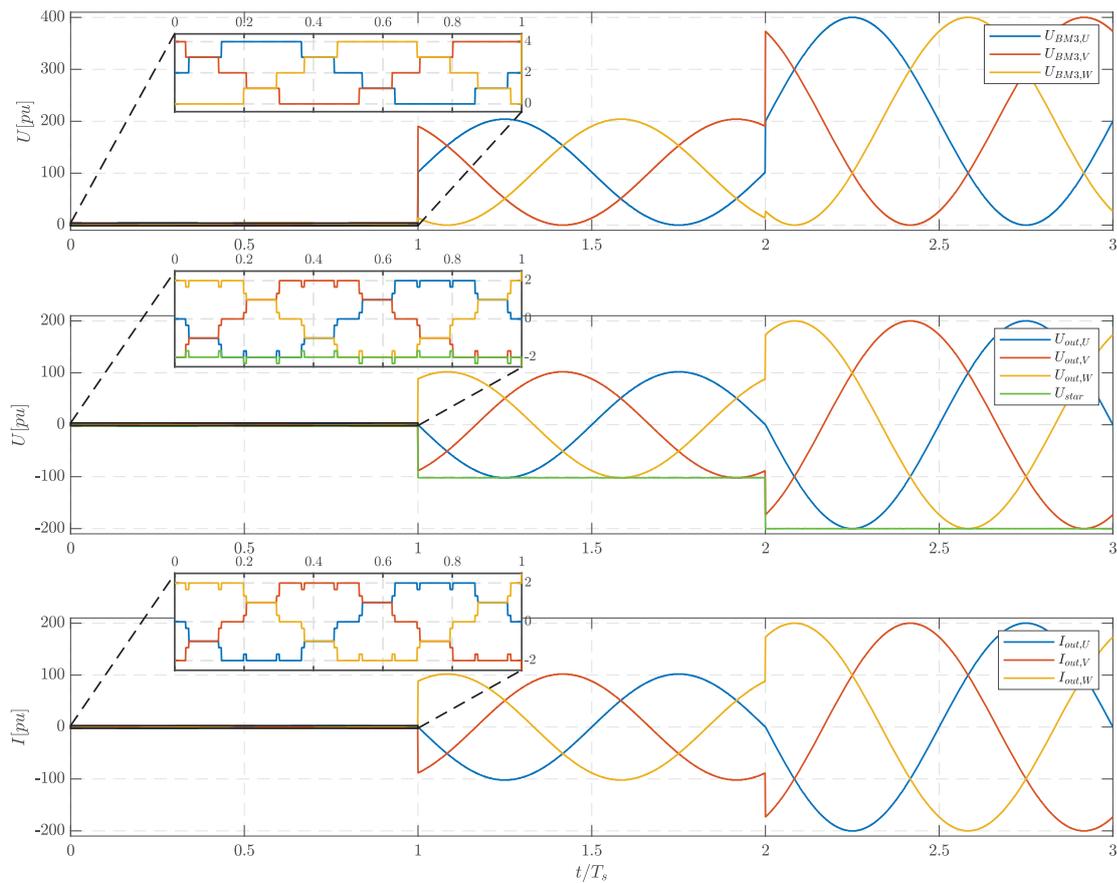


Bild 3.29.: (oben) Ausgangsspannungen des BM3-Umrichters $U_{BM3,U}(t)$ zur Erzeugung einer Wechselspannung mit Spannungssprüngen von 4 auf 100 und dann 200 Modulen in pu was der Modulspannung entspricht. In dieser Betrachtung wird keine Optimierung der Umrichterpsannung durchgeführt. (mitte) Wechselspannungen die durch die Sternpunktverschiebung an den Lastwiderständen R_{out} abfallen. Die Spitzen im ersten Drittel entstehen durch die ungenaue Approximation des Sinusses und einer entsprechenden Schwankung des Sternpunktes des Verbrauchers. Diese Schwankungen führen auch zu einer Veränderung der Sternspannungen gegeneinander U_{star} . (unten) Ströme durch die Lastwiderstände, als Ersatz für den Motor.

ketten erzeugt beispielsweise eine sinusförmige, aber um einen Gleichspannungsanteil verschobene pulsierende Spannung (vgl. Bild 3.29). Dieser Gleichspannungsanteil U_{DC} kann dabei so groß gewählt sein, dass die pulsierende Spannung nur eine Polarität aufweist und die minimale Spannung dieser Kette z.B. den Wert Null erreicht. Da somit von der Kette keine negativen Spannungen zu erzeugen sind, kann ein solcher Spannungsverlauf — genähert über eine entsprechende Treppenfunktion — auch tatsächlich durch eine Kette von 2-Quadranten-Modulen gebildet werden. Die anderen Ketten erzeugen ebensolche Spannungsverläufe, die allerdings jeweils untereinander phasenverschoben sind. Die Spannungen, die jede Modulkette gegenüber dem Sternpunkt, also dem gemeinsamen Verbindungspunkt der Modulketten erzeugt, werden dabei als Sternspannungen bezeichnet. Im vorliegenden Fall sind diese Spannungen aber nicht direkt nutzbar, da sie einen Gleichspannungs-

anteil haben. Entsprechend ist auch der Sternpunkt dieser Schaltungsvariante aus Symmetriegründen nicht nutzbar. Somit ist eine Modulkette aus m 2-Quadranten-Modulen in der Lage eine nur positive Sternspannung von 0 bis U_0 (in m Stufen) abzugeben, wobei U_0 die Summenspannung aller m Module dieser Kette ist, wenn alle Module aktiv geschaltet sind. Im Fall eines dreiphasigen Systems ($p = 3$) erzeugt (bei Vernachlässigung der Stufen) jede Kette folgende, um einen DC-Anteil verschobene, sinusförmige Sternspannung (gegenüber dem Sternpunkt/Verbindungspunkt der drei Modulketten):

$$\begin{aligned} U_{BM3,U}(t) &= U_0 \left(1 + \sin(\omega t)\right) \\ U_{BM3,V}(t) &= U_0 \left(1 + \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\ U_{BM3,W}(t) &= U_0 \left(1 + \sin\left(\omega t + \frac{4\pi}{3}\right)\right) \end{aligned} \quad (3.13)$$

Die verketteten Spannungen können jeweils an zwei Klemmen des Sterns abgegriffen werden und bilden sich aus der Differenz der zugehörigen beiden Sternspannungen.

Bild 6.4 zeigt einen solchen Umrichter mit angeschlossener Last. Die Last besteht in diesem Fall aus drei im Stern geschalteten Widerständen die mit den Endpunkten der drei Modulketten verbunden sind. Der gemeinsame Verbindungspunkt der drei Modulketten kann wegen der Potentialverschiebung nicht als Sternpunkt für die Last verwendet werden. Aufgrund der Kirchhoffsche Knotenregel ergibt sich für die Lastströme

$$\begin{aligned} 0 &= I_{out,U} + I_{out,V} + I_{out,W} \\ 0 &= U_{out,U} + U_{out,V} + U_{out,W} \end{aligned} \quad (3.14)$$

über die Maschenregel ergibt sich

$$\begin{aligned} U_{out,V} &= U_{BM3,U} + U_{out,U} - U_{BM3,V} \\ U_{out,W} &= U_{BM3,U} + U_{out,U} - U_{BM3,W} \end{aligned} \quad (3.15)$$

Werden nun die Maschen eingesetzt

$$\begin{aligned} 0 &= 3U_{out,U} + U_{BM3,U} - U_{BM3,V} + U_{BM3,U} - U_{BM3,W} \\ U_{out,U} &= \frac{1}{3}U_{BM3,V} + \frac{1}{3}U_{BM3,W} - \frac{2}{3}U_{BM3,U} \\ \frac{3U_{out,U}}{U_0} &= \left(1 + \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right) + \left(1 + \sin\left(\omega t + \frac{4\pi}{3}\right)\right) - 2\left(1 + \sin(\omega t)\right) \end{aligned} \quad (3.16)$$

daraus kann mithilfe des Additionstheorems

$$\sin(\omega t + \phi) = \sin(\omega t) \cdot \cos(\phi) + \cos(\omega t) \cdot \sin(\phi) \quad (3.17)$$

ein dreiphasiges System berechnet werden

$$\begin{aligned} U_{out,U}(t) &= U_0(\sin(\omega t)) \\ U_{out,V}(t) &= U_0\left(\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\ U_{out,W}(t) &= U_0\left(\sin\left(\omega t + \frac{4\pi}{3}\right)\right) \end{aligned} \quad (3.18)$$

Somit ergeben sich die Spannungen an der Last als dreiphasige Wechselspannungen, wenn alle Lastwiderstände gleich groß sind und die Spannungen des Umrichters 120° versetzt sind. Auf diese Weise kann der Umrichter ein symmetrisches Drehspannungssystem erzeugen. Voraussetzung ist hierfür, dass der Verbindungspunkt der drei Ketten nicht als Sternpunkt verwendet wird, da sein Potential gegenüber einem üblichen Sternpunkt periodisch schwankt. Mehrphasige Systeme für $p > 3$ können auf diese Weise ebenso realisiert werden.

In der ersten Betrachtung wurde angenommen, dass die drei von den Ketten erzeugten Sternspannungen einerseits sinusförmig, aber jeweils um einen DC-Betrag verschoben sind.

Eine weiterführende Idee verallgemeinert zunächst dieses Prinzip, in dem nun den Sternspannungen nicht ein Gleichspannungsanteil, sondern eine beliebige Zeitfunktion $U_{opt}(t)$ durch Subtraktion überlagert wird. Wenn in einem p -phasigen System jede der p -Modulketten einen Spannungsverlauf erzeugt, der sich aus der Summe einer (jeweils phasenverschobenen) Sinusspannung und $U_{opt}(t)$ zusammensetzt, verschwindet die überlagerte Funktion $U_{opt}(t)$ wieder, wenn man die verketteten Spannungen eines solchen Umrichters abgreift.

Für $U_{opt}(t)$ kann nun ein Spannungsverlauf eingesetzt werden, der ähnlich wie bei dem oben beschriebenen Gleichspannungsanteil so beschaffen ist, dass die Sternspannungen nie negativ werden. Somit sind die Sternspannungen wieder über Ketten aus 2-Quadranten-Module darstellbar. Dieser überlagerte Spannungsverlauf $U_{opt}(t)$ kann nun so optimiert werden, dass für einen gewünschten Verlauf der verketteten Ausgangsspannung des Umrichters die Sternspannungen einen möglichst kleinen Maximalwert erreichen.

In einem dreiphasigen System, bei dem die verketteten Spannungen ein sinusförmiges Drehspannungssystem bilden sollen, kann diese Funktion auf folgende Weise abgeleitet werden:

$$U_{opt}(t) = \min(U_{BM3,U}(t), U_{BM3,V}(t), U_{BM3,W}(t)) \quad (3.19)$$

$U_{opt}(t)$ wird nun von jeder Umrichterspannung kontinuierlich abgezogen. Dadurch wird kein unnötiger Offset vom Umrichter erzeugt, sondern immer die richtigen Differenzspannungen zur Verfügung gestellt. Damit ergeben sich für die Sternspannungen nach unten verschoben Spannungsverläufe, wie sie in Bild 3.30 dargestellt sind. Diese modifizierten Sternspannungen verlaufen so, dass immer die Kette mit der aktuell niedrigsten Spannung

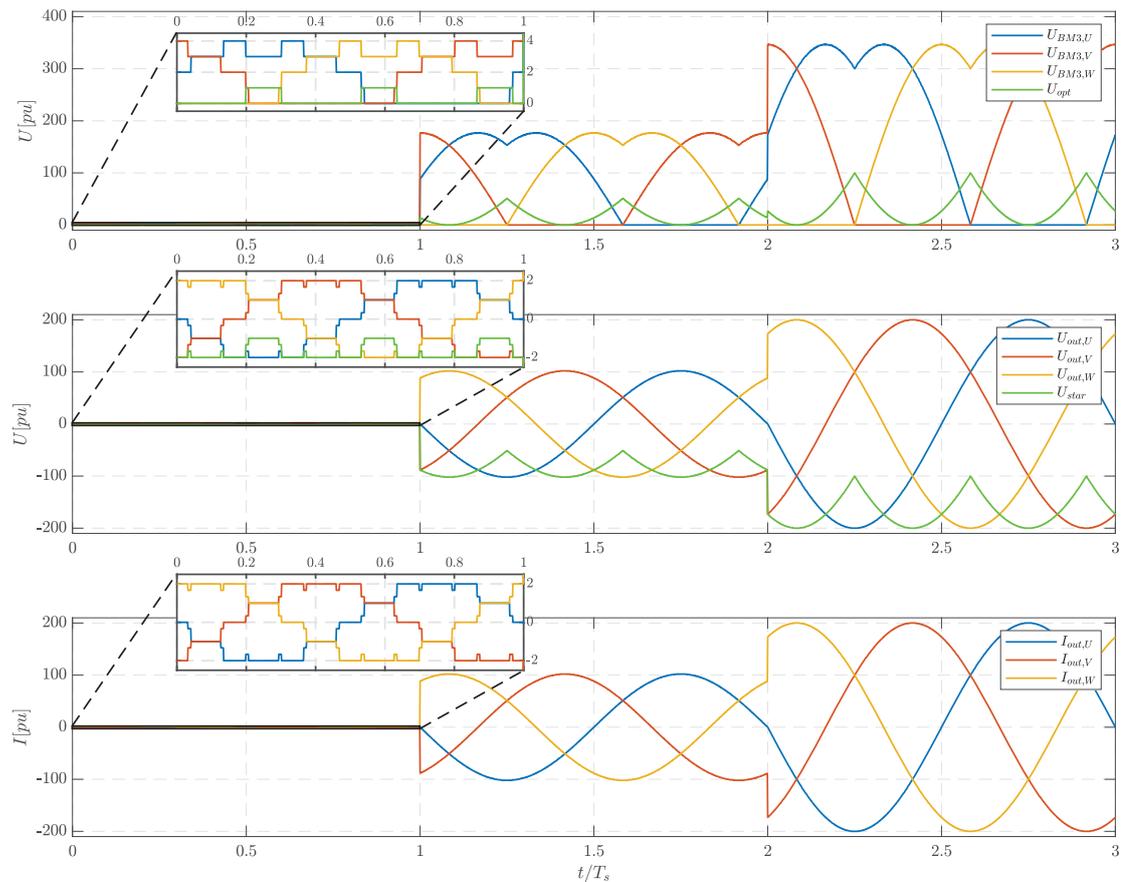


Bild 3.30.: (oben) Nicht sinusförmige Ausgangsspannungen des BM3-Umrichters $U_{BM3,U}(t)$ zur Erzeugung einer Wechselspannung mit Spannungssprüngen von 4 auf 100 und dann 200 Modulen in pu was der Modulspannung entspricht. In dieser Betrachtung wird eine Optimierung der Umrichterpspannung durchgeführt. Die nicht sinusförmige Form wird durch die Subtraktion von U_{opt} von den jeweiligen Sinusen erzeugt. (mitte) Sinusförmige Wechselspannungen die durch die Sternpunktverschiebung an den Lastwiderständen R_{out} abfallen. Die Spitzen im ersten Drittel entstehen durch die ungenaue Approximation des Sinuses und einer entsprechenden Schwankung des Sternpunktes. Diese Schwankungen führen auch zu einer Veränderung der Sternspannungen gegeneinander U_{star} . Das optimierte Verfahren führt r zu einer Schwankung des Sternpunktes. (unten) Ströme durch die Lastwiderstände, als Ersatz für den Motor.

0 V produziert. Als Differenz zweier solcher neuen Sternspannungen ergeben sich die gleichen AC-Spannungsverläufe als verkettete Spannungen, wie im ersten Fall bei reiner Gleichspannungsüberlagerung.

Makrotopologie

Um eine dreiphasige elektrische Maschine in Sternschaltung anzutreiben, werden drei sinusförmige Spannungen mit 120° Phasenversatz benötigt. Im Falle des BM3 und M2B sind hierfür drei separate Umrichterstränge nötig, einer für jede Phase. Die Stränge werden auf

der negativen Seite zu einem Sternpunkt zusammengeschlossen und auf der positiven Seite mit der Maschine verbunden. Bild 3.31 zeigt die Makrotopologie schematisch für den Betrieb einer **P**ermanenterregte **S**ynchronmaschine (PMSM).

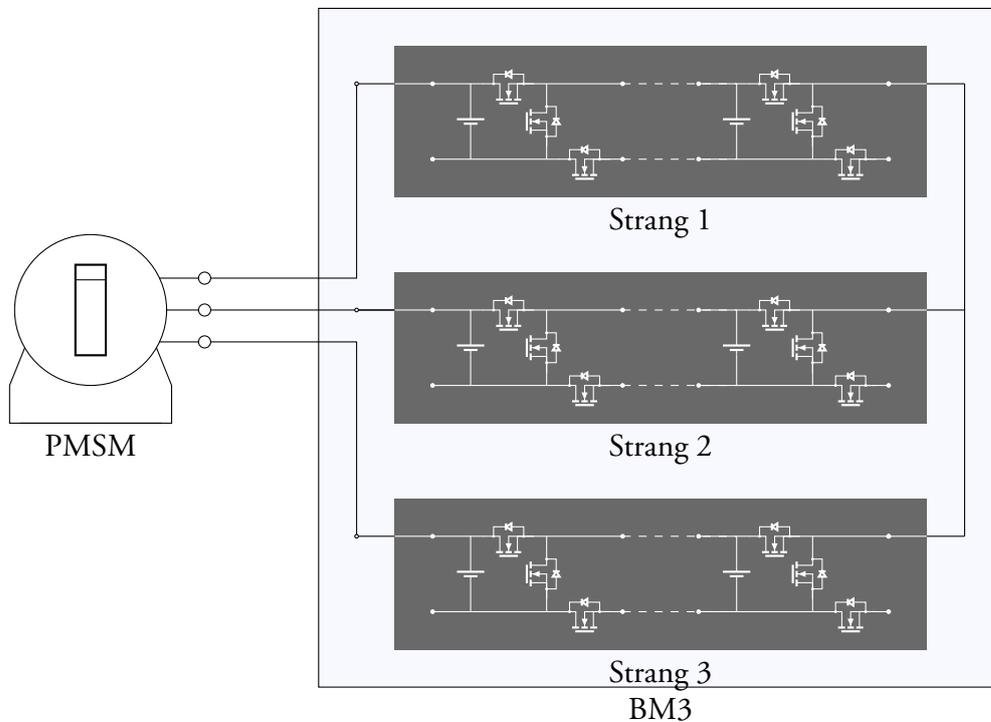


Bild 3.31.: Makrotopologie eines BM3 Umrichters für eine PMSM. [23]

Zusätzlich zu den Leistungskomponenten sind noch weitere Elemente für die Ansteuerung und Überwachung notwendig. Ein Mastercontroller liest das Encodersignal der Maschine ein und berechnet mithilfe eines Stromreglers die entsprechenden Spannungssollwerte des jeweiligen Strangs, die über einen Kommunikationsbus die Schalter erreichen. Dafür müssen Strom und Spannung jedes Stranges gemessen werden. [23]

Mikrotopologie

Der BM3 ist ein modulares System. Dies bedeutet, jedes Modul ist identisch. Auf zusätzliche zentrale Module, wie zum Beispiel einen Zwischenkreiskondensator, ist zu verzichten [125]. Die Multilevelfunktionalität wird durch die Verschaltung einer beliebigen Anzahl von Modulen bereitgestellt.

Jedes Modul ist ein Vierpol und basiert auf einer Kombination von drei Schaltern pro Batteriezeile. Bild 3.32 zeigt die Anordnung in Form von MOSFETs. Es werden die MOSFETs in folgenden Diagrammen durch das Schaltersymbol ($\text{—} \diagdown \text{—}$) ersetzt. Dieses Modul kann nun in beliebiger Anzahl verschaltet werden, die Klemmen *ALPHA* und *BETA* des folgenden

Moduls werden dabei immer mit den Klemmen *GAMMA* und *DELTA* des vorherigen Moduls verbunden.

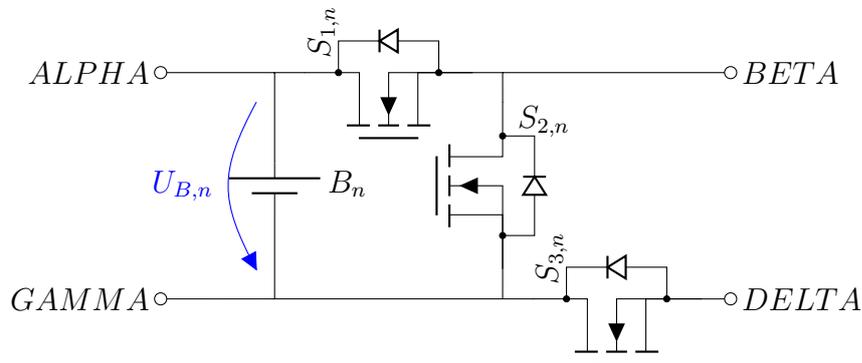


Bild 3.32.: Modulaufbau des BM3 mit seinen 3 Schaltern und seinen 4 Terminals zum Verbinden mit anderen Modulen bearbeitet nach [23]

Jedes Zellmodul kann mithilfe dieser Schalter einen von 3 Zuständen einnehmen: seriell, parallel und aus bzw. überbrückt. Bild 3.33 zeigt die Verschaltung im seriellen Zustand. Der Minuspol der Zelle B_n wird durch den Schalter $S_{2,n}$ mit dem Pluspol der nachfolgenden Zelle verbunden. [23]

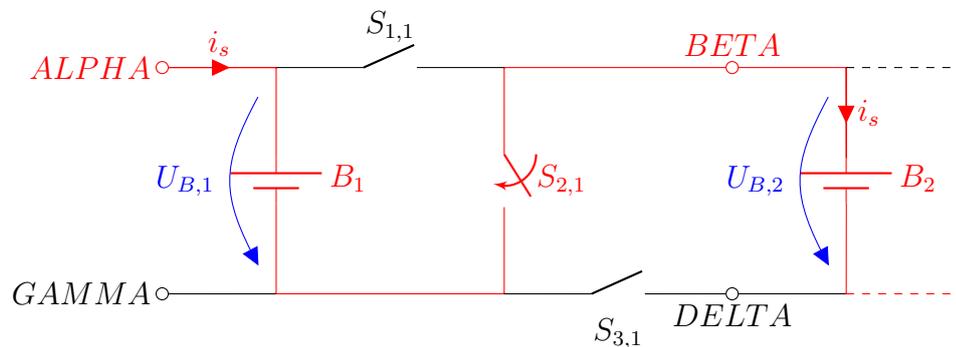
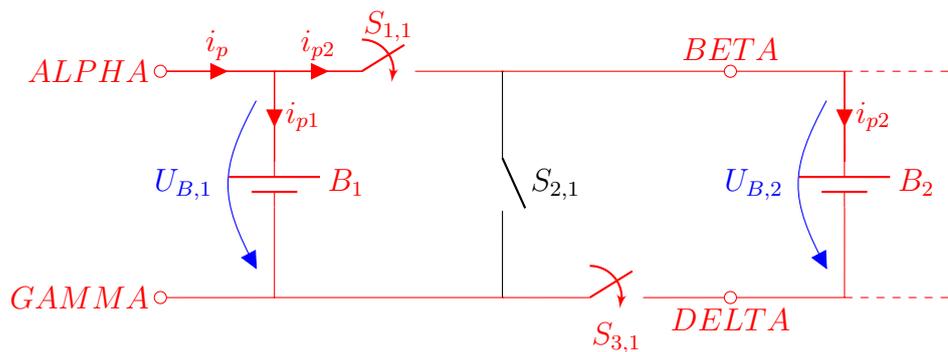
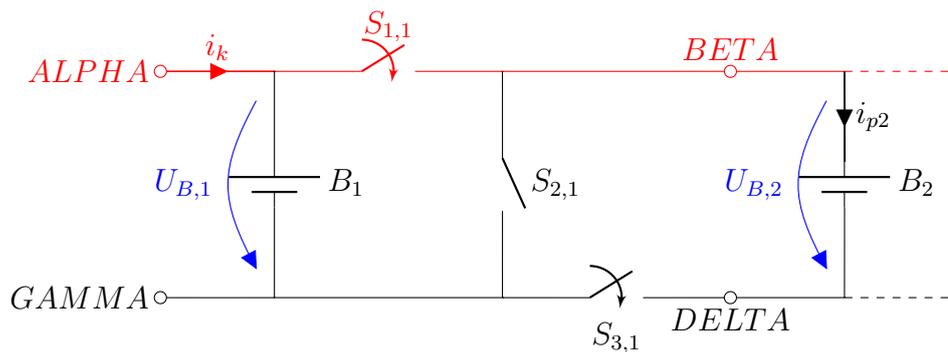


Bild 3.33.: 3-Schalter-Modul im seriellen Zustand ($S_{2,1}$ geschlossen) bearbeitet nach [23]

Bild 3.34 zeigt das Modul im parallelen Zustand. Die jeweiligen Plus- und Minuspole der Zelle des Moduls werden mit der darauffolgenden Zelle über Schalter $S_{1,n}$ und Schalter $S_{2,n}$ verbunden. Die Ströme teilen sich dabei auf die Zellen auf. [23]

Bild 3.34.: 3-Schalter-Modul im parallel Zustand ($S_{1,1}$ und $S_{2,1}$ geschlossen) bearbeitet nach [23]

Die letzte Option stellt einen Kurzschluss dar, dabei wird die Last über $S_{1,n}$ verbunden. Diese Konfiguration kann auch verwendet werden, um verschiedene Module des Stranges zu überbrücken. Anwendungsfälle hierfür sind beispielsweise eine ausgefallene Zelle oder mit zu niedrigem SOC. Letztere kann für einige Zyklen überbrückt werden, um die Spannung an die der restlichen Zellen anzugleichen. [23]

Bild 3.35.: 3-Schalter-Modul im überbrückten oder abgeschalteten Zustand ($S_{1,1}$ geschlossen) bearbeitet nach [23]

Der Anschluss der Last erfolgt zwischen der Klemme *ALPHA* des ersten Moduls und der Klemme *BETA* des letzten. Das letzte Modul muss daher sowohl im seriellen als auch im parallelen Betrieb der letzten Zelle den Schalter $S_{2,n}$ schließen, um eine Versorgung der Last zu gewährleisten. Lediglich im Kurzschlussbetrieb wird Schalter $S_{1,n}$ geschlossen. Schalter $S_{3,n}$ des letzten Moduls wird nicht verwendet. [23]

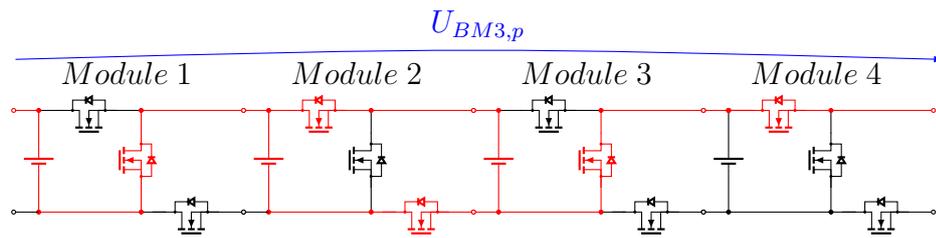


Bild 3.36.: BM3-Funktionsprinzip der dynamischen Seriell-Parallel-Verschaltung am Beispiel von 4 Modulen. Dabei ist Modul 1 seriell zu Modul 2, Modul 2 parallel zu Modul 3 und Modul 2 überbrückt

Anhand einer beispielhaften Verkettung in Bild 3.36 von vier Modulen soll wie in Bild 3.23 für M2B eine Konfiguration beispielhaft erklärt werden. Im Gegensatz zu der für den M2B vorgeschlagenen Topologie, ist es nicht möglich, Modul 2 zu Modul 4 parallel zu schalten. Es ist möglich, die Module mit ihrem direkten Nachbarn seriell oder parallel zu verschalten. Eine Topologie mit einem vierten Schalter (Batterieschalter) kann auch umgesetzt werden.

3.7. Hybridansätze aus kondensator- und batteriebasierten MMC

Abschließend wird der Einsatz im BEV diskutiert hier bietet es sich an, die Eigenschaften des batteriebasierten M2B und des kondensatorbasierten EMMC zu kombinieren. Damit kann die Anzahl an Batteriestufen reduziert werden, gleichzeitig würde über den EMMC die Granularität der Ausgangsspannung über den reinen M2B-Ansatz hinaus erhöht. Da diese feine Granularität nur für den Fall der AC-Ladung notwendig ist, kann das Gesamtsystem so konfiguriert werden, dass nur der Ladevorgang über das EMMC-System erfolgt.

M2B-EMMC-Hybrid

Der M2B-EMMC-Hybrid weist drei wesentliche Unterschiede gegenüber einem reinen M2B-System auf:

- Die Anzahl der Batteriemodule als wesentlicher Kostentreiber wird halbiert; die resultierende gröbere Stufung der Ausgangsspannung ist für den Motorantrieb ausreichend.
- Für die Umsetzung der AC-Ladungsfunktionalität werden zusätzliche Kondensatormodule zugeschaltet, die nur bei AC-Ladung aktiv sind. Bereits mit zwei zusätzlichen Kondensatormodulen je Phase kann die Spannungsgranularität halbiert werden; für diesen Fall ist von einem reduzierten Filteraufwand auszugehen. Die Kondensatormodule werden für die drei Phasen kompakt in einer Einheit umgesetzt.

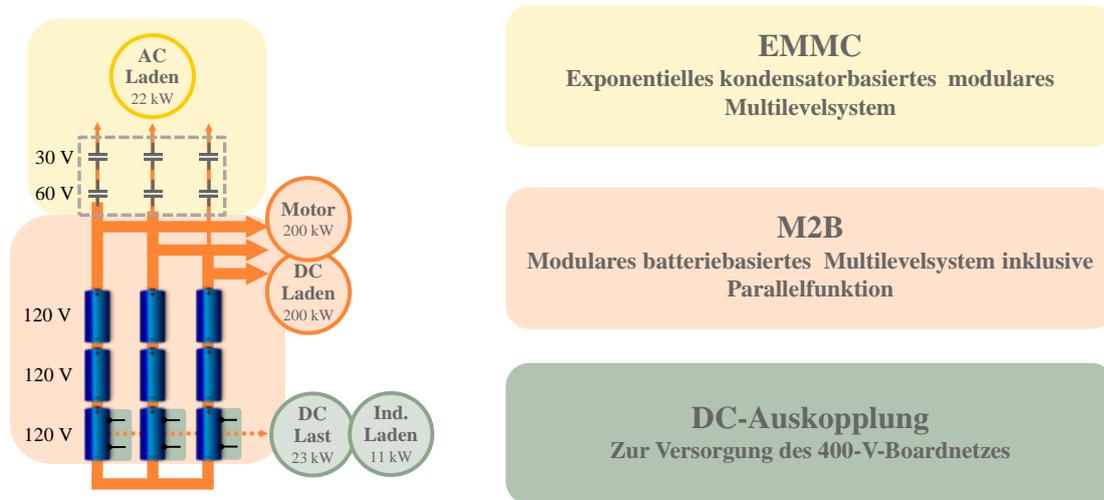


Bild 3.37.: Kombinationslösung aus M2B und EMMC (M2B-EMMC-Hybrid) mit einer Niederspannungs/DC-Auskopplung für die Anwendung in einem BEV

- Die Auskoppelmodule werden unmittelbar parallel mit je einem Batteriemodul betrieben. Der Ladungsausgleich zwischen den Batteriemodulen erfolgt im Motorbetrieb durch entsprechende Zuschaltung der Batteriemodul und im Stillstand durch Parallelschaltung der Batteriemodule.

Alternativ zu der dargestellten Variante einer Motorspannungsamplitude von $\hat{U}_{motor} = \pm 360 \text{ V}$ mit 3 Modulen, ist es grundsätzlich auch denkbar, eine Amplitude von z.B. $\hat{U}_{motor} = \pm 270 \text{ V}$ zu liefern; lediglich bei der Betriebsspannung der Kondensatoren ergibt sich ein Unterschied, da die Kondensatoren in einem Parallel-Seriell Betrieb zum Erreichen der Netzspannung $\hat{U}_g = \pm 360 \text{ V}$ betrieben werden. Dadurch können jedoch Batteriezeilen eingespart werden, zudem müssen die Kondensatormodule nur auf den AC-Ladestrom, nicht aber auf den Motorstrom ausgelegt werden.

3.8. Zusammenfassende Klassifikation und Nomenklatur von MMC

Nachdem in Kap. 3.1 die Entstehung der MMS dargestellt wurde, dann die neuen Topologien vorgestellt wurden kann nun Abschließend eine Einordnung der vorgestellten Systeme erfolgen. Grundlegend lassen sich die in der Literatur genannten Modultopologien in Vollbrücken (vgl. Kapitel 2.2.2)- und Halbbrückenmodule (vgl. Kapitel 2.2.1) unterteilen. Dabei unterscheiden sich die beiden dadurch, dass eine Vollbrücke mehr Schalter benötigt, dafür aber auch den doppelten Ausgangsspannungsbereich ermöglicht. Das Modul ist somit ein Zweipol mit Energiespeicher und steuerbarer Ausgangsspannung. Aufbauend hierauf sind in der Literatur diverse Schaltungen bekannt [70] [126] [127] [128] [129].

Eine Reihenschaltung von Modulen und einer Induktivität, welche Spannungsunterschiede zwischen den Armen ermöglicht, wird Umrichterarm genannt. Diese Induktivität wird bei batteriebasierten Umrichtern nicht benötigt. Mithilfe dieser Umrichterarme können unterschiedliche Topologien von MMCs zusammengestellt werden (Bild 3.38 stellt eine Auswahl der üblichsten Varianten dar).

Grundlegend gilt für alle in Bild 3.38 dargestellten Umrichtertopologien, dass die Modultopologien frei wählbar sind. Bild 3.38a zeigt die beiden bekanntesten Verschaltungen von modularen Multilevel-Umrichtern, in Stern- und Dreieckschaltung [71]. Diese werden, mit Kondensatoren als Energiespeicher, hauptsächlich für **Static Synchronous Compensator (STATCOM)**-Anwendungen verwendet, da diese lediglich in der Lage sind, Blindleistung zu verschieben oder zu kompensieren. Die Leistungsbilanz über eine Periode muss somit null sein. Diese Beschränkung gilt nicht bei der Verwendung von Batterien oder anderen galvanisch getrennten Spannungsquellen, anstatt der sonst üblichen Kondensatoren. Dadurch kann Wirkleistung ins Netz eingebracht werden, die Leistungsbilanz über eine Periode ist ungleich null.

Die bekannteste Schaltung der MMC ist die im Jahr 2002 von Rainer Marquardt patentierte, Bild 3.38b [130]. Durch diese wurde eine transformatorlose Verbindung von DC- oder einphasige AC-Netz mit einem dreiphasigem AC-Netz möglich. Bei einer Kombination von zwei dieser Umrichter mit selbem DC-Zwischenkreis kann ein Back-To-Back Converter realisiert werden. Dies ist notwendig, um dreiphasige Netze unterschiedlicher Frequenz zu koppeln.

Für diesen Anwendungsfall wurde ebenfalls der Matrixumrichter Bild 3.38c und Hexverter Bild 3.38d entwickelt. Bei ersterem wird jeder Leiter des ersten Netzes mit allen Leitern des zweiten Netzes über Umrichterarme verbunden [131]. Der Hexverter hingegen verbindet zwei Leiter eines Netzes über eine Polygonstruktur mit zwei Umrichterarmen, an deren Verbindungspunkt ein Leiter des anderen Netzes angeschlossen ist [132].

Die hier vorgestellte Auswahl zeigt nur die wichtigsten Vertreter und kann beliebig erweitert werden, da die Anzahl kontinuierlich wächst. Dies führt auch zu einem Problem der Multilevelumrichter: der Namensgebung. Diese ist uneinheitlich und unübersichtlich. Um

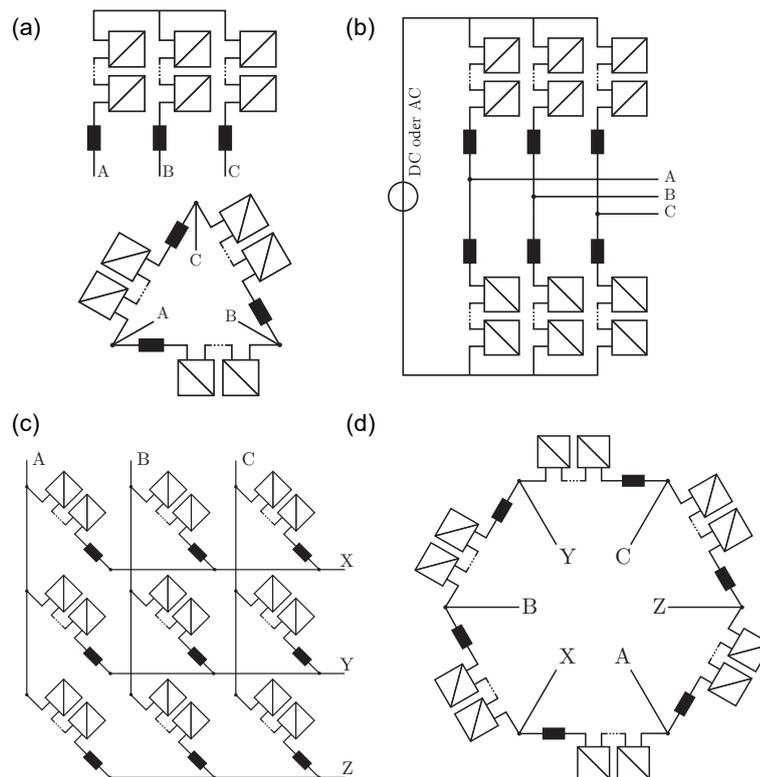


Bild 3.38.: (a) Kaskadierte Vollbrücken in Stern- (oben) und Dreieckschaltung (unten), (b) dreiphasiger DC/AC-Umrichter (Marquardt-Schaltung [130]), (c) dreiphasiger AC/AC-Direktumrichter in Matrixkonfiguration (Matrixumrichter [131]), (d) dreiphasiger AC/AC-Direktumrichter in Hexagonalkonfiguration (Hexverter) [132] (bearbeitet nach [128])

eine sinnhafte Eingliederung der in dieser Thesis vorgestellten Topologien zu erreichen, wurde sich an der von Akaqi [133] vorgestellten hierarchischen Aufgliederung der modularen Multilevelumrichter orientiert. Er schlägt vor, den Oberbegriff **Modular Multilevel Cascade Converter** (MMCC) einzuführen. Nach dieser Nomenklatur werden dreiphasige MMCC-Topologien nach der Anzahl der Sternpunkte/dreieckförmigen Netzanschlüssen und nach dem Zellentyp bezeichnet.

Klassifikation bekannter Topologien:

- Single-Star Bridge Cells (MMCC-SSBC), siehe Bild 3.38a oben
- Single-Delta Bridge Cells (MMCC-SDBC), siehe Bild 3.38a unten
- Double-Star Chopper Cells (MMCC-DSCC), siehe Bild 3.38b mit Halbbrücken-Modulen
- Double-Star Bridge Cells (MMCC-DSBC), siehe Bild 3.38b mit Vollbrücken-Modulen

- Triple-Star Bridge Cells (MMCC-TSBC), siehe Bild 3.38c
- Double-Delta Bridge Cells (MMCC-DDBC), siehe Bild 3.38d

Unter dem Begriff des modularen Multilevelumrichters oder seinen Abkürzungen MMC, M2C oder M²LC wird im wesentlichen DSCC oder DSBC verstanden. Diese wurden durch die vielbeachteten Veröffentlichungen der Gruppe um Marquardt [125] [134] [135] geprägt.

Um zudem eine Klassifizierung des EMMC-Ansatzes zu ermöglichen, der auf dem **Flying Capacitor Converter (FCC)**-Prinzip beruht, würde eine auf der von Akaqi [133] basierende Einordnung eingeführt. Der Oberbegriff lautet **Flying Capacitor Cascade Converter (FCCC)**, weitere Einordnung wird anhand des bereits vorgestellten Musters durchgeführt.

Klassifikation der in dieser Thesis behandelten neuen Ansätze und Topologien im Niederspannungsbereich:

- Single Phase Bridge Cells (FCCC-SPBC) mit Faktor 2 abgestuften Spannungen, siehe Kapitel 3.5.1 weiterhin EMMC
- Single Phase Bridge Cells (MMCC-SPBC), siehe Kapitel 3.5.2 weiterhin **Cascaded H-Bridge (CHB)**
- Single-Star Bridge Cells (MMCC-SSBC) mit Parallelfunktion, siehe Kapitel 3.6.2 weiterhin (M2B)
- Single-Star Chopper Cells (MMCC-SSCC) mit Parallelfunktion, siehe Kapitel 3.6.3 weiterhin (BM3)

3.9. Ansteuerverfahren am Stromnetz

Um die in dieser Thesis vorgestellten Ansätze am Stromnetz betreiben zu können, ist eine Netzregelung notwendig, welche die Umrichterregelung um die Möglichkeit der Leistungsentnahme oder -einspeisung am Stromnetz erweitert. Die in diesem Kapitel diskutierten Vorgehensweisen können für jede Topologie äquivalent angewendet werden.

Am Beispiel EMMC bedeutet dies, dass die Regelung der Kondensatorspannungen und Ausgangsspannung (wie in Kap. 4.1 vorgestellt) um einen Regelkreis erweitert werden. Diese zusätzlich notwendige Netzregelung ist für den Ladestrom zuständig, also die Leistung, die aus dem Stromnetz entnommen wird.

Hierfür bietet sich bei allen hier diskutierten Ansätzen das Konzept des Netzparallelbetriebs an. Damit kann je nach Bedarf Wirk- und Blindleistung durch das Gerät selbst und somit in den Energiespeicher (Kondensator oder Batterie) geregelt werden. Es wird dazu ein entsprechender Regler benötigt. Traditionell besteht der Reglerentwurf für Umrichter am Netz aus zwei kaskadierten Reglerschleifen:

- Schnelle, innere Stromregelung
- Langsamere, äußere Spannungsregelung

Üblicherweise wird mit der äußeren Regelschleife die Spannung des DC-Link-Kondensators eingestellt [136]. Durch die Stromregelung können die Spannungsqualität, Oberwellen und Strombegrenzung durch dessen hohe Dynamik bestimmt werden. Dabei ist die zu beachtende Messgröße für einen Netzregler dessen Oberschwingungsgehalt (vgl. Kap. 3.4) der Ausgangsgrößen, da diese im weiteren Verlauf des Geräteentwurfs bestimmen, welcher Netzfilter (Kap. 3.4) benötigt wird oder welche sonstigen Maßnahmen getroffen werden müssen, um die geltenden Normen einzuhalten.

Die Stromregelung kann im dreiphasigen System nun über eine Vektorregelung im rotierenden Bezugssystem mit **Proportional-Integral-Regler** (PI-Regler) oder über einen PR-Regler, der einige Nachteile des PI-Regler eliminieren kann, erfolgen. [2]

3.9.1. Vektorregelung mit PI im rotierenden Bezugssystem

Die Sinusgrößen U , V , W eines symmetrischen, dreiphasigen Netzes können über eine Clarke- und eine Park-Transformation in ein zweiachsiges Koordinatensystem mit den Achsen d und q überführt werden. Dieses Koordinatensystem rotiert nun synchron mit der Netzspannung. Hierfür ist ein exakter Phasenwinkel der Netzspannung notwendig. Dieser wird in der Regel durch eine Phasenregelschleife, auch als englisch **Phase-Locked Loop** (PLL), extrahiert [137]–[139]. Durch dieses Vorgehen ist es nun möglich, Regelverfahren (z.B. PI-Regler) für Gleichgrößen zu verwenden. Dieses Vorgehen birgt aber auch Nachteile, da hierfür Sinusgrößen ohne Verzerrungen und gleichmäßig belastete Phasen notwendig

sind [140]. Um dem entgegenzuwirken und auftretende Oberschwingungen zu kompensieren, werden Kreuzkopplungsterme und Feedforward-Techniken eingesetzt, was den Regler sehr rechenaufwendig macht, wie in [136] gezeigt wird. Zudem ist die Transformation bei Phasenverschiebungen nicht mehr anwendbar und es muss eine 0-Komponente eingeführt werden.

3.9.2. Regelung mit PR im stationären Bezugssystem

Aufgrund der Einschränkungen des PI-Reglers, wurde sich für das alternative Vorgehen des PR-Reglers entschieden. Im Gegensatz zum PI-Regler besitzt dieser neben dem Proportional- noch einen Resonanzterm, der auf die gewünschte Frequenz⁸ eingestellt wird. Der Resonanzterm ist ein doppelter Integrator[141], der bei der Resonanzfrequenz eine unendliche Verstärkung aufweist und bei anderen Frequenzen keine Dämpfung. Dadurch ist es möglich, den Term als Kerbfilter zu nutzen, um Harmonische Schwingungen selektiv zu kompensieren. Im einphasigen Fall kann diese folgendermaßen dargestellt werden [142].

$$G_{PR}(s) = K_p + K_i \frac{s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (3.20)$$

Durch den proportionalen Term K_p kann die Bandbreite und der Phasenabstand bestimmt werden [141] und mit der integralen Verstärkung K_i kann die Frequenzselektivität eingestellt werden. Dabei führen große K_i zu breiteren Aktivitätsbereichen des Resonanzanteils des Reglers. Da die Netzfrequenz nicht stark variieren darf, ist die in Gl. 3.20 dargestellte Form ausreichend. Bei größeren Schwankungen kann diese wie beispielsweise in [5] erweitert werden. Im unsymmetrischen Fall ist es möglich einen gesonderterten Stromregler für jede Phase einzusetzen, was zu einer 3x3-Diagonalmatrix führt. Koppelterme oder ähnliches werden nicht benötigt [136]. Hervorzuheben ist, dass hierbei keine Transformationen wie beim PI-Regler erforderlich sind und dieser Filter in der Lage ist, bei sinusförmigen Eingangsgrößen, die Regelabweichung zwischen Soll- und Ist-Signal zu eliminieren [6]. Durch seine hohe Dynamik ist es dem PR-Regler möglich, Regelfehler schnell zu kompensieren.

$$G_{HC}(s) = \sum_{n=3,5,7,\dots} K_{ih} \frac{s}{s^2 + (\omega_0 h)^2} \quad (3.21)$$

Durch eine Erweiterung der Gl. 3.20 um einen harmonischen Kompensator HC wie in Gl. 3.21, können Oberwellen selektiv eliminiert werden. Dieser ist für die dritte, fünfte und siebte Oberwelle dargestellt, da diese die am stärksten ausgeprägten sind. Pro Oberwellenordnung muss nur ein solcher Kompensator angehängt werden. Weiterhin beeinflussen diese Kompensatoren die Dynamik des PR-Reglers nicht, da sie nur im Bereich ihrer Resonanzfrequenz eine Wirkung entfalten. [136]

⁸Bei Netzanwendungen in Europa zumeist 50 Hz mit einer erlaubten Schwankung von $\pm 1\%$.

Netzsynchrosation

Um im Netzparallelbetrieb das gewünschte Verhalten zu zeigen, benötigt der Stromregler zudem passende Eingangswerte. Das Vorgehen, um dem PR-Regler diese Werte zur Verfügung zu stellen, wurde aus der Arbeit von Singer [2] und Zong [5] übernommen.

Vorteile ergeben sich aus der Implementierung des Spannungsschätzers. Dieser stellt Blindleistung auf eine recheneffiziente Art und Weise für ein einphasiges Netz ein. Hierfür berechnet dieser aus der Netzspannung u_g zwei Komponenten mit der selben Amplitude und Frequenz der Netzspannung ω_g . Dabei ist die Komponente $u_{g||}$ in Phase und die Komponente $u_{g\perp}$ ist der Netzspannung um 90° vorausleitend. Die Gl. 3.22 und Gl. 3.23 stellen den Spannungsschätzer im Zustandsraum dar.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} -k_{sync} & \omega_0 \\ -\omega_0 & 0 \end{bmatrix}}^A \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \overbrace{\begin{bmatrix} k_{sync} \\ 0 \end{bmatrix}}^B (u_g) \text{ mit } k_{sync} > 0 \quad (3.22)$$

$$\begin{bmatrix} u_{g||} \\ u_{g\perp} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}}^C \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

Dieses System ist eine Feedbackschleife, bei der u_g eine sinusförmige Eingangsgröße ist und mit der Netzfrequenz ω_g oszilliert wird. Dies entspricht im Frequenzraum einer unendlichen Verstärkung des Spannungsschätzers bei ω_0 . Zudem stellt die Größe k_{sync} in Gl. 3.22 eine Dämpfung des Oszillators ein.

Damit die Netzsynchrosation möglich ist, muss die Amplitude der Netzspannung mithilfe der Gl. 3.24 ermittelt werden. [5]

$$\hat{U}_g = \sqrt{u_{g||}^2 + u_{g\perp}^2} \quad (3.24)$$

Es kann nun aus den bisher berechneten Werten der Referenzstrom hergeleitet werden. Dies ist mithilfe der In-Phase-Komponenten $i_{g||}^{ref}$ und $u_{g||}$ möglich, indem die beiden multipliziert werden, ebenso wie die beiden orthogonalen Größen $i_{g\perp}^{ref}$ und $u_{g\perp}$. Die sinusförmigen Ausgangsgrößen werden dadurch mit den statischen Referenzströmen skaliert und zu zeitlich veränderlichen Rechengrößen. Diese werden nun addiert und durch die identifizierte Amplitude der Spannung \hat{U}_g geteilt, wie Gl. 3.25 zeigt.

$$i_g^{ref} = \frac{i_{g||}^{ref} u_{g||} + i_{g\perp}^{ref} u_{g\perp}}{\hat{U}_g} \quad (3.25)$$

Dadurch wird keine PLL benötigt und es ist zudem nicht notwendig, einen Winkel zwischen Strom und Spannung zu berechnen. [2]

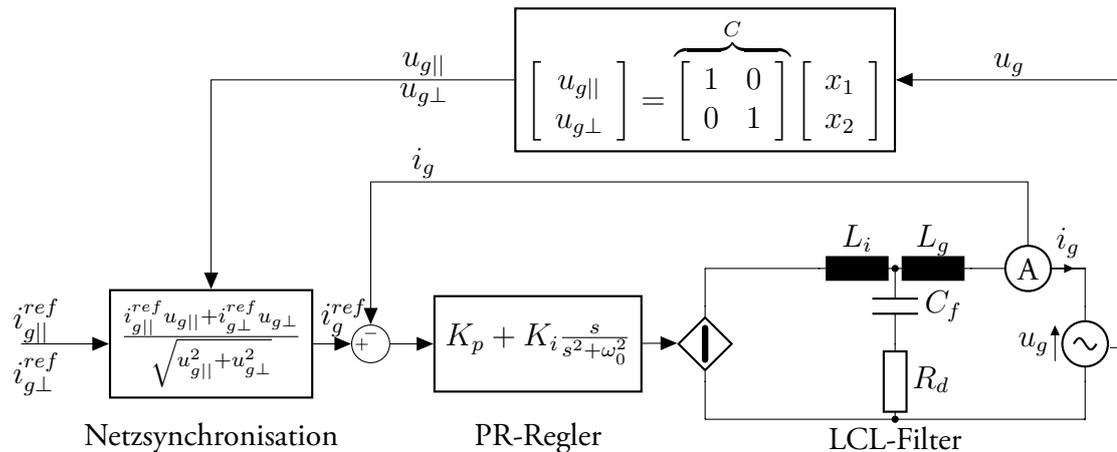


Bild 3.39.: Schematische Darstellung des einphasigen Netzreglers mit Netzsynchrisation, PR-Regler und Umrichter mit LCL-Filter am Netz u_g

Die Umsetzung der Netzregelung ist in Bild 3.39 nach dem Vorbild von Zong [5] dargestellt. Die Stromregelung des PR-Reglers befindet sich in der Mitte des Bildes. Diese wird durch die Sollsignal-Generierung in Gl. 3.25 erweitert. Die Differenz aus diesem und dem gemessenen Netzstrom i_g bildet das Eingangssignal für den PR-Regler, dessen Übertragungsfunktion in Gl. 3.20 beschrieben ist. Das Ausgangssignal des PR-Regler ist eine Sollspannung u_{soll} , die das Eingangssignal des Umrichters darstellt. Die Ausgangsspannung liegt am Filters (siehe Kap. 3.4) an und bestimmt den Netzstrom i_g . Durch eine Justierung der Ströme $i_{g||}^{ref}$ und $i_{g\perp}^{ref}$ kann somit der Netzstrom i_g eingestellt werden.

4. Umsetzung des kondensatorbasierten EMMC

4.1. Umsetzung der Umrichter-Algorithmik

Der EMMC besteht inklusive des Hauptmoduls aus Vollbrücken mit Kondensatoren, wobei das Hauptmodul auch durch andere Umrichtertopologien wie einen NPC ersetzt werden kann. Dies ist notwendig, wenn ein dreiphasiger EMMC aufgebaut werden soll. Die möglichen Schaltzustände jedes Moduls sind $z_n = \{1, 0, -1\}$, wie in Bild 4.1 dargestellt.

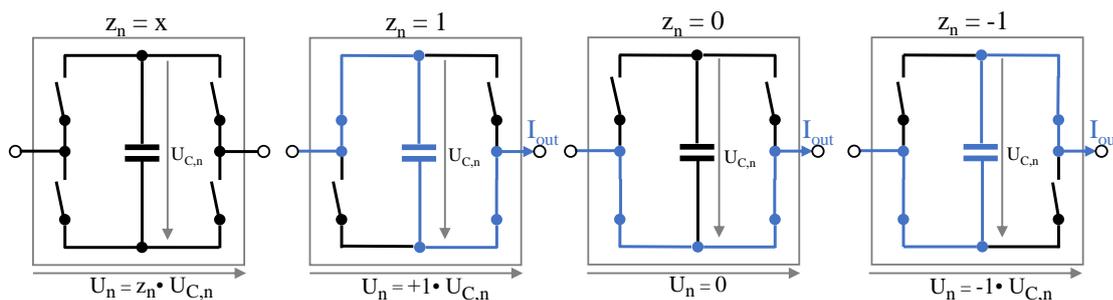


Bild 4.1.: Schaltzustände der Vollbrücken Module: $z_n = +1$ eines Moduls entlädt, $z_n = -1$ lädt und $z_n = 0$ überbrückt den Kondensator bei einem positiven Ausgangsstrom I_{out} .

Bild 4.2 stellt einen Inverterarm eines einphasigen EMMC dar, bestehend aus einem Hauptmodul ($SM1$) und drei zusätzlichen Submodulen (SMn). Zur Energieversorgung werden keine zusätzlichen Verbindungen zu den Submodulen SMn benötigt und dennoch wird ein Vier-Quadranten-Betrieb ermöglicht. Die dargestellte Anzahl von Submodulen ist hierbei zwar beispielhaft gewählt, ist hinsichtlich einer Netzanwendung aber sinnvoll, um die Netznormen ohne zusätzliche Filter einhalten zu können, und kann um weitere Module erweitert werden. Abhängig vom Ausgangsstrom i_{out} , kann jedes Submodul überbrückt oder in die dazugehörige Phase positiv oder negativ geschaltet werden (vgl. Kap. 3.5.1).

Die Ausgangsspannung U_{out} kann in Abhängigkeit von der Spannung des Hauptmoduls U_{DC} und den Schaltzuständen der Module z_n folgendermaßen berechnet werden

$$U_{out} = \sum_{n=1}^N z_n \cdot U_{C,N} \cdot 2^{n-1} \quad (4.1)$$

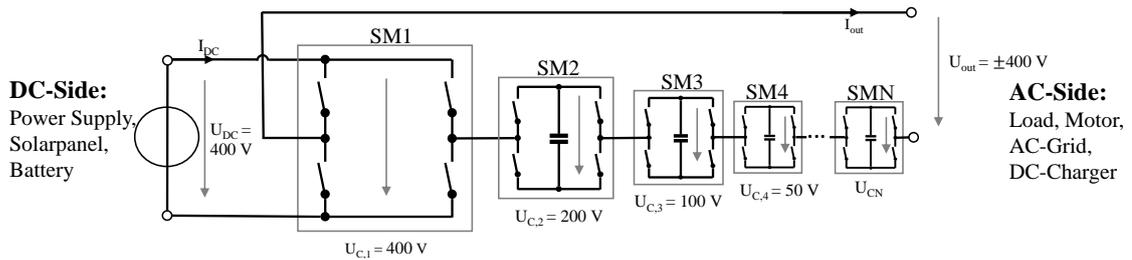


Bild 4.2.: EMMC mit einem DC-Anschluss von $U_{DC} = 400 \text{ V}$ und N Submodulen für den AC-Anschluss.

Mehrere unterschiedliche Schaltkombinationen können genutzt werden, um eine Ausgangsspannung darzustellen, wobei die Anzahl der redundanten Schaltkombinationen bei jeder Ausgangsspannung unterschiedlich hoch ist. Um beispielsweise die Ausgangsspannung $U_{out} = 50 \text{ V}$ darzustellen, wurden alle Kombinationen in Tab. 4.1 aufgelistet. Dabei ist bei unterschiedlichen Ausgangsspannung U_{out} immer ein Laden und Entladen der Kondensatoren mit unterschiedlichen Kombinationen, bis $|U_{out}| \leq U_{DC}$ möglich.

Tabelle 4.1.: Mögliche Kombinationen die erste Spannungsstufe (z.B. $U_{out} = 50 \text{ V}$) eines EMMC mit 4 Stufen zu erzeugen

Kombination	$z_1(400 \text{ V})$	$z_2(200 \text{ V})$	$z_3(100 \text{ V})$	$z_4(50 \text{ V})$	$U_{out} = \sum_{n=1}^4 z_n \cdot U_{DC} \cdot 2^{n-1} [\text{V}]$
1	0	0	0	1	50
2	0	0	1	-1	50
3	0	1	-1	-1	50
4	1	-1	-1	-1	50

Hierdurch wurde gezeigt, dass jedes Submodul bei einer gewissen Spannung entladen ($z_n = 1$) oder geladen ($z_n = -1$) werden kann und dadurch die Ausgangsspannung im Mittel gehalten werden kann, indem die Kapazitäten über eine unendlich lange Zeit durch alternierendes Schalten gebalanced werden. Bild 4.3a zeigt eine Ausgangsspannung eines EMMC bei konstantem positivem Strom.

Zusätzlich wurden die Modulspannungen und die dazugehörigen Schaltzustände in Bild 4.3b und 4.3c dargestellt. Das Halten der Ausgangsspannung von 50 V wird durch ein Abwechseln von laden, entladen und überbrücken erreicht. Zu beachten ist hierbei, dass das Balancen der Kapazitäten mit einer vielfach höheren Modulationsfrequenz erfolgen muss, als die Modulationsfrequenz der Ausgangsspannung. Die Qualität dieser hängt von der Kapazität der Module und deren Schaltfrequenz ab.

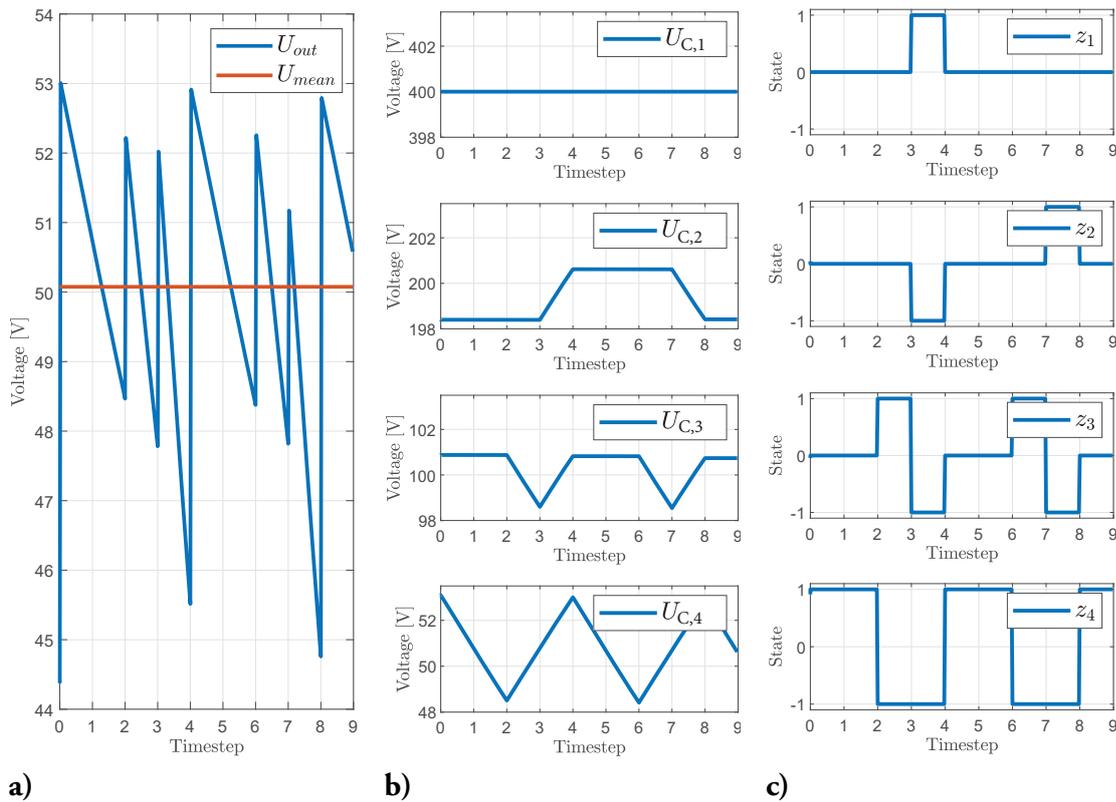


Bild 4.3.: (a) Ausgangsspannung des EMMC U_{out} , mit mittlere Ausgangsspannung $U_{mean} = 50$ V mit gleichen Modulkapazitäten $C_n = 88 \mu\text{F}$, einer Zeitschrittweite von $Timestep$ von $\frac{1}{50 \text{ kHz}} = 20 \mu\text{s}$ und einem Ausgangsstrom von $I_{out} = 5$ A (b) Kondensatorspannung $U_{C,n}$ jedes Moduls (c) Schaltzustände z_n jedes Moduls

4.1.1. Regelung des Ladezustandes

Optimums-Regelung

Wie bereits in Kap. 4.1 ausgeführt, können Ausgangsspannungen U_{out} mit unterschiedlichen Schaltkombinationen z_n dargestellt werden. Dabei werden unterschiedliche Kapazitätsmodule geladen bzw. entladen, abhängig von deren Polarität. Um die Anforderungen an die Ausgangsspannung U_{out} zu erfüllen muss die Differenzspannung ΔU_{SM} der Module minimiert werden. Eine mögliche Implementierung ist die optimale Schaltkombination mithilfe eines Gewichtungsfaktors zu ermitteln.

Um die beste Kombination auszuwählen, wird der Spannungsfehlervektor $\Delta \vec{U}_{SM}$ aus der gemessenen Spannung $u_{C,n,meas}$ und der Sollspannung $u_{C,n,ref}$ folgendermaßen berechnet

$$\Delta \vec{U}_{SM} = \begin{pmatrix} u_{C,1meas} \\ u_{C,2meas} \\ \vdots \\ u_{C,Nmeas} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} u_{C,1ref} \\ u_{C,2ref} \\ \vdots \\ u_{C,Nref} \end{pmatrix} \quad (4.2)$$

Wenn n das Submodule einer Phase repräsentiert, und m die Nummer der möglichen Schaltkombinationen der i -ten Spannungsstufe, können alle möglichen Schaltkombinationen in der Matrix M_i dargestellt werden

$$M_i = \begin{pmatrix} z_{11} & \cdots & z_{n1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ z_{1m} & \cdots & z_{nm} \end{pmatrix} \quad (4.3)$$

Konsequenterweise kann der Gewichtungsvektor \tilde{g}_i berechnet werden als

$$\tilde{g}_i = M_i \cdot \Delta \vec{U}_{SM} \quad (4.4)$$

somit kann der Effekt jeglicher Schaltkombination auf den globalen Spannungsfehler dargestellt werden. Die Schaltkombination, die die Spannungen am besten auf ihr Sollniveau annähert, wird ausgewählt

$$\max(\tilde{g}_i) \rightarrow z_{opt} \quad (4.5)$$

Wenn beispielsweise das Referenzspannungslevel auf $U_{out} = 50 \text{ V}$ gesetzt wurde und alle Kapazitätsmodule eine Spannungsabweichung von $+1 \text{ V}$, gegenüber ihrer Sollspannung aufweisen, wird der Gewichtungsvektor \tilde{g}_1 zu $(1 \ 0 \ -1 \ -3)$.

$$\tilde{g}_1 = M_1 \cdot \vec{U}_{SMn} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 0 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & -1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ -1 \\ -3 \end{pmatrix} \quad (4.6)$$

Mit Hilfe dieses Gewichtungsvektors, wird die Schaltkombination ausgewählt die den Spannungsfehler am besten kompensiert

$$g_{50\text{V}} = \max(g_{50\text{V}}) = 1 \rightarrow z_{opt} = (0 \ 0 \ 0 \ 1) \quad (4.7)$$

Solange alle Kondensatoren einen Überschuss an Ladung besitzen wird die Kombination ausgewählt, die eine Kapazität entlädt. [143]

Flachheitsbasierte Regelung

In diesem Kapitel wird nachgewiesen, dass es sich beim EMMC um ein flaches System¹ handelt. Dies stellt eine besondere Eigenschaft dar, wie im Weiteren erläutert wird, da sich dadurch das nichtlineare System EMMC mit seinem flachen Ausgang und einer endlichen Zahl an Zeitableitungen beschreiben lässt. [145] An flachen Systemen können die konventionellen linearen Regelungsauslegungsverfahren angewendet werden. Die Optimums-Regelung stellt hierbei, abseits der konventionellen Verfahren, eine Sonderform speziell für den EMMC dar.

Modell A: Erstes Submodul ohne Dynamik

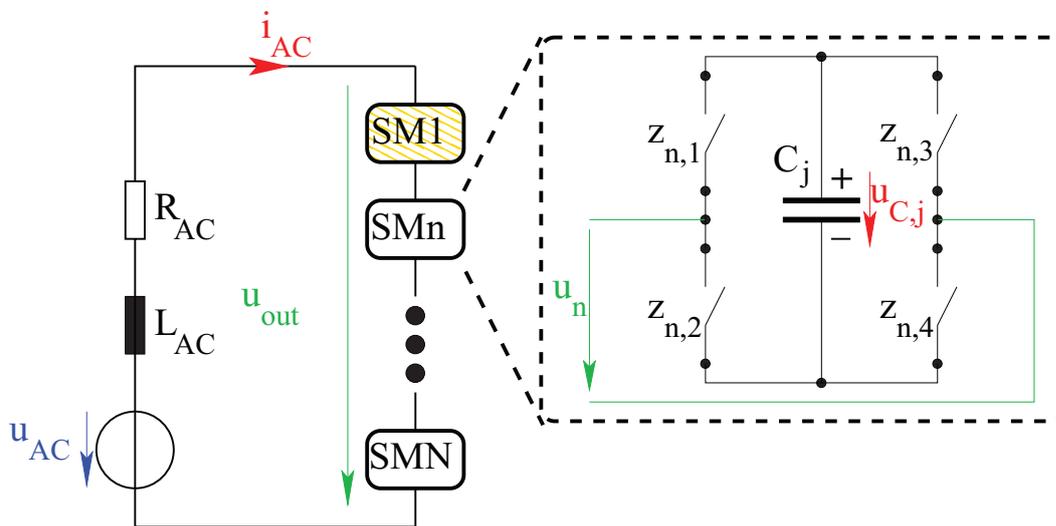


Bild 4.4.: Anordnung der Kondensatoren und des letzten Submoduls (gelb markiert), das auf einer konstanten Spannung gehalten wird

Betrachten wir ein System mit N Vollbrücken-Submodulen, in dem der Kondensator im ersten Submodul extern bei einer konstanten Spannung gehalten wird (vgl. Bild 4.4): $u_{C,n=1} = u_{ext}$. Damit ist $u_{C,1}$ keine dynamische Variable. Die Dynamik der anderen Kondensatorspannungen lautet $\dot{u}_{C,n} = \frac{1}{C_n} z_n i_{AC}$, wobei $z_n = \{-1, 0, +1\}$ den Schaltzustand des n -ten Vollbrücken-Submoduls bezeichnet und i_{AC} den Strom darstellt, welcher durch alle eingeschalteten Submodule fließt. Der Schaltzustand des Submoduls wird aus den Schaltzuständen der einzelnen Schalter im Submodul $AH, AL, BH, BL = \{0, 1\}$ fol-

¹Das 1992 von Fliess, Lévine, Martin und Rouchon eingeführte Konzept der Flachheit eröffnet einen neuen Zugang zur Analyse und zum Entwurf nichtlinearer Systeme. [144]

gendermaßen gewonnen: $z_n = AH \cdot BL - AL \cdot BH$. Die Bewegungsgleichung für den Strom i_{AC} lautet

$$\frac{di_{AC}}{dt} = -\frac{R_{AC}}{L_{AC}} i_{AC} - \frac{1}{L_{AC}} u_{out}, \quad \text{mit} \quad u_{out} = z_1 u_{ext} + \sum_{n=2}^N z_n u_{C,n}. \quad (4.8)$$

Dabei stellt u_{AC} eine von außen kontrollierte Spannungsquelle dar. Die Dynamik der frei beweglichen Submodul-Kondensatorspannungen ist

$$\frac{du_{C,n}}{dt} = \frac{1}{C_n} z_n i_{AC}, \quad n = 2, \dots, N. \quad (4.9)$$

Die resultierende Dynamik des gesamten Systems wird durch den folgenden N -dimensionalen Zustandsvektor \vec{x} beschrieben und durch den folgenden N -dimensionalen Eingangsvektor \vec{u} gesteuert

$$\vec{x} = \begin{pmatrix} x_1 = u_{C,1} \\ \vdots \\ x_{N-1} = u_{C,N-1} \\ x_N = i_{AC} \end{pmatrix}, \quad \vec{u} = \begin{pmatrix} u_1 = z_1 \\ \vdots \\ u_{N-1} = z_{N-1} \\ u_N = z_N \end{pmatrix}, \quad (4.10)$$

mit Bewegungsgleichungen

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= \frac{1}{C_1} z_1 x_N, \\ &\vdots \\ \dot{x}_{N-1} &= \frac{1}{C_{N-1}} z_{N-1} x_N, \\ \dot{x}_N &= -\frac{R_{AC}}{L_{AC}} x_N - \frac{1}{L_{AC}} \left[\sum_{n=1}^{N-1} z_n x_n + z_N u_{ext} \right] + \frac{1}{L_{AC}} u_{AC}, \end{aligned}$$

oder in Matrix-Form

$$\frac{d\vec{x}}{dt} = \overbrace{\begin{pmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & -\frac{R_{AC}}{L_{AC}} \end{pmatrix}}^{\mathbf{A}} \vec{x} + \overbrace{\begin{pmatrix} \frac{x_N}{C_1} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & \frac{x_N}{C_2} & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \frac{x_N}{C_{N-1}} & 0 \\ -\frac{x_1}{L_{AC}} & -\frac{x_2}{L_{AC}} & \dots & -\frac{x_{N-1}}{L_{AC}} & -\frac{u_{ext}}{L_{AC}} \end{pmatrix}}^{\mathbf{B}} \vec{u} \quad (4.11)$$

$$+ \underbrace{\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \frac{1}{L_{AC}} \end{pmatrix}}_{\vec{b}} u_{AC}.$$

Für eine Diskussion einer Regelung werden die Eingangskomponenten z_n als reelle, kontinuierliche Variablen, $-1 \leq z_n \leq +1$, angenommen; der daraus entstandene Diskretisierungs-Fehler wird später mittels einer Zustandsrückführung korrigiert. Die Matrix \mathbf{B} ist invertierbar wenn beide $x_N = i_{AC}$ und u_{ext} ungleich Null sind

$$\mathbf{B}^{-1} = \begin{pmatrix} \frac{C_1}{x_N} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & \frac{C_2}{x_N} & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \frac{x_N}{C_{N-1}} & 0 \\ \frac{C_1 x_1}{x_N u_{ext}} & \frac{C_2 x_2}{x_N u_{ext}} & \dots & \frac{C_{N-1} x_{N-1}}{x_N u_{ext}} & -\frac{L_{AC}}{u_{ext}} \end{pmatrix}. \quad (4.12)$$

Die obere Dynamik (4.1.1) besitzt (trivialerweise) einen flachen Ausgangsvektor²

²Betrachten wir eine (im Allgemeinen nichtlineare) Dynamik, beschrieben durch einen Zustandsvektor \vec{x} mit n Komponenten und gesteuert durch einen Eingangsvektor \vec{u} mit $m \leq n$ Komponenten. In den meisten Fällen gilt strikt $m < n$ (unteraktuiertes System). Bei einem flachen Ausgangsvektor \vec{y}_f ist es notwendig, einen Vektor mit genau so vielen Komponenten wie beim Eingangsvektor zu finden (damit jede Eingangskomponente für die Dynamik einer einzigen Ausgangskomponente entworfen werden kann), der jedoch die Information der Dynamik aller Zustandskomponenten enthält. Dies erfolgt durch die sukzessive Berechnung der zeitlichen Ableitung steigender Ordnung, für jede der Ausgangskomponenten, bis eine Eingangskomponente gefunden wird. Die Ordnung dieser letzten zeitlichen Ableitung wird Relativgrad der untersuchten Ausgangskomponente genannt: z.B. nehmen wir an, dass erst bei der zweiten Ableitung der ersten Ausgangskomponente $y_{f,1}$ die dritte Eingangskomponente u_3 auftaucht; der Relativgrad $r_1 = 2$ sagt aus, dass mittels u_3 direkt auf $\ddot{y}_{f,1}$ zugegriffen werden kann, und somit indirekt auf $\dot{y}_{f,1}$ & $y_{f,1}$. Die Idee "die gesamte Information der Systemdynamik im flachen Ausgangsvektor enthalten zu haben" lautet mathematisch, die Summe der Relativgrade der einzelnen Ausgangskomponenten der gesamten Ordnung

n der Zustandsdynamik entspricht: $\sum_{i=1}^m r_i = n$.

$$\vec{y}_f = \vec{x} = \begin{pmatrix} y_{f,1} = u_{C,1} \\ \vdots \\ y_{f,N-1} = u_{C,N-1} \\ y_{f,N} = i_{AC} \end{pmatrix}, \quad (4.13)$$

wo jede Komponente Relativgrad 1 besitzt. Daraus kann algebraisch eine Zustandsrückführung gewonnen werden, welche den Fehler zwischen dem aktuellen Ausgangsvektor (=Zustandsvektor) und einem vorgegebenen, gewünschten Ausgangsvektorverhalten \vec{y}^* asymptotisch auf Null bringt

$$\vec{u} = \mathbf{B}^{-1} \left[-\mathbf{A}\vec{y}_f - \vec{b}u_{AC} + \vec{y}^* - \frac{1}{\tau} (\vec{y}_f - \vec{y}^*) \right], \quad (4.14)$$

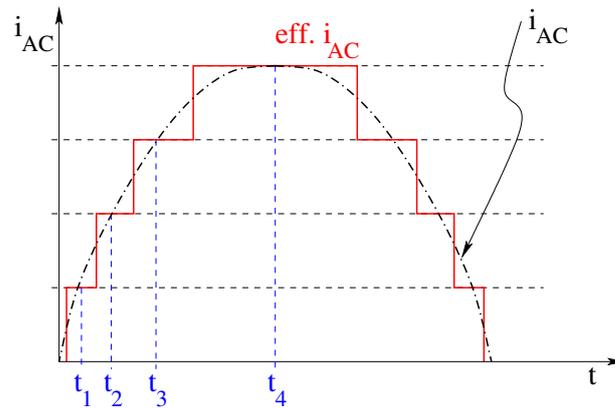
wobei $\tau > 0$ die Zeitskala darstellt, mit der der Fehler $(\vec{y}_f - \vec{y}^*)$ gegen null abklingt.

Trajektorie-Design für Modell A im eingeschwungenen Zustand

In diesem Abschnitt werden die Eingangskomponenten z_n als reelle, kontinuierliche Variablen, $-1 \leq z_n \leq +1$, angenommen. Der Fehler bei der Diskretisierung auf $z_n \in \{-1, 0, +1\}$ kann mittels einer Zustandsrückführung wie in Gl. 4.14 kompensiert werden.

Im eingeschwungenen Zustand wird ein sinusförmiges Verhalten des AC-Stromes bei einer (niedrigen) Frequenz ω_{AC} und mit einer konstanten Amplitude \hat{i}_{AC} gewünscht. Es wird angenommen, dass die Steuerung jedes einzelnen Submoduls bei einer Frequenz ω_n wesentlich höher als ω_{AC} erfolgt, so dass während jedes Steuerungsschritts der AC-Strom als Konstante angenähert werden darf. Unter dieser Annahme wird der Verlauf des AC-Stroms effektiv als eine Stufenstruktur wie in Bild 4.5 angenähert, wobei die homogene Höhe jeder Stufe Δi beträgt.

Im besten Fall, bei dem die Anzahl an Eingangskomponenten gleich der Anzahl an Zustandskomponenten ($m = n$) ist, ist der Zustandsvektor selbst der flache Ausgangsvektor (der Relativgrad jeder Komponente ist somit 1), vorausgesetzt, dass das System steuerbar ist, d. h., dass mittels des Eingangsvektors ein Zugriff auf alle Komponenten des Zustandsvektors möglich ist.

Bild 4.5.: Stufendiskretisierung des Verlaufs von i_{AC}

Die Zeitkoordinaten, bei denen ein Sprung von der $(k-1)$ -ten zu der k -ten Stufe erfolgt, sind durch die Beziehung $\hat{i}_{AC} \sin\left(\omega_{AC} \frac{t_k + t_{k-1}}{2}\right) = k\Delta i$, mit $t_{k=0} = 0$ gegeben. Anschließend kann die gewünschte Trajektorie im eingeschwungenen Zustand definiert werden: Für die Kondensatorspannung der Submodule $n = 1, \dots, (N-1)$ lautet diese Trajektorie im Zeitintervall von t_{k-1} bis t_k

$$x_n^* = x_n^{(ss)} + A_{TB,n} \sin\left(\omega_n^{(k)} t + \varphi_n^{(k)}\right), \quad (4.15)$$

wobei $x_n^{(ss)}$ den gewünschten mittleren Wert der Kondensatorspannung im eingeschwungenen Zustand darstellt, $A_{TB,n}$ die Amplitude des Toleranzbands für eine solche Kondensatorspannung und $\omega_n^{(k)}$ die noch zu bestimmende Frequenz. Letztere wird aus der Bewegungsgleichung der Kondensatorspannung gewonnen

$$A_{TB,n} \omega_n^{(k)} \cos\left(\omega_n^{(k)} t + \varphi_n^{(k)}\right) = \frac{1}{C_n} z_n^* (k\Delta i) \implies \omega_n^{(k)} = \frac{(k\Delta i)}{A_{TB,n} C_n}, \quad (4.16)$$

indem für die jeweilige Eingangskomponente eine Oszillation mit Amplitude 1 (höchster Wert für die Eingangskomponente) verlangt wird³: $z_n^* = 1 \cdot \cos\left(\omega_n^{(k)} t + \varphi_n^{(k)}\right)$ für $n = 1, \dots, (N-1)$. Zuletzt wird die Eingangskomponente für $n = N$ aus der Bewegungsgleichung für den langsamer oszillierenden AC-Strom gebildet:

³Die Phase $\varphi_n^{(k)}$ kann so justiert werden, dass damit x_n^* stetig bei t_k bleibt: $\omega_n^{(k-1)} t_k + \varphi_n^{(k-1)} = \omega_n^{(k)} t_k + \varphi_n^{(k)}$ und daher $\varphi_n^{(k)} = \varphi_n^{(k-1)} + \left(\omega_n^{(k-1)} - \omega_n^{(k)}\right) t_k$, mit $\varphi_n^{(k=0)} = 0$.

$$z_N^* = \frac{u_{AC}}{u_{ext}} - \frac{L_{AC}}{u_{ext}} \overbrace{\frac{di_{AC}^*}{dt}}{\approx 0} - R_{AC} \frac{(k\Delta i)}{u_{ext}} \quad (4.17)$$

$$- \sum_{n=1}^{N-1} \frac{\left(x_n^{(ss)} + A_{TB,n} \sin\left(\omega_n^{(k)} t + \varphi_n^{(k)}\right) \right) \cos\left(\omega_n^{(k)} t + \varphi_n^{(k)}\right)}{u_{ext}}. \quad (4.18)$$

Die Wahl der Breite der Toleranzbänder soll gewährleisten, dass auch der Eingangsgröße z_N^* innerhalb des Intervalls $-1 \leq z_N^* \leq +1$ liegt. [146]

Modell B: Alle Submodule mit eigener Dynamik

Es soll nun davon ausgegangen werden, dass das letzte Submodul eine eigene Dynamik besitzt, weil seine Kondensatorspannung nicht extern konstant gehalten wird, existiert auch ein flacher Ausgangsvektor für die resultierende Dynamik. Dieser Fall wird der Vollständigkeit halber diskutiert, da bei der Anwendung des EMMC zumeist eine direkte Speisung dieses Moduls vorgesehen ist. Modell B hat Ordnung $n = N + 1$ (N ist die Anzahl an Submodulen) und wird gesteuert durch $m = N < n$ Eingangskomponenten

$$\vec{x}' = \begin{pmatrix} x'_1 = u_{C,1} \\ \vdots \\ x'_{N-1} = u_{C,N-1} \\ x'_N = u_{C,N} \\ x'_{N+1} = i_{AC} \end{pmatrix}, \quad \vec{u} = \begin{pmatrix} u_1 = z_1 \\ \vdots \\ u_{N-1} = z_{N-1} \\ u_N = z_N \end{pmatrix}, \quad (4.19)$$

$$\dot{x}'_1 = \frac{1}{C_1} z_1 x'_{N+1}, \quad (4.20)$$

$$\vdots \quad (4.21)$$

$$\dot{x}'_N = \frac{1}{C_N} z_N x'_{N+1}, \quad (4.22)$$

$$\dot{x}'_{N+1} = -\frac{R_{AC}}{L_{AC}} x'_{N+1} - \frac{1}{L_{AC}} \sum_{n=1}^N z_n x'_n + \frac{1}{L_{AC}} u_{AC}. \quad (4.23)$$

Diese unteraktuierte Dynamik ($m < n$) besitzt einen Ausgangsvektor mit $m = N$ Komponenten

$$\vec{y}'_f = \begin{pmatrix} y'_{f,1} = u_{C,1} \\ \vdots \\ y'_{f,N-1} = u_{C,N-1} \\ y'_{f,N} = \frac{L_{AC}}{2} i_{AC}^2 + \sum_{n=1}^N \frac{C_n}{2} u_{C,n}^2 \end{pmatrix}, \quad (4.24)$$

der Relativgrad jeder einzelnen Komponente dieses Ausgangsvektors ist gleich 1 für die ersten $N - 1$ Komponenten, aber 2 für die letzte (Energie)-Komponente.

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{L_{AC}}{2} i_{AC}^2 + \sum_{n=1}^N \frac{C_n}{2} u_{C,n}^2 \right) = -R_{AC} (x'_{N+1})^2 - \sum_{n=1}^N z_n x'_n x'_{N+1} + u_{AC} x'_{N+1} \quad (4.25)$$

$$+ \sum_{n=1}^N z_n x'_{N+1} x'_n \implies \text{(keine Eingangskomponente)}, \quad (4.26)$$

$$\frac{d^2}{dt^2} \left(\frac{L_{AC}}{2} i_{AC}^2 + \sum_{n=1}^N \frac{C_n}{2} u_{C,n}^2 \right) = (u_{AC} - 2R_{AC}x'_{N+1}) \left(-\frac{R_{AC}}{L_{AC}}x'_{N+1} + \frac{1}{L_{AC}}u_{AC} \right) \quad (4.27)$$

$$- \underbrace{(u_{AC} - 2R_{AC}x'_{N+1}) \frac{1}{L_{AC}} \sum_{n=1}^N z_n x'_n}_{\text{(alle Eingangskomponenten } z_n)} + \dot{u}_{AC} x'_{N+1}. \quad (4.28)$$

Somit ist die Summe der Relativgrade der Komponenten von Gl. 4.24 gleich zur Ordnung $N + 1$ der untersuchten Dynamik und \vec{y}'_f ist ein flacher Ausgangsvektor. [146]

4.1.2. Stabile Trajektorienfolge

Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein selbststabilisierender Effekt der Kondensatorspannungen des EMMC hergeleitet [146]. Aufgrund dieser Systemeigenschaft kann die Kondensatorspannungsmessung der einzelnen Module entfallen. Diese Eigenschaft konnte sowohl in den Simulationen als auch bei diversen Messungen reproduziert werden. Es sind ähnliche Verhalten bei anderen Multileveltopologien bekannt, etwa dem FCC [147]–[149] und MMC [150]–[152]. Dieses Verhalten kann folgendermaßen begründet werden:

Für ein gewünschtes Verhalten aller N Zustandsvariablen $\vec{x} = \begin{pmatrix} x_1 = i_{AC} \\ x_2 = u_{C,2} \\ \vdots \\ x_N = u_{C,N} \end{pmatrix}$ ⁴ ist bereits

die passende Schaltsequenz $z_n^*(t)$ bestimmt worden ($n = 2, \dots, N$). Mit anderen Worten ist die gewünschte Trajektorie in z_n^* „kodiert“, so dass das System, falls es bei $\vec{x}^*(t = 0)$ in-

⁴Das gewünschte Verhalten wird von nun an mit * bezeichnet, nicht zu verwechseln mit „komplex konjugiert“.

initialisiert wird, der weiteren Trajektorie $\vec{x}^*(t)$ folgt, wenn die Bewegungsgleichungen mittels $z_n^*(t)$ gesteuert werden.

Es soll nun gezeigt werden, dass das System selbst wenn es bei einem beliebigen Anfangszustand $\vec{x}(t=0) \neq \vec{x}^*(t=0)$ startet, nach einer vergleichsweise kurzen Zeit die gewünschte Trajektorie erreicht; dadurch entsteht eine asymptotisch stabile Trajektorienfolge. Dafür wird als erstes die Fehlerdynamik für den Stromfehler $e_i = i - i^*$ und die $N - 1$ Submodulspannungs-Fehler $e_{u,n} = u_{C,n} - u_{C,n}^*$ formuliert:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{AC}}{dt} = -\frac{R_{AC}}{L_{AC}} i_{AC} - \frac{s_1^* u_{ext} + \sum_{n>1} z_n^* u_{C,n}}{L_{AC}} \\ \frac{di_{AC}^*}{dt} = -\frac{R_{AC}}{L_{AC}} i_{AC}^* - \frac{z_1^* u_{ext} + \sum_{n>1} z_n^* u_{C,n}^*}{L_{AC}} \end{array} \right. \quad \frac{de_i}{dt} = -\frac{R_{AC}}{L_{AC}} e_i - \frac{1}{L_{AC}} \sum_{n>1} z_n^* e_{u,n},$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{du_{C,n}}{dt} = \frac{1}{C_n} z_n^* i_{AC} \\ \frac{du_{C,n}^*}{dt} = \frac{1}{C_n} z_n^* i_{AC}^* \end{array} \right. \quad \frac{de_{u,n}}{dt} = \frac{1}{C_n} z_n^* e_i.$$

(4.29)

Nun wird folgende Funktion eingeführt:

$$V(e_i, e_{u,n}) = \frac{L_{AC}}{2} e_i^2 + \sum_{n>1} \frac{C_n}{2} e_{u,n}^2 \quad \Rightarrow \quad \frac{dV}{dt} = -R_{AC} e_i^2. \quad (4.30)$$

Diese Funktion (Lyapunovfunktion genannt) ist strikt positiv, sobald mindestens einer der Fehler nicht verschwindet, wobei große Fehler zu einem hohen Wert in der Funktion V führen. Gleichzeitig zwingt die Dynamik die Funktion V , immer kleiner werdende Werte anzunehmen, falls $e_i \neq 0$ erfüllt ist⁵ und somit werden die Fehler $e_i, e_{u,n}$ mit der Zeit kleiner. Die einzige Situation, bei der die weitere Abnahme in der Funktion V beendet wird, ist sobald $e_i = 0$ erreicht wird. Auch hier gilt $e_{u,n} = 0$:

- Für $e_i = 0$ liefert die erste Bewegungsgleichung in Gl. 4.29 die Bedingung $\sum_{n>1} s_n^* e_{u,n} = 0$, wobei sowohl s_n^* als auch $e_{u,n}$ im Allgemeinen zeitabhängig sind.
- Die zweite Bewegungsgleichung in (Gl. 4.29) liefert für $e_i = 0$ die Bedingung, dass alle $e_{u,n}$ konstant bleiben müssen.
- Die Bedingung $\sum_{n>1} z_n^* e_{u,n} = 0$ für konstante $e_{u,n}$ aber beliebige (zeitabhängige) z_n^* kann nur erfüllt werden, wenn $e_{u,n} = 0$ für alle $n = 2, \dots, N$ gilt.

Somit führt die vorhandene Dissipation $R_{AC} \neq 0$ zu dem Teilzustand $e_i = 0$ oder äquivalent zu $i_{AC}(t) \xrightarrow{t \rightarrow \infty} i_{AC}^*$; und $e_i = 0$ seinerseits führt zu $e_{u,n} = 0$ an allen Submodulen

⁵Dies gilt solange $R_{AC} \neq 0$, d. h., solange eine Dissipation in der Schaltung vorkommt.

(bis auf das Erste): Die gesamte Dynamik konvergiert am Ende auf den Zustand, bei dem $i_{AC} = i_{AC}^*$ und $u_{C,n} = u_{C,n}^*$ gelten, q.e.d.

Die Schlussfolgerung gilt, falls für jedes Submodul die entsprechende Schaltvariable z_n zeitabhängig ist und sich somit kontinuierlich ändert. Für ein Submodul, das ein konstantes z_n besitzt, gilt $e_{u,n} = \text{konstant}$, aber nicht $u_{C,n} \xrightarrow{t \rightarrow \infty} u_{C,n}^*$. Dies ist bei Ausgangsspannungen der Fall, bei denen das kleinste Submodul (N) nicht benötigt wird.

4.2. Dimensionierung und Auswahl der Bauteile

In diesem Kapitel wird die Auswahl der grundlegenden Bauteile eines EMMC beschrieben. Aufgrund seiner vielen Freiheitsgrade müssen hierzu Annahmen getroffen werden.

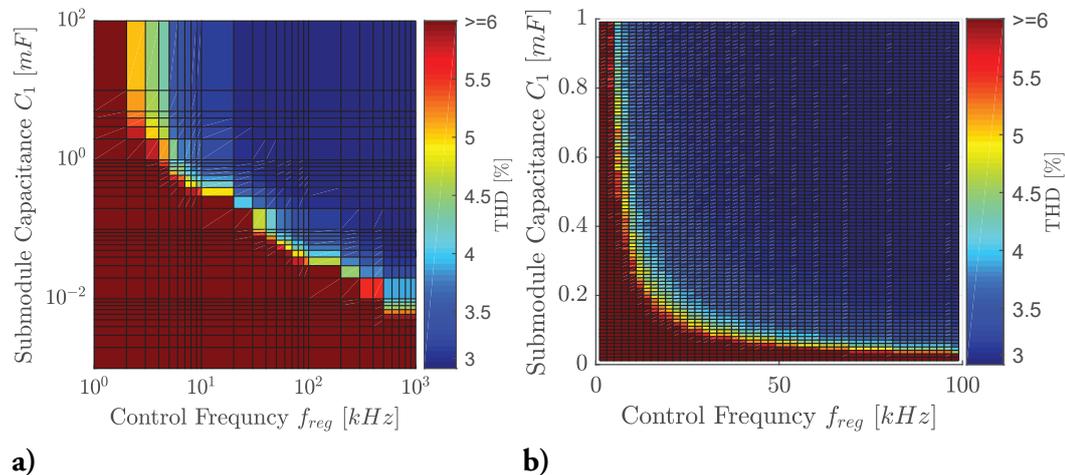


Bild 4.6.: (a) Logarithmische Darstellung des THD über einen weiten Bereich von Reglerfrequenz f_{reg} und Submodulkapazität C_1 (b) Eingeschränkter Bereich der als realistisch anzusehenden Reglerfrequenz f_{reg} und Submodulkapazität C_1 nicht logarithmisch.

Definition der Randbedingungen:

- Regelfrequenz f_{reg} ist die Frequenz mit der der Regler angesteuert wird, die Schaltfrequenz f_{sw} variiert dabei von Modul zu Modul je nach Laststrom I_{out} und Phasenversatz $\cos(\varphi)$, ist jedoch, für jedes Modul, maximal so groß wie die Regelfrequenz f_{reg} .
- Als Regelverfahren wurde bei allen Untersuchungen die Optimums-Regelung angewendet, welche in Kap. 4.1.1 vorgestellt wurde. Dabei besitzen die Submodule (SM) unterschiedliche Schaltfrequenzen f_{sw} , da kein Trägersignal verwendet wird.
- Die Betrachtungen wurden ohne Netzfilter durchgeführt, um Beeinflussungen durch die Filterparameter vorzubeugen.
- Jedes Submodul besitzt eine Submodulkondensator C_n . Für die hier durchgeführten Betrachtungen wird dieser auf einen konstanten Wert C_1 für alle Module festgelegt.
- Der Wirkungsgrad (η) wurde für einen modellierten MOSFET bestimmt, der für alle Submodule gleich ist.

Durch einen Parameter-Sweep über die Submodulkapazität C_1 und die Reglerfrequenz f_{reg} kann der Zusammenhang dieser beiden Parameter zum THD visualisiert werden. Dabei wurde in Bild 4.6b festgestellt, dass eine Verringerung der Reglerfrequenz f_{reg} und somit der Schaltfrequenz f_{sw} durch die Erhöhung der Submodulkapazität C_1 ausgeglichen werden kann. Ein Umrichter mit einem THD über 6 % darf nicht an das Stromnetz angeschlossen

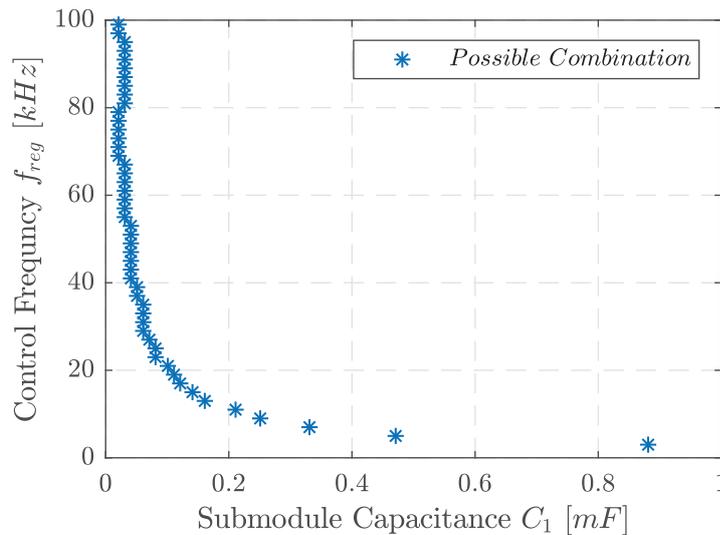


Bild 4.7.: Optimale Kombinationen aus Regelfrequenz f_{reg} und Submodulkapazität C_1 hinsichtlich eines THD unter 6 %

werden und ist somit rot dargestellt (siehe Netznormen Kap. 3.4). Mithilfe dieser Kennlinie können Kombinationen von Reglerfrequenz f_{reg} und Submodulkapazität C_1 ermittelt werden, die noch die Netznormen erfüllen. Damit ist sichergestellt, dass ein EMMC mit dieser Regelfrequenz, nicht mit zu großer Kapazität ausgestattet wird.

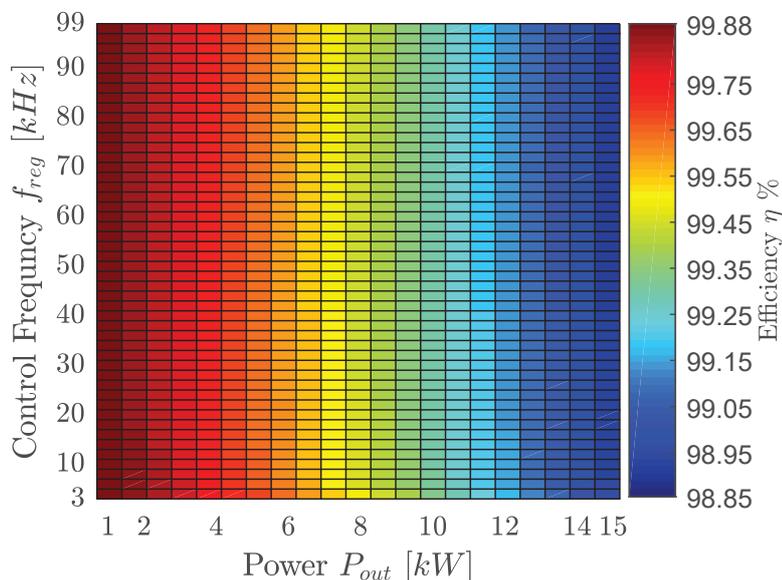


Bild 4.8.: Wirkungsgrad (η) in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung (P_{out}) bei den optimalen Kombinationen, dabei bestimmt die Regelfrequenz (f_{reg}) die Submodulkapazität (C_1)

Für diese netznormerfüllenden Kombinationen aus Frequenz und Kondensatorkapazität, wird nun eine Wirkungsgradberechnung durchgeführt. Dabei wird zur Vereinfachung ein Kondensator ausgewählt und dieser für die Verlustberechnung skaliert. Für die Berechnung der Schalt- und Durchlassverluste wurde der MOSFET FCH023N65S3 [153] gewählt.

Aus Bild 4.2 kann der Wirkungsgrad für diverse Kombinationen abgelesen werden. Durch einen Sweep über unterschiedlich Umrichter Ausgangsleistungen (P_{out}) kann zudem der Betrieb des EMMC bei unterschiedlichen Lastprofilen beurteilt werden. Der bessere Wirkungsgrad bei geringerer Leistung lässt sich auf die statischen Verluste (Durchlassverluste der MOSFETs) zurückführen. Bei höheren Leistungen müssen die Module des EMMC häufiger Schalten, um die Kondensatoren auf ihrer Spannung zu halten. Dies führt zu höheren Gesamtverlusten.

4.3. Praktische Untersuchungen am EMMC

4.3.1. Untersuchungen am 48 V-Prototypen

Zunächst werden die Ergebnisse einer Simulation des 48 V-Prototypen mit 5 Modulen diskutiert. Dies dient dazu, die grundlegenden Zusammenhänge des EMMC erläutern zu können. Am realen 48 V-Prototypen sind diese ebenfalls ersichtlich, werden jedoch durch Effekte des Hardwareaufbaus überschattet. Für alle Untersuchungen am 48 V-Prototypen wurde die Optimums-Regelung verwendet.

Simulationsergebnisse des 48 V-Prototypen

Die Modulanzahl von fünf wurde gewählt, um die Einhaltung der Netznormen (Kap. 3.4) zu gewährleisten. Zudem wurde dieser erste Prototyp nach IEC 60449 Standard ($U_{DC} \leq 120 \text{ V}$) ausgelegt, sodass keine gefährlichen Spannungen entstehen können. Dadurch konnte das System erprobt werden und alle Sicherheitsregularien eingehalten werden. Dies führt dazu, dass das zuvor erwähnte $U_{DC} = 400 \text{ V}$ Submodule auf $U_{DC} = 48 \text{ V}$ skaliert wurde. Dieses Vorgehen wurde ebenfalls auf alle anderen seriell verbundenen Module angewendet (vgl. Bild 4.9).

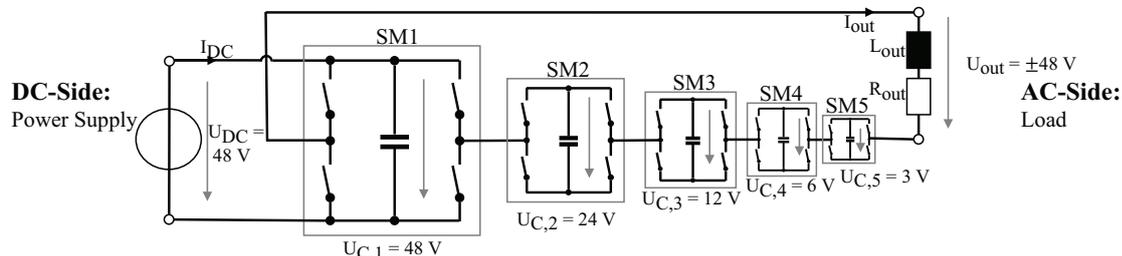


Bild 4.9.: Skalierter EMMC-Versuchsaufbau mit 48 V am größten Modul und vier weiteren Submodulen.

Aus Tab. 4.2 ist die Grundkonfiguration des simulierten EMMC und des skalierten Hardware Setups ersichtlich. Die Kapazitäten wurden mit einem Faktor von zwei umgekehrt proportional zu den Modulspannungen skaliert. Dadurch wäre es möglich die Module nach dem Kapazitiven-Spannungsteiler im Ruhezustand auf die Referenzspannungen aufzuladen. Diese Aufteilung ist zudem sinnvoll, da der Preis der Kapazitäten mit höherer Nennspannung ansteigt, relativ zu deren Energiedichte. Dies wiederum bedeutet, dass Kapazitäten mit geringer Spannung preiswerter sind, als solche mit hoher Spannung.

Tabelle 4.3 zeigt drei simulative Testfälle und die beobachteten Schaltfrequenzen f_{Cn} jedes Submoduls. Dabei steigt die Schaltfrequenz wie erwartet mit höherem Ausgangsstrom an. Dies ist darauf zurückzuführen, dass ein höherer Strom mehr Ladungsträger transportiert, was zu einem größeren Spannungsunterschied der Kondensatoren im gleichen Zeitabschnitt führt. Dadurch wird der Optimums-Regler früher gezwungen, die Konfiguration

Tabelle 4.2.: Spannungen und Kapazitäten der skalierten Version für simulative Anwendungen und Demonstrationsanwendungen

	<i>SM1</i>	<i>SM2</i>	<i>SM3</i>	<i>SM4</i>	<i>SM5</i>
$U_{C,n}$	48 V	24 V	12 V	6 V	3 V
C_n	22 μ F	44 μ F	88 μ F	176 μ F	352 μ F

zu ändern. Dies führt zu einem ähnlichen Verhalten wie das einer PWM, da die geforderte Ausgangsspannung nicht direkt erreicht werden kann. Bild 5.2 zeigt die Ausgangsspannung des EMMC für unterschiedliche Ströme. Entstehende Spannungsspitzen werden von dem induktiven Anteil der Last L_{out} gefiltert. Dabei bleibt die Sollsinnusspannung konstant auf $\hat{U}_{out} = 48$ V eingestellt, nur die Last wird verändert. Die Schwankung der Spannungen der Kapazitäten, für eine Belastung mit $R_{out} = 3 \Omega$, ist in Bild 4.10c dargestellt, um zu verdeutlichen, wie sich das größere Rauschen, bei einer höheren Last auf der Ausgangsspannung erklären lässt. Dieser Zusammenhang wurde in Bild 4.3 für eine konstante Ausgangsspannung näher diskutiert.

Tabelle 4.3.: Simulierte Ausgangsspannung des EMMC-Prototypen $\hat{U}_{out} = 48$ V/ $U_{out} = 33$ V und einer Ausgangsfrequenz $f_{out} = 50$ Hz.

I_{out} [A]	P_{out} [W]	<i>THD</i>	$U I$ [%]	f_1 [kHz]	f_2 [kHz]	f_3 [kHz]	f_4 [kHz]	f_5 [kHz]
0,38	12	2,49	2,47	7,3	11,8	12,5	12,0	9,0
4,80	115	3,79	3,24	8,9	14,1	15,3	13,9	9,7
11,28	381	10,53	5,97	9,1	13,9	14,4	13,5	9,6

Die ersten ms von Bild 5.2 zeigt, wie die Kapazitäten sich beim Start aufladen, ohne dass der EMMC vorgeladen werden müsste. Dieser Ladeprozess kann in dieser Form auch am Netz durchgeführt werden. Simulationen haben zudem gezeigt, dass höhere Ströme zu einem schlechteren Sinus führen, da die Spannungen der Kondensatoren stärker schwanken. Trotzdem ist es dem EMMC möglich, einen Sinus nachzubilden, auch wenn hohe Lastströme $I_{out} = 11,28$ A mit einer hohen Lastenergie $P_{out} = 381$ W verbunden sind.

Experimenteller Aufbau des 48 V-Prototypen

Aufbauend auf den durch die Simulationen gewonnenen Erkenntnissen wurde der erste (Niederspannungs) Prototyp entwickelt. Ein HDO6104 Oscilloscope (1 GHz und 2,5 GS/s) und vier Differential Tastköpfe vom Typ BumbleBee von PKM (Bandbreite 400 MHz, PKM GmbH, Germany) wurden für die Messungen genutzt. Die Regelung wurde mithilfe von MATLAB/Simulink 2016a (MathWorks Inc., Natick, USA) entwickelt und auf einer dSpace MicroLabBox Controller (dSPACE GmbH, Paderborn, Germany) im-

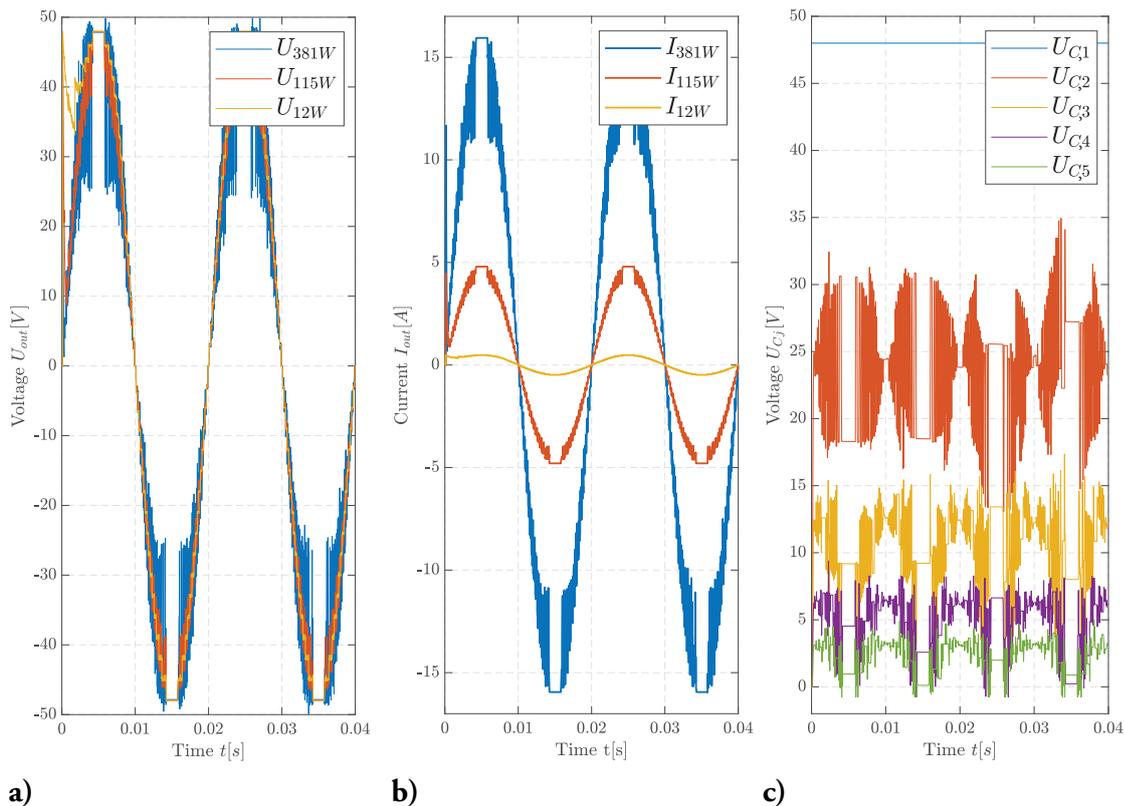


Bild 4.10.: (a) Auswirkungen von unterschiedlichen Lastströmen auf die Qualität der Ausgangsspannung des Prototypen $U_{out} = 48$ V. (b) Ausgangsstrom I_{out} für unterschiedliche Lastwiderstände R_{out} 3 Ω , 10 Ω und 100 Ω . (c) Individuelle Spannungen der Kapazitäten für den Lastwiderstand $R_{out} = 3$ Ω .

plementiert. Die Schaltsignale wurden mithilfe eines **Field Programmable Gate Array** (FPGA), welcher in der MicroLabBox integriert ist erreicht. Dies ist bei dem EMMC besonders wichtig, da Ungleichheiten hier zu massiven Spannungsspitzen führen würden. Der EMMC Prototyp basiert auf MOSFETs (Infineon IPT012N08N5 [154]), isolierten Halbbrückentreiber (Silicon Labs SI8233 [155]) und CERAMIC (X7S ceramic capacitor). Um 15 isolierte Spannungsversorgungen für die Gateansteuerungen zu erzeugen, welche für den Aufbau notwendig sind, wurden Leiterplatte oder eng. **Printed Circuit Board** (PCB)-basierte Transformatoren benutzt [156]. Der gebaute Prototyp hat die gleichen Spannungen wie in Bild 4.9 gezeigt. Bild 4.11 zeigt schematisch den Testaufbau, inbegriffen sind Controller Interface und die Datenaufzeichnung.

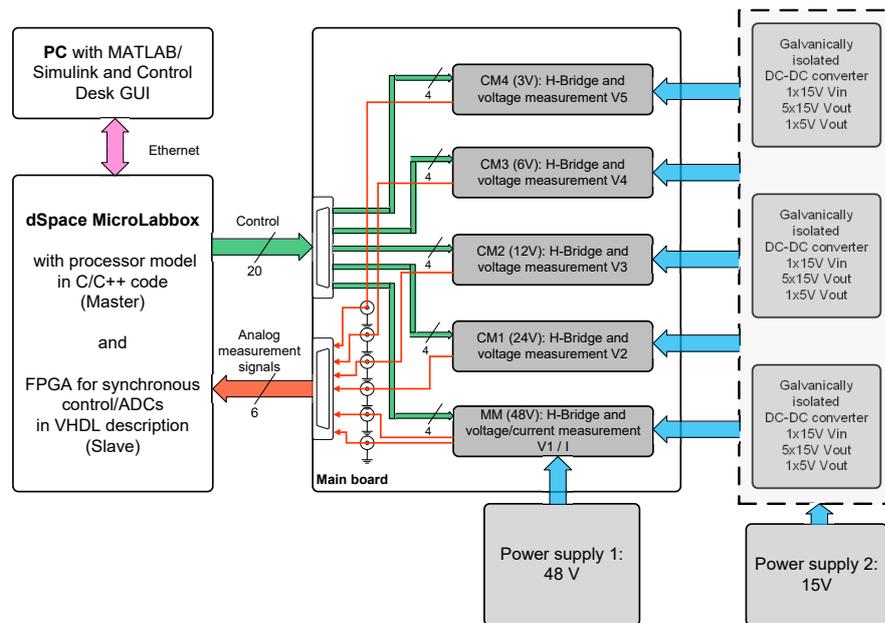


Bild 4.11.: Systemübersicht der einzelnen Komponenten des skalierten Prototypen. [146]

Die Regelung wurde auf einem dSpace System (MicroLabBox) implementiert, welches eine Kontrolle über einen PC mithilfe der Control Desk Software ermöglicht. Durch die Messungen der Spannungen und Ströme bestimmt die MicroLabBox die nächsten Schaltzustände für die fünf Module des EMMC. Nur das größte Modul ($U_{C,1} = 48\text{ V}$) wird dabei mit einer Spannungsversorgung verbunden und die anderen Module halten ihre Spannung durch den Algorithmus, welcher in Kap. 4.1.1 vorgestellt wurde. Drei galvanisch getrennte DC-DC Wandler [156] versorgen die MOSFET-Treiber mit den nötigen 15 V und die Logikkomponenten mit 5 V. Diese DC-DC Wandler werden durch eine externe Spannungsversorgung mit Energie versorgt. In einer späteren Version könnten diese durch die Spannungen der Kapazitäten versorgt werden.

Bild 4.12 zeigt die erwarteten Spannungen. Die Referenzspannung ist dabei auf $U_{out} = 33\text{ V}$ festgelegt, während der Widerstand R_{out} zwischen $100\ \Omega$, $10\ \Omega$ und $3\ \Omega$ variiert wurde. Die dazugehörigen Induktivitäten sind aufgrund der unterschiedlichen Windungszahl der Widerstände ungleich und wurden in Tab. 4.5 aufgelistet. In der Realität ist das Signal U_{out} verrauschter. Dies liegt nicht darin begründet, dass die MOSFETs unterschiedliche Ein- und Ausschaltzeiten besitzen [157]. Diese wurden bereits mithilfe des FPGA optimiert. Das Schalten von unterschiedlichen Spannungen benötigt bei gleichem Schalter jedoch auch unterschiedlich lange. Dies könnte ebenfalls über den FPGA optimiert werden, ist aber sehr aufwendig. Da hierfür zwischen den diversen Schaltungen unterschiedlicher Module unterschieden werden müsste. Das bedeutet, es müsste eine Lookup-Table für einen Schaltvorgang erstellt werden bei dem Submodul 1 einschaltet und Submodul 2 ausschaltet, aber auch wenn Submodul 1 einschaltet, Submodul 2 ausschaltet und Submodul 3 einschaltet. Da die unterschiedlichen Schaltzeiten anders aufeinander abgestimmt werden müssen. Im derzeitigen Aufbau werden nur unterschiedliche Verzögerungen für ein Ein- und Ausschalten verwendet und die Schaltzeitpunkte synchronisiert. Die aufgezeichneten

Schaltfrequenzen des Prototypen sind in Tab. 4.4 aufgelistet. Die Regelung agiert im Aufbau anders, da die Spannungsmessungen ein Rauschen aufweisen. Dadurch kommt es zu Schaltungen. Eine Konsequenz dessen ist es, dass die Spannungen der Module besser gehalten werden (vgl. Bild 4.12c. Dass diese Schaltungen, die auf Messfehlern beruhen, eine Verbesserung der Spannungsstabilität hervorrufen, deutet bereits auf das selbst stabilisierende Verhalten der Kondensatoren des EMMC hin (vgl. Kap. 4.1.2).

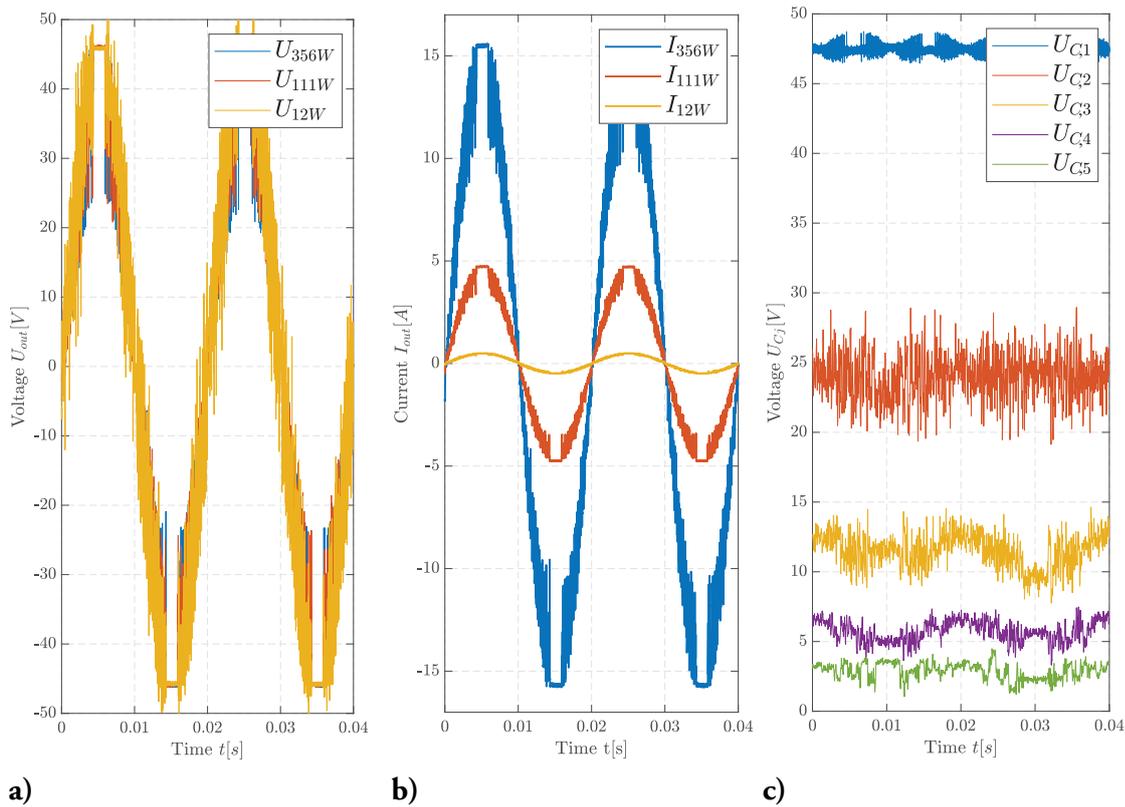


Bild 4.12.: Demonstrator (a) Auswirkungen unterschiedlicher Lasten auf die Qualität der Ausgangsspannung $U_{out} = 33$ V des realen Hardwareaufbaus (b) Ströme bei unterschiedlichen Ausgangsleistungen $P_{out} = 381$ W, 111 W und 12 W (c) Verhalten der Modulspannung der Kondensatoren bei $P_{out} = 381$ W

Tabelle 4.4.: Gemessene Ausgangsspannungs Amplitude des EMMC Prototypen $\hat{U}_{out} = 48$ V ($U_{out} = 33$ V) und einer Ausgangsfrequenz $f_{out} = 50$ Hz. Mit den gemessenen Schaltfrequenzen der einzelnen Submodule f_n bei diesen Randbedingungen.

I_{out} [A]	P_{out} [W]	THD	$U I$ [%]	f_1 [kHz]	f_2 [kHz]	f_3 [kHz]	f_4 [kHz]	f_5 [kHz]
11,00	356	6,09	6,08	13,0	21,0	20,5	19,5	12,8
3,35	111	5,68	5,64	14,0	22,0	26,3	18,7	12,2
0,36	12	5,73	5,67	19,8	22,6	22,3	18,4	11,4

Bild 4.13a zeigt den EMMC-Demonstrator, mit den dazugehörigen Modulen, welche auf einer Hauptplatine befestigt wurden. Dieses System wurde verwendet, um defekte Module möglichst schnell austauschen zu können. In der Nähe des Mainboards sind die erforderlichen DC/DC Wandler abgebildet. Das restliche notwendige Equipment ist zusätzlich in Bild 4.13b dargestellt. Dazu gehören zusätzliche Spannungsversorgungen, die MicroLab-Box, der EMMC, ein Oszilloskop, Lastwiderstand, Tastköpfe und der PC.

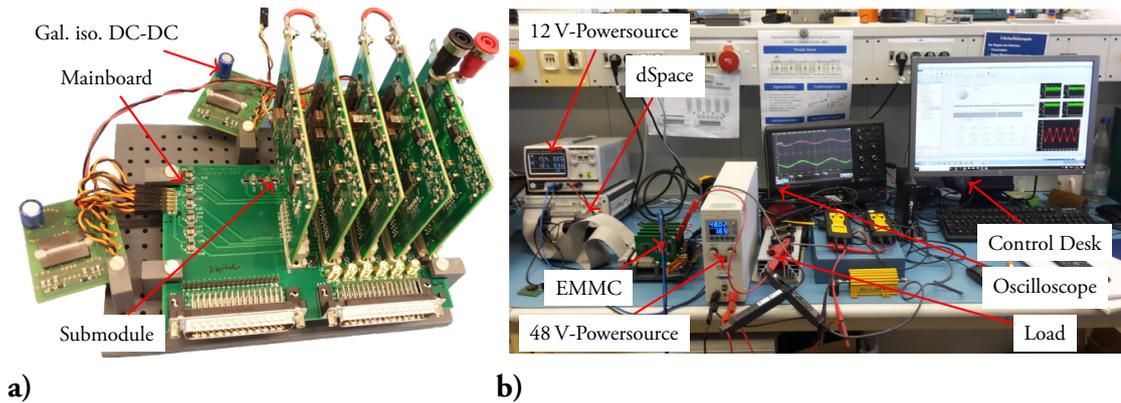


Bild 4.13.: (a) Detailliertes Bild des Prototypen mit Mainboard und 5 Submodulen (b) Arbeitsplatz mit Prototypen, Messungen, Tools, etc. [146]

Die Ergebnisse der Effizienzmessungen können in Tab. 4.5 eingesehen werden. Die gemessene höchste Effizienz (η) des EMMC beträgt 97,5 %. Die schlechte Effizienz bei geringen Strömen ist auf die nicht nötigen Zustandswechsel zurückzuführen. Dies könnte über Softwareoptimierungen verhindert werden. Eine mögliche Verbesserung wäre eine stärker tiefpassgefilterte Spannungsmessung oder eine Limitierung der Schaltungen abhängig vom Laststrom. Die Ausgangsleistung könnte weiter erhöht werden, da bisher keine signifikante Erwärmung des Aufbaus beobachtet werden konnte. [143]

Tabelle 4.5.: Unterschiedliche Lastwiderstände R_{out} und die dazugehörigen Eingangsleistung P_{DC} , Versorgungsspannung P_{sup} und Ausgangsspannung P_{out} des EMMC und die dazugehörigen Effizienzen des Prototypen

U_{out} [V]	I_{out} [A]	R_{out} [Ω]	L_{out} [μ H]	P_{DC} [W]	P_{sup} [W]	P_{out} [W]	η [%]
33,81	0,36	100	0,10	11,84	2,75	12,17	79,7
33,18	3,35	10	0,12	112,30	2,58	111,15	96,7
32,41	11,00	3	0,42	362,90	2,47	356,51	97,5

Netzladebetrieb des 48 V-Prototypen

In diesem Kapitel soll nun, aufbauend auf den bisherigen Ergebnissen, die durch den 48 V-Prototypen gewonnen wurden, die Funktion des EMMC als Ladegerät evaluiert werden. Bisher wurde der Prototyp an einer Last betrieben. In diesem Fall wird nur ein PR-Regler benötigt. Dieser wird im nächsten Schritt durch eine Netzregelung, wie in Kap. 3.9 vorgestellt, erweitert. Dadurch ist es möglich, einen Ladestrom einzustellen, der in die Batterie fließen soll. Hierzu wird der in Bild 4.9 vorgestellte Versuchsaufbau um einen Netzfilter (siehe Kap. 3.4) erweitert und über einen Stelltransformator am Labornetz betrieben. Dieser dient dazu, ein 320 V-Netz in ein 48 V-Netz zu transformieren. Der EMMC wurde zudem durch einen $R_{lim} = 10 \Omega$ Widerstand vor zu hohen Strömen geschützt. Zum Test der Funktionalität als AC/DC-Wandler wurde keine Batterie auf der DC-Seite verwendet, sondern eine Batterieimitation, die als Energiespeicher einen $C_{DC} = 4,7 \text{ mF}$ Kondensator besitzt und die zugeführte Leistung über einen $R_{DC} = 100 \Omega$ Widerstand in Wärme umsetzt. Dadurch muss nicht näher auf den Akkumulator geachtet werden. Der verwendete Testaufbau (siehe 4.15) ist zur besseren Übersichtlichkeit schematisch in Bild 4.17 dargestellt.

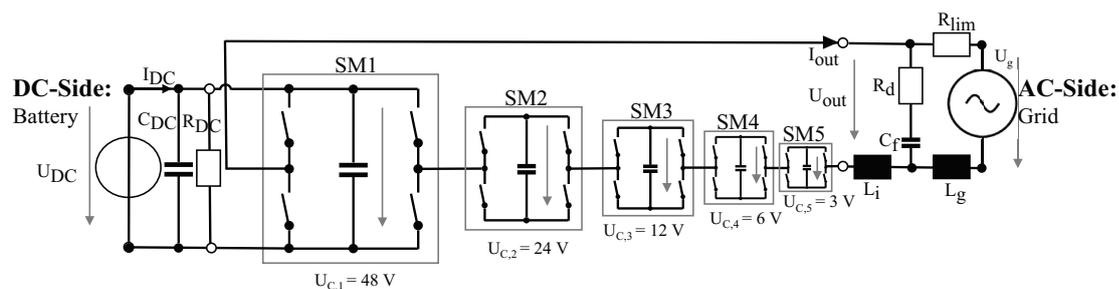


Bild 4.14.: Schematische Systemübersicht des Testaufbaus zur Überprüfung der Ladefunktionalität

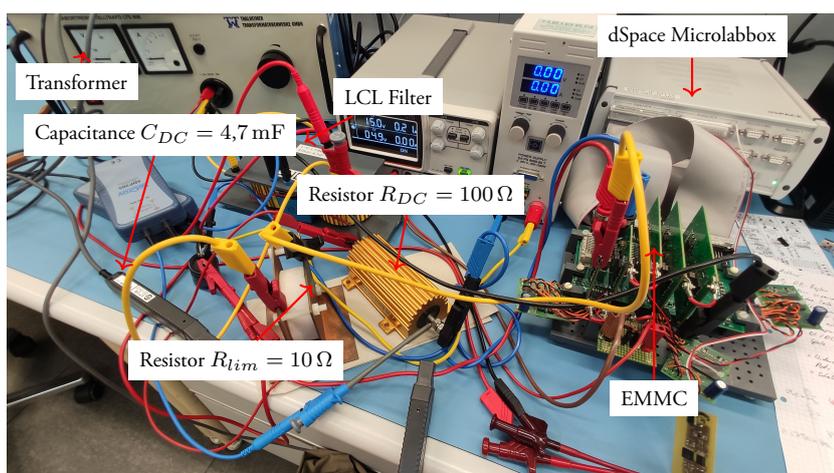


Bild 4.15.: Systemübersicht der einzelnen Komponenten des skalierten Prototypen mit Netzfilter und Batterieimitation zur Überprüfung der Ladefunktionalität.

Die nachfolgenden Messungen wurden mit den in Tab. 4.7 aufgezählten Messinstrumenten aufgenommen.

Tabelle 4.6.: Equipment Ladebetrieb 48 V

Equipment Art	Modell	Anzahl
Current Clamp	LeCroy CP031A - 30 A 100 MHz	2
Voltage Probe	LeCroy ADP305 100 MHz	2
Oscilloscope	LeCroy HDO6104 1 GHz	1
Power Supply	GwINSTEK GPE-2323	1
Transformer	Thalheimer Labortrennstelltrafo LTS 606	1
LCL-Filter	$R_d = 10 \text{ m}\Omega$, $L_i = L_g = 470 \text{ }\mu\text{H}$, $C_f = 4,7 \text{ }\mu\text{F}$	1

Es wurden diverse Messungen durchgeführt, um die Funktionalität zu überprüfen. Exemplarisch wird eine Messung in Bild 4.16 dargestellt. Im Gegensatz zu den durchgeführten Simulationen ist ein negativer Strom aus der Batteriesimulation erkennbar. Dies ist auf einen Schwingkreis zwischen der Kapazität am Hauptmodul des EMMC und den Leitungen zur Batteriesimulation zurückzuführen.

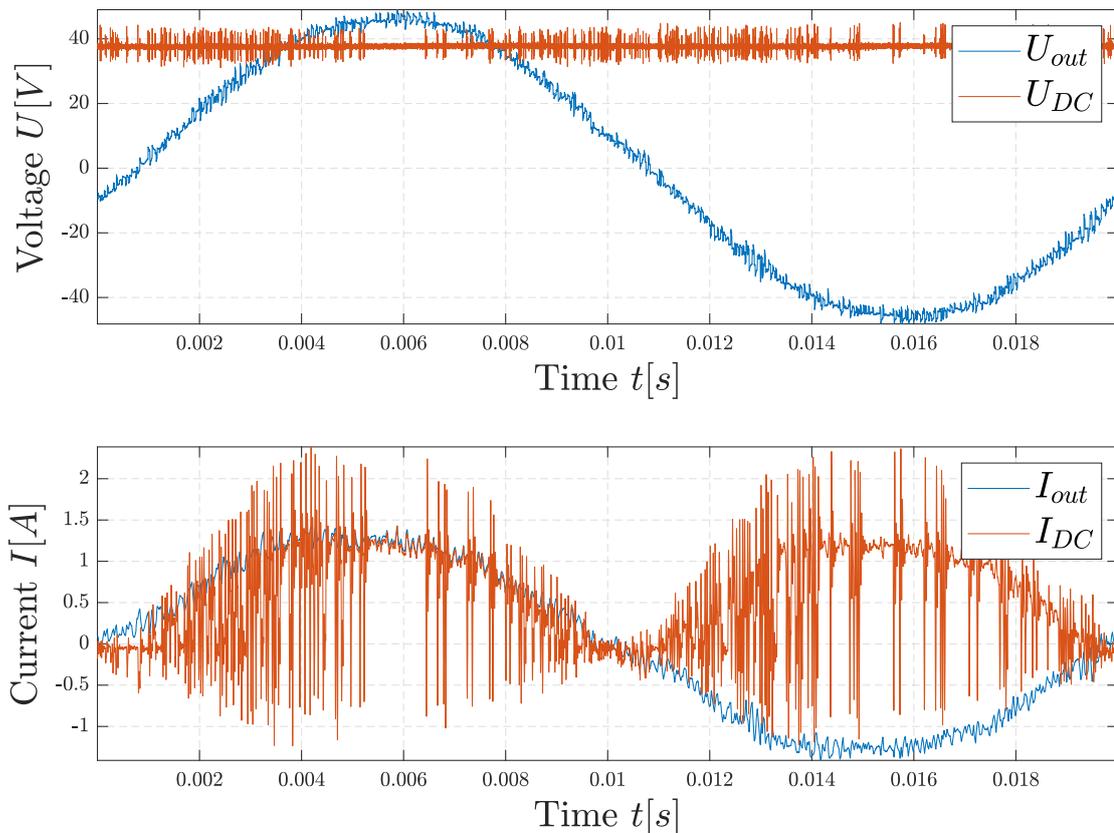


Bild 4.16.: Input/Output Messungen des EMMC bei einem Eingangsstrom $\hat{I}_{in} = 1 \text{ A}$ und einer Ladeleistung $P_{out} = 14,4 \text{ W}$. [158]

In Bild 4.16 wurde dem PR-Regler ein Sollladestrom $\hat{I}_{in,soll} = 1 \text{ A}$ vorgegeben. Der Strom wird nach dem Filter und in Serie zu R_{AC} gemessen. Diese Reglereinstellung führt zu einem Ladestrom in die Batterieimitation. Nach Abschaltung des Versorgungsnetzteils wurde ein Equilibrium bei $U_{DC} = 38 \text{ V}$, trotz Belastung (Lastwiderstand von $R_{DC} = 100 \Omega$) erreicht. Die Bidirektionalität des EMMC wurde somit experimentell durchgeführt, was zu beweisen war.

4.3.2. Untersuchungen des 400 V-Prototyps

Der finale Prototyp (siehe Bild 4.18a) und seine Ergebnisse sollen in diesem Kapitel vorgestellt werden. Ausgehend von den Erkenntnissen zur Dimensionierung in Kapitel 4.2 wurde dieser mit einem ersten Submodul als NPC-Umrichter realisiert, um den Prototypen bei Bedarf auch dreiphasig betreiben zu können. Bei der getesteten Spannung von $U_{out} = 400\text{ V}$ entspricht dies einem Netzladegerät mit bis zu $P_{out} = 22\text{ kW}$.

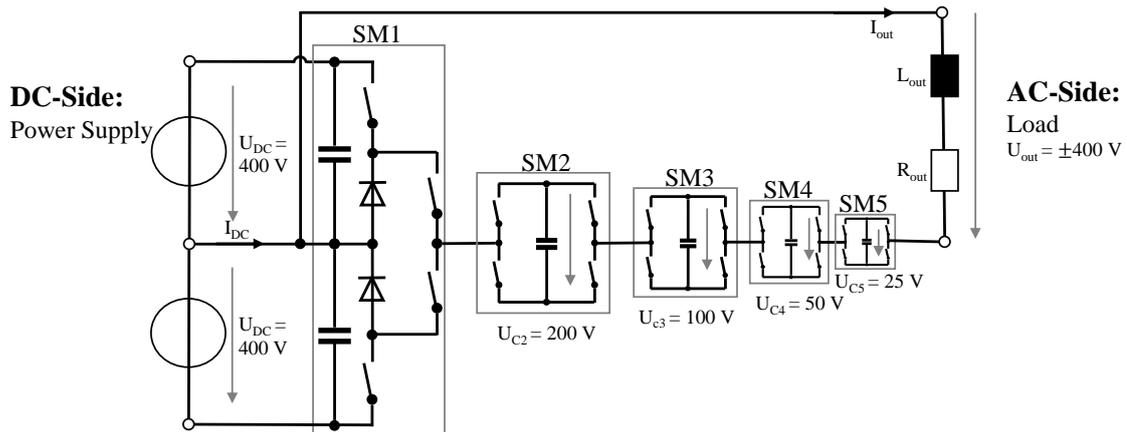


Bild 4.17.: Systemübersicht des Testaufbaus zur Überprüfung der Funktionalität des EMMC mit $U_{DC} = 400\text{ V}$ NPC ($SM1$) und 4 x Vollbrücken-Modulen ($SM2 - SM5$) an einer Last R_{out} und L_{out} .

Die Realisierung dieses Konzeptes wurde in Bild 5.2 als 3D-Modell dargestellt. Dabei zeigt Bild 5.2a die Oberseite mit den 3 DC/DC-Wandlern aufgesteckt auf der Platine und den Kondensatoren der einzelnen Module. Die Leistungsmodule der Firma Vincotech sind auf der Rückseite in Bild 5.2b erkennbar und können bei Bedarf mit einem Kühlkörper ausgestattet werden.

Tabelle 4.8 zeigt die einzelnen Eigenschaften der Kondensatoren und Leistungsmodule, welche neben den isolierten Halbbrückentreibern (Silicon Labs SI8233 [155]) und DC/DC-Wandlern die essentiellen Bauteile des EMMC darstellen. Die drei galvanisch getrennten DC-DC Wandler [156] werden benötigt, um die MOSFET-Treiber (15 V) und Logikkomponenten (5 V) zu versorgen. Da diese Version keine Spannungsmessung⁶ besitzt, entfallen alle weiteren Komponenten. Gesteuert wurde dieser Aufbau mit einer dSpace MicroLabBox (dSPACE GmbH, Paderborn, Germany). Dieser Demonstrator kann aufgrund des I-NPC⁷ der Fa. Vincotech [159] auf DC-Seite zu einem dreiphasigen Umrichter erweitert werden. Im Gegensatz dazu wurden für die restlichen Module ein CHB der Fa. Vincotech [160]

⁶Diese ist nicht zwingend notwendig, da sich die Spannungen der Kapazitäten selbständig auf ihre Sollspannung einschwingen (vgl. Kap. 4.1.2)

⁷Der I-NPC unterscheidet sich vom T-NPC und ANPC durch seine 4 Schalter und 2 Dioden mit jeweils halber Umrichterspannung. NPCs weisen vorteilhafte Eigenschaften im Bereich von Niederspannungsanwendungen mit hohen Ausgangs- und Schaltfrequenzen auf, weswegen für derartige Anwendungen zunehmend attraktive Halbleitermodule mit 3L-NPC-VSC-Phasenbausteinen verfügbar werden.

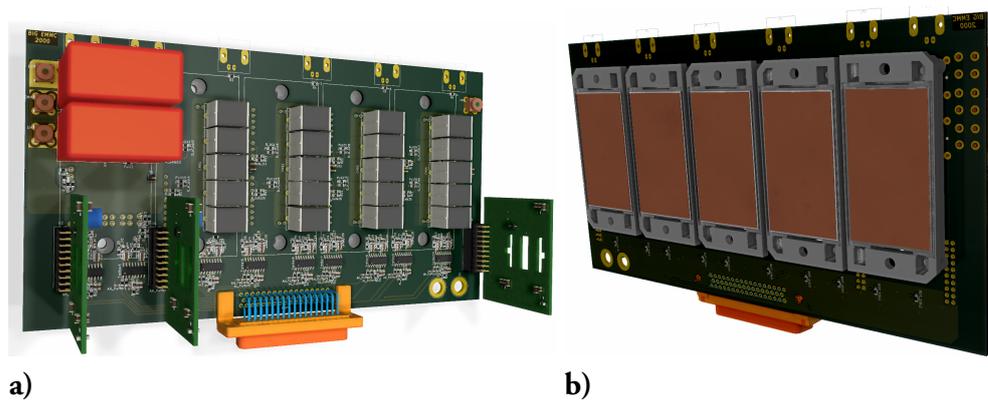


Bild 4.18.: (a) Vorder- und (b) Rückseiten 3D-Rendering des finalen 5 moduligen 400 V-Prototypen mit aufgesteckten DC/DC-Wandlern und Leistungsmodulen der Fa. Vincotech auf der Rückseite.

verwendet. Der Vorteil dieser Leistungsmodule ist, dass die Module nicht durch diskrete Bauteile aufgebaut werden müssen und dadurch die parasitären Induktivitäten klein sind. Die einzelnen Module müssen nun auf der Platine verbunden werden. Die Spannungsfestigkeiten dieses Aufbaus wurden so gewählt, dass es möglich ist, unterschiedliche Regelungsverfahren und andere Spannungsabstufungen der Submodule zu evaluieren. Da zum derzeitigen Zeitpunkt nicht klar ist, ob die binäre Abstufung das Optimum darstellt. Durch eine Kombination von ELKO und FILM in den CHB-Modulen (vgl. Kap. 2.1.2) war es möglich, eine hohe Stromfestigkeit und Kapazität auf geringen Bauraum darzustellen.

Tabelle 4.7.: Versorgungs- und Messequipment Umrichterbetrieb 400 V

Equipment Art	Modell	Anzahl
Current Clamp	LeCroy CP031A - 30 A 100 MHz	2
Voltage Probe	LeCroy ADP305 100 MHz	5
Oscilloscope	Tektronic MSO 58 1 GHz	1
Power Supply	GwINSTEK GPE-2323	1
Big Power Supply	EA-PSE-9500-30 500 V 5 kW	2

Die Kapazität, die im 1. Submodul (I-NPC) Verwendung findet (U_{C1}), dient zur Kompensation der parasitären Induktivitäten der Leitungen vom Netzteil zum Umrichter. Die Versorgung der DC/DC-Wandler erfolgt am rechten unteren Ende der Platine durch ein externes Labor-Netzteil mit 15 V. Zur einfachen Überwachung der Kondensatorspannungen ($U_{C,n}$) wurden auf der Oberseite der Platine **Bayonet Neill Concelman** (BNC)-Steckverbinder angebracht.

Mit den gewählten Kapazitätswerten, benötigt das Aufladen der Modulkapazitäten auf ihre volle Spannung mehr als eine Sinusperiode. Dennoch ist bei einem Strom von $I_{out} = 5,84$ A

Tabelle 4.8.: Bauteileigenschaften des EMMC 400 V-Prototypen

Modul	Kondensatoren (C_n)			Leistungsmodule (SM_n)		
	$C_{FILM}[\mu F]$	$C_{ELKO}[\mu F]$	$U_{DC}[V]$	Modulname	Topologie	$U_{DS}[V]$
1.	2 x 25[161]	-	600	PY06NRA021FS[159]	I-NPC	650
2.	5 x 1,5[162]	1 x 680[163]	450	FY074PA020CR[160]	CHB	650
3.	5 x 1,5[162]	1 x 680[163]	450	FY074PA020CR[160]	CHB	650
4.	5 x 1,5[162]	1 x 330[164]	450	FY074PA020CR[160]	CHB	650
5.	5 x 1,5[162]	1 x 330[164]	450	FY074PA020CR[160]	CHB	650

erkennbar, dass das Aufladen nach wenigen Vollwellen (ca. fünf) vollendet wäre (siehe Bild 4.19).

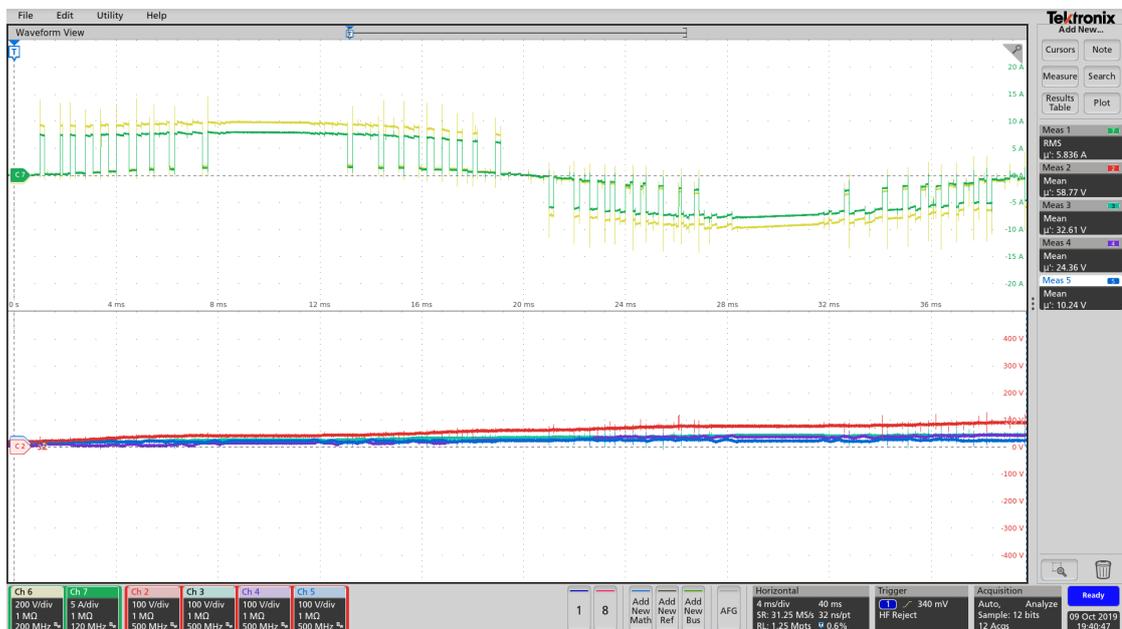


Bild 4.19.: Ladevorgang der Kondensatoren des fünf moduligen EMMC 400 V-Prototypen während einer Sinuswelle mit großen Kapazitäten.

(oben) Ausgangsstrom (Ch 6 - grün, 200 V/div., 4 ms/div.) und Ausgangsspannung (Ch 7 - gelb, 5 A/div., 4 ms/div.)

(unten) Kondensatorspannung $U_{C,2}$ (Ch 2 - rot, 100 V/div., 4 ms/div.), $U_{C,3}$ (Ch 3 - türkis, 100 V/div., 4 ms/div.), $U_{C,4}$ (Ch 4 - violett, 100 V/div., 4 ms/div.) und $U_{C,5}$ (Ch 5 - blau, 100 V/div., 4 ms/div.)

Nach ca. fünf Sinuswellen ist das Aufladen (ohne Regelung) der Kondensatorspannungen erfolgt und zeigt einen annähernd sinusförmigen Verlauf, wie in Bild 4.20 erkennbar ist. Die Spannungsschwankungen bei einem Ausgangsstrom von $I_{out} = 5,84$ A sind, durch die hohen Kapazitäten, sehr gering und eine maximale Schaltfrequenz der Module von 10 kHz ist ausreichend.

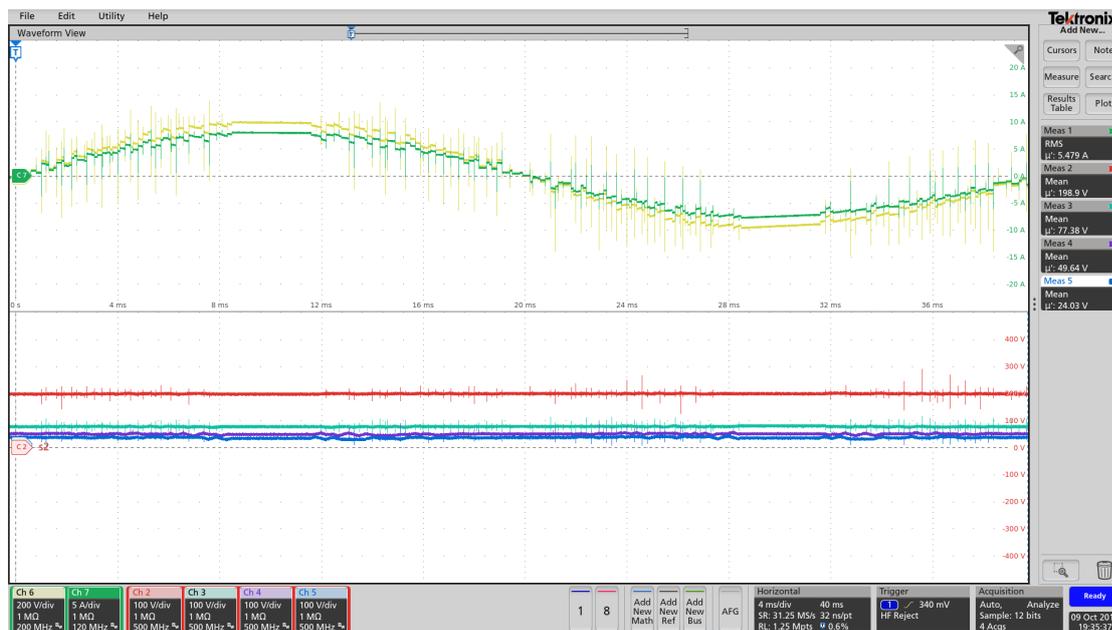


Bild 4.20.: Eine Sinuswelle generiert durch den 5 moduligen EMMC 400 V-Prototypen mit einer Ausgangsleistung von $P_{out} = 1,5 \text{ kW}$ mit aufgeladenen Kondensatoren C_n .
 (oben) Ausgangsstrom I_{out} (Ch 6 - grün, 200 V/div., 4 ms/div.) und Ausgangsspannung U_{out} (Ch 7 - gelb, 5 A/div., 4 ms/div.)
 (unten) Kondensatorspannung $U_{C,2}$ (Ch 2 - rot, 100 V/div., 4 ms/div.), $U_{C,3}$ (Ch 3 - türkis, 100 V/div., 4 ms/div.), $U_{C,4}$ (Ch 4 - violett, 100 V/div., 4 ms/div.) und $U_{C,5}$ (Ch 5 - blau, 100 V/div., 4 ms/div.)

In Bild 4.21 sind mehrere aufeinanderfolgende Sinusse abgebildet. Durch die bereits am 48 V-Prototypen bewiesene Möglichkeit, den Stromfluss bidirektional zu steuern, wäre es nun möglich, ein Ladegerät für ein BEV aufzubauen.

Durch die Verkleinerung des Netzfilters oder sogar ein mögliches Wegfallen dieses Filters, wäre ein kompaktes Ladegerät realisierbar. Bei bisherigen externen Ladegeräten stellt der Kühlkörper ein großes und schweres Bauelement dar. Dieser könnte durch die Reduzierung der Schaltfrequenz erheblich verkleinert werden.

Mit dem in Bild 4.21 gezeigten Testaufbau wurden die Messungen des Prototypen durchgeführt. Das dazugehörige Messequipment ist in Tab. 4.8 aufgelistet.

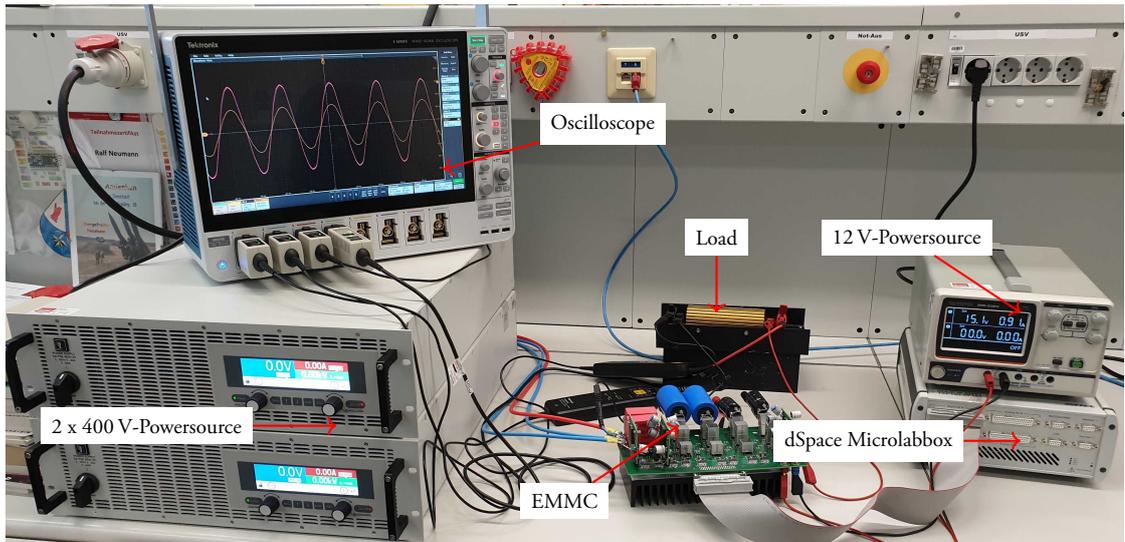


Bild 4.21.: Testaufbau des EMMC 400 V-Prototypen, mit Netzteilen (U_{DC}), Oszilloskop, EMMC und Last (R_{out}).

5. Umsetzung des kondensatorbasierten MMC Magnetstimulators

Aufbauend auf den Erkenntnissen aus Kap. 3.5.2 wurde im Rahmen einer von Florian Schwitzgebel durchgeführten Masterarbeit das Konzept des MMC Magnetstimulators evaluiert [113]. Mithilfe einer Schaltung zur Kompensation der Schaltverzögerungen, konnten parallel geschaltete MOSFETs in ihrem Schaltverhalten synchronisiert werden. Durch Parallelschalten von sechs leistungsstarken MOSFETs wurde die benötigte Stromtragfähigkeit erreicht. Diese MOSFET-Blöcke wurden in einer Vollbrückenkonfiguration miteinander verschaltet. In Kombination mit einem Kondensator als Energiespeicher und einer Steuerlektronik entstand ein Modul, das schnelle Wechsel zwischen Schaltzuständen ermöglicht und sich mit anderen Modulen verketteten lässt. Durch die Verkettung zu einem Strang lassen sich beliebig hohe Spannungen erzeugen. Da die Module in einem Strang unterschiedliche Schaltzustände annehmen können, verhält sich der Strang wie ein Analog- zu Digitalumsetzer.

5.1. Dimensionierung und Auswahl der Bauteile

5.1.1. Auswahl und Synchronisation der MOSFETs

Für die Erzeugung eines Pulses wurde ein modularer Aufbau gewählt. Die Modulkondensatorspannung wurde auf maximal $U_{C,n} = 200 \text{ V}$ festgelegt, womit ein konventioneller $\hat{U}_{coil} = 1150 \text{ V}$ Magnetstimulatorpuls mit 6 Modulen dargestellt werden kann. Der Energiespeicher muss Stromimpulsen bis zu $\hat{I}_{coil} = 5600 \text{ A}$ standhalten und Spannungen bis zu $U_{C,n} = 200 \text{ V}$. Um diesen Anforderungen gerecht zu werden, wurden unterschiedliche Kondensatorarten als Speicher erprobt. Für ein potentiell marktreifes Gerät sind diese Aussagen jedoch nicht aussagekräftig.

Zur Erzeugung eines Impulses können nun mehrere der Module miteinander dynamisch verkettet werden, um eine Reihenschaltung dieser zu erhalten. Dadurch lassen sich beliebig hohe Spannungen am Ausgang erzeugen, ohne die Spannung der einzelnen Module erhöhen zu müssen.

Für den Demonstrator fiel die Wahl auf den MOSFET IXFX210N30X3 von IXYS [165]. Dieser besitzt eine Pulsstrombelastbarkeit von $I_{DM} = 650$ A. Um die Belastbarkeit zu erhöhen, werden mehrere dieser Schalter parallel geschaltet. Je mehr MOSFETs parallelgeschaltet sind, umso geringer ist der Gesamtwiderstand und die daraus resultierenden Verlustleistungen und umso größer können Pulsstrom und Pulsdauer gewählt werden.

Da aufgrund von Fertigungstoleranzen der Durchlasswiderstand $R_{DS(on)}$ schwankt, müssen die MOSFETs vermessen und abgeglichen werden. Die Messungen wurden mit einem ST2525 Milliohmometer durchgeführt. Dazu wurden MOSFETs durchgeschaltet und der Widerstand über der DS-Strecke ($R_{DS(on)}$) gemessen. Zum Durchschalten der MOSFETs wurde eine Treiberplatine verwendet und diese mit einer Eingangsspannung von 15 V betrieben. Dadurch konnten die Bedingungen für die Messungen möglichst konstant und ähnlich denen im fertigen Versuchsaufbau gehalten werden. Eine Distanzplatte sorgte für einen gleichbleibenden Abstand zwischen MOSFET und Messklemmen. Dadurch konnten Schwankungen in den Messungen aufgrund von unterschiedlichen Leitungslängen reduziert werden.

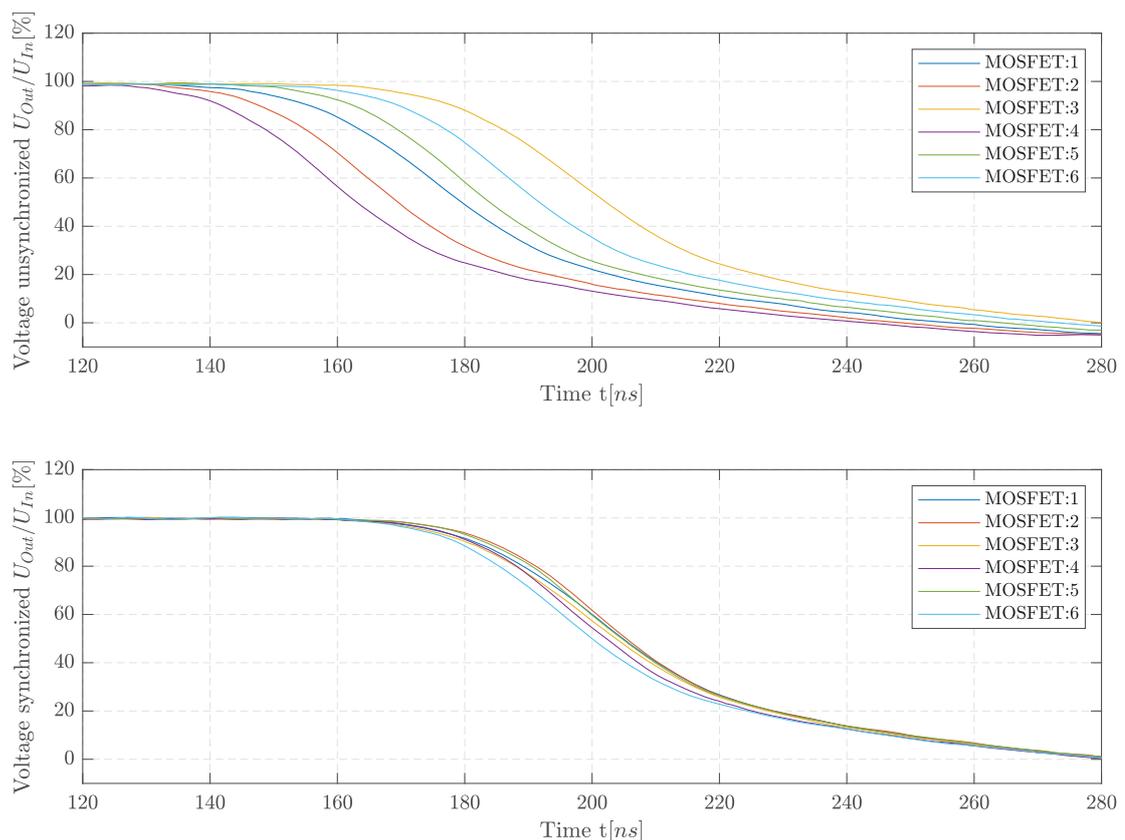


Bild 5.1.: Einschaltverhalten der 6 physikalischen Schalter für den logischen Schalter *AH* (oben) ohne Synchronisierung (unten) mit Synchronisierung, über den CPLD

Die Schalter wurden vermessen und deren Einschaltverhalten aufgezeichnet. Bild 5.1 (oben) zeigt die Messwerte für den logischen Schalter *AH*, vor der Synchronisierung. Die Schalt-

flanken haben eine Verzögerung von bis zu $\Delta T_{delay} = 40 \text{ ns}$ gegeneinander. Mithilfe dieser Messdaten war es möglich, eine Verzögerung, für jeden physikalischen Schalter im CPLD einzustellen. Die Synchronisierung konnte diese Abweichung auf ein Achtel, $\Delta T_{delay} = 5 \text{ ns}$ reduzieren.

5.1.2. Systemarchitektur Magnetstimulatormodul

Das getestete Modul besteht, wie in Bild 5.2a dargestellt, aus der Empfangs-, Schalter-Steuerplatine, Treiberplatten an jedem MOSFET, Kupferverbindungen und dem FILM-Kondensator. Dieser kann jedoch auch durch die in Bild 5.2b gezeigte ELKO-Bank ersetzt werden, um bei gleicher Baugröße mehr Energie speichern zu können, siehe Kap. 2.1.2.

Das Ansteuersignal wird zunächst über Matlab-Simulink erzeugt, wobei nur der Spannungsverlauf vorgegeben werden muss. Aus den Schaltzuständen, die der STM32F103 (μ -Controller) über Universal Asynchronous Receiver Transmitter (UART) erhält, erzeugt er die Daten und Clock Signale für die einzelnen Module, welche über eine Lichtwellenleitung an das Modul übertragen werden. Zusätzlich übermittelt der PC auch die Dauer, die ein Zustand gehalten wird. Diese Zeiten verwendet der Controller, um die Breite des Clock Signales anzupassen. Diese Informationen werden über Lichtwellenleiter an die Empfangs-Steuerplatine übergeben, um Störungen zu verhindern. Diese übergibt die Steuersignale an die Schalter-Steuerplatine, welche für das synchrone Schalten der Schalter sorgt, indem die einzelnen Treiberplatten zeitversetzt angesteuert werden, welche wiederum die MOSFETs schaltet. Für einen niederinduktiven Aufbau wurden Kupferschienen direkt an die Schalter gelötet, um das Modul mit dem Kondensator, aber auch den Nachbarmodulen zu verbinden. Die Modulanzahl kann beliebig erhöht werden, da der gesamte Aufbau modular konzipiert wurde.

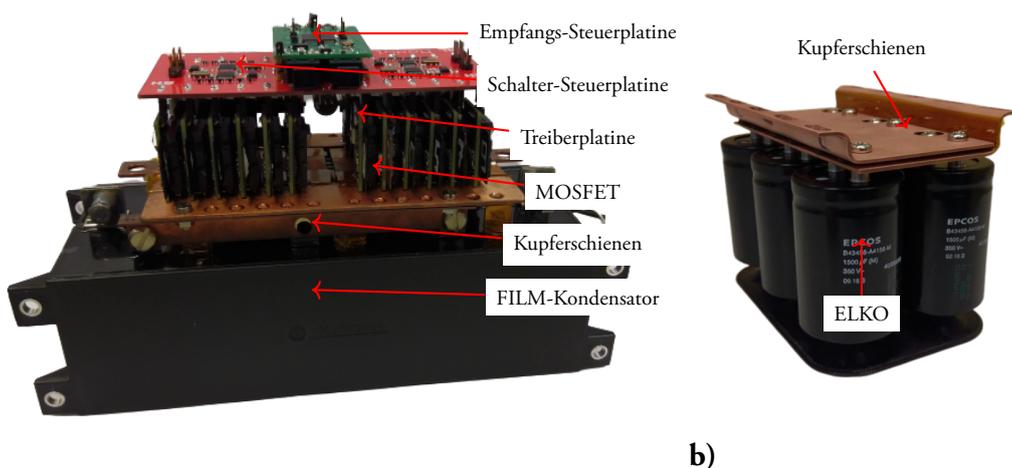


Bild 5.2.: (a) Vollständiges Modul mit FILM-Kondensatoren (Modulkapazität $C_1 = 1,8 \text{ mF}$) aus 2xFHC2 [166], Ansteuerplatten und Halbleiterschaltern [113] (b) ELKO-Bank ($C_1 = 9 \text{ mF}$) aus 6xB43458 [167] mit Verbindungsplatten und Sockel [113]

5.2. Praktische Untersuchungen am MMC Magnetstimulator

Mithilfe der in Tab. 5.1 aufgelisteten Versorgung und Messinstrumente war es möglich, Stimulationspulse durch die medizinische Magnetspule durchzuführen. Der Versuchsaufbau ist in Bild 5.3 detailliert dargestellt.

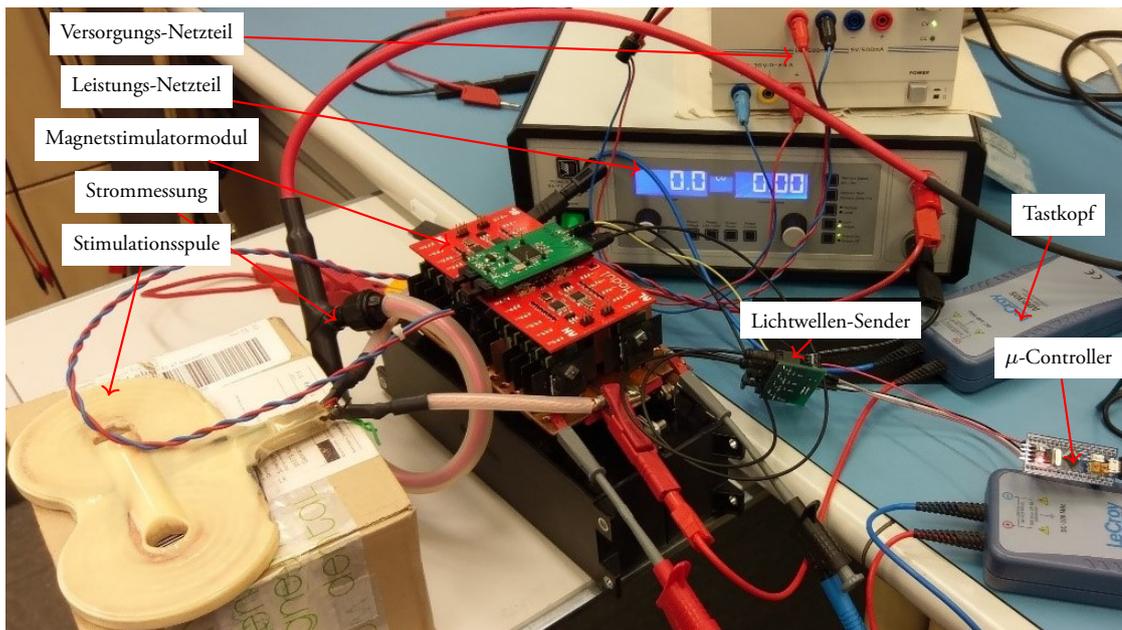


Bild 5.3.: Gesamter Versuchsaufbau mit Netzteilen, Magnetstimulatoremodul, Ansteuerung, Stimulationspule als Last und dazugehöriger Messaufbau [113].

Tabelle 5.1.: Equipment MMC Magnetstimulator

Equipment Art	Modell	Anzahl
Current Clamp	Rogowski Spule, CWT60, 12 kA	1
Voltage Probe	LeCroy ADP305	2
Oscilloscope	LeCroy HDO6104	1
Power Supply	PeakTech 6040 12 V	1
Power Supply	EA-PS 8360-15DT 200 V	1
Stimulationsspule	Butterfly, $L_{coil} = 9,7 \mu\text{H}$, $R_{coil} = 15 \text{ m}\Omega$	1

Es wurden diverse Versuche durchgeführt, unter anderem auch Dauertests. Als Beispiel für die Leistungsfähigkeit dieses MMC-Magnetstimulatoremoduls werden die Versuche in Bild 5.4 und Bild 5.5 näher diskutiert.

In Bild 5.4 wurde gezeigt, dass ein Spitzenstrom von über $\hat{I}_{coil} = 2\text{ kA}$ geschaltet werden kann. Zudem war es möglich, bei vollem Laststrom eine Umpolung des Moduls durchzuführen. Ebenfalls konnte bewiesen werden, dass ein Wiederaufladen des Kondensators aus dem Laststrom erfolgt. Dies ermöglicht es, in Zukunft, einen effektiven Magnetstimulator aufzubauen, bei dem nur die ohmschen Verluste nachgeladen werden müssen. Es konnte ebenfalls gezeigt werden, dass mit FILM-Kondensatoren ($C_1 = 1,8\text{ mF}$) ein Aktionspotential ausgelöst werden kann, bei einem Spannungseinbruch von ca. 50 %.

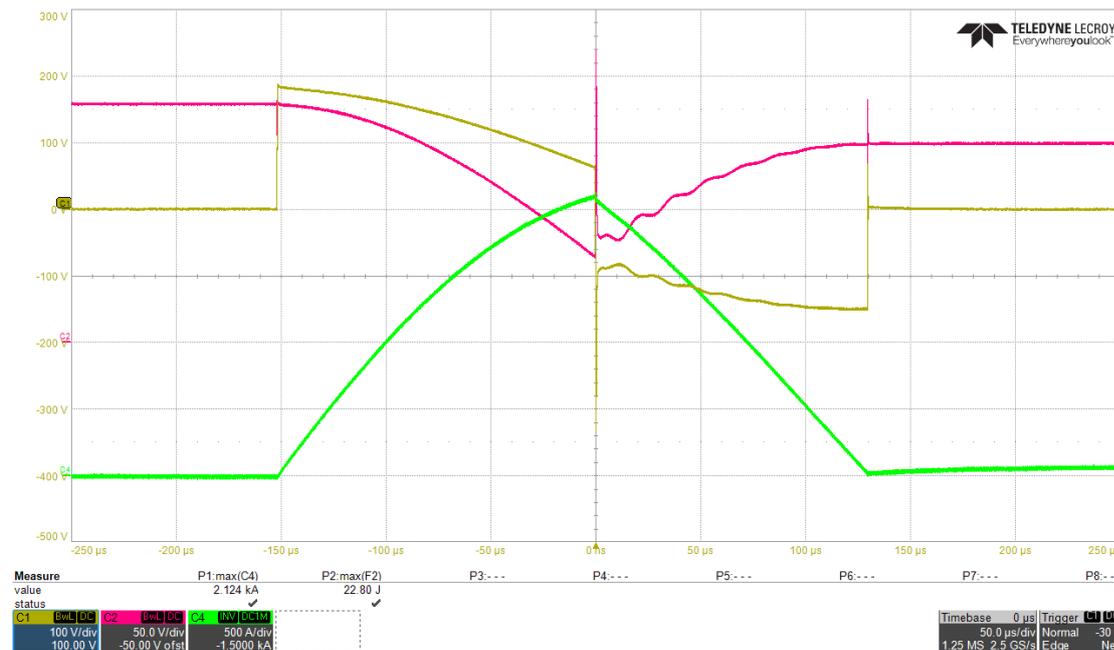


Bild 5.4.: Messung der Spannung U_{coil} an der Stimulationsspule (C1 - gelb, 100 V/div., 50 μ s/div.), Kondensatorspannung $U_{C,1}$ (C2 - rot, 100 V/div., 50 μ s/div., Offset von 50 V) und des Spulenstroms I_{coil} (C4 - grün, 500 A/div., 50 μ s/div.) mit FILM-Kondensator. Dabei wurde das Magnetstimulormodul positiv für 140 μ s und negativ für 140 μ s geschaltet, mit einer Vorladung von $U_{C,1} = 180\text{ V}$ und einer gesamten Pulsbreite von 280 μ s wurde ein Spitzenstrom von $\hat{I}_{coil} = 2,12\text{ kA}$ erreicht [113].

Bild 5.5 zeigt einen Stimulationspuls, der sich an der mathematischen Funktion $\sin(x)/x$ orientiert. Zudem konnte bei einem Spitzenstrom von $\hat{I}_{coil} = 1,29\text{ kA}$ nachgewiesen werden, dass eine ELKO-Kondensatorbank aus sechs Kondensatoren ($C_1 = 9\text{ mF}$) verwendet werden kann.

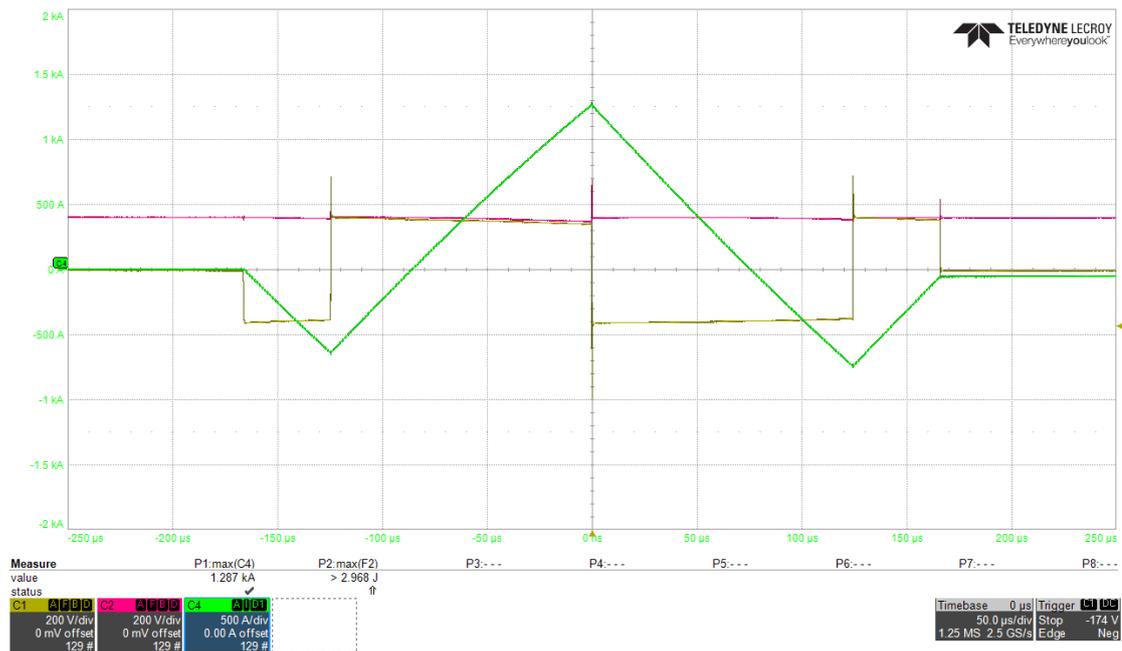


Bild 5.5.: Messung der Spannung an der Stimulationspule (C1 - gelb, 200 V/div., 50 μ s/div.), Kondensatorspannung U_{coil} (C2 - rot, 200 V/div., 50 μ s/div.) und des Spulenstroms I_{coil} (C4 - grün, 500 A/div., 50 μ s/div.) mit ELKO-Kondensator. Dabei wurde das Magnetstimulatoremodul negativ, positiv, negativ und dann wieder positiv geschaltet. Mit einer Vorladung von $U_{C,1} = 180$ V und einer gesamten Pulsbreite von 350 μ s wurde ein Spitzenstrom von $\hat{I}_{coil} = 1,29$ kA erreicht [113].

6. Umsetzung des batteriebasierten BM3

6.1. Dimensionierung und Auswahl der Bauteile

6.1.1. Schalterauswahl und Treiberschaltung

Durch Berechnungen ergab sich, dass die Durchlassverluste gegenüber den Schaltverlusten die Verluste des BM3 dominieren. Aufgrund einer Verlustabschätzung [23] wurde der Prototyp mit BSB008NE2LX [168] von Infineon aufgebaut.

Es wurde ein Optokoppler Toshiba TLP2361 [169] in Kombination mit einem *PS2801-1* [170] eingesetzt, um als Treiber für den MOSFET zu arbeiten. Der *PS2801-1* wird lediglich zur Freigabe des Schaltkreises verwendet und ist in Serie zur Versorgungsspannung des TLP2361 geschaltet. Letzterer schaltet nun im aktiven Betrieb das Gate des MOSFETs. Dies ermöglicht eine sichere und annähernd stromfreie Abschaltung des gesamten Leistungspfades.

Der Treiber des Schalters S_1 muss mit einem DC/DC-Wandler versorgt werden, da die Schaltung anderweitig keine Spannung von 2,7 V gegenüber des Source des Transistors aufweist (siehe Bild 6.1). Der eingesetzte Sipex SP6661 [171] kann die Spannung über B_2 (aus Bild 6.1) verdoppeln, sodass dem Treiber eine Gate-Source-Spannung U_{GS} für S_1 zur Verfügung steht. Dies bietet den Vorteil, dass die benachbarte Batterie B_2 bei einem Ausfall, das Modul überbrücken würde und die nächstgelegene Zelle das Potential zur Verfügung stellt. Eine weitere Möglichkeit stellt die Versorgung über eine Bootstrapschaltung dar.

Bisher wird eine Versorgung der Schaltung, bei batteriebetriebenen MMC, über einen galvanisch getrennten DC/DC Wandler vorgeschlagen. Diese sind allerdings meist teuer, schwer und groß. [23]

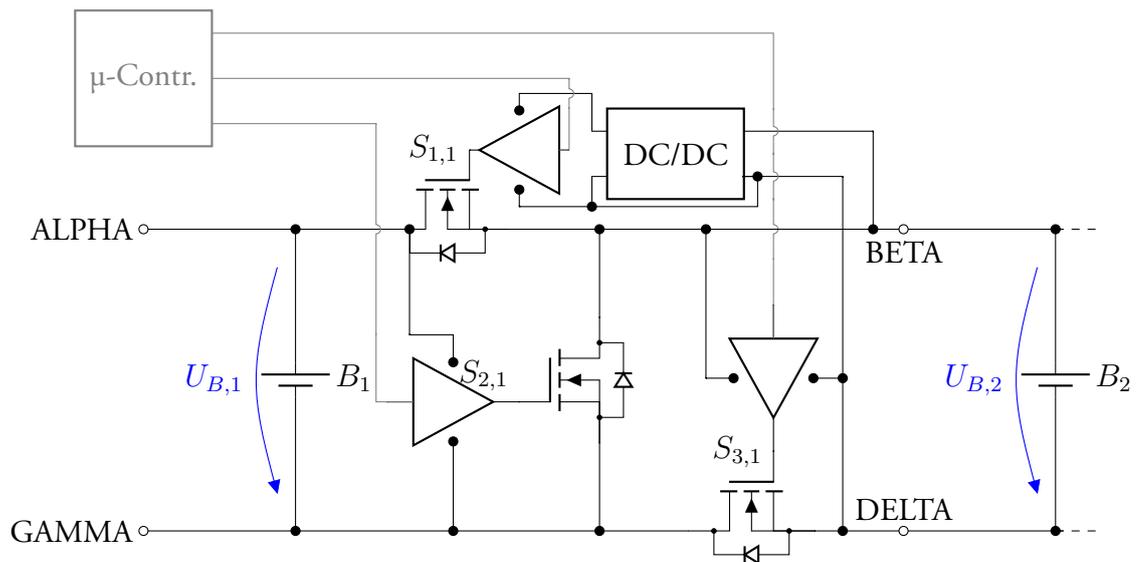
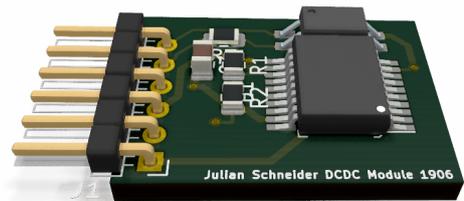
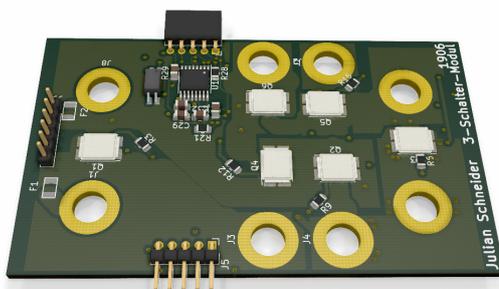


Bild 6.1.: Versorgung der Treiberschaltungen durch die Batteriezellen von B_1 und B_2 des Nachbar-modules. Zur Versorgung von $S_{2,1}$ wird ein Spannungsverdoppler (DC/DC) benötigt.

6.1.2. Gesamtlayout

Umgesetzt wurde der Umrichter auf einer vierlagigen Platine. Verbunden werden die einzelnen Modul über jeweils zwei Anschlüsse zum nächsten Module. Der Pinheader auf der linken Seite von Bild 6.2a ist der Anschluss für die Abschlussplatine (vgl. Bild 6.2b). Diese wird an der letzten Platine benötigt. [23]



a)

b)

Bild 6.2.: (a) 3D-Rendering der modularen BM3 Hauptplatine und (b) des DC/DC-Modul zum Abschluss eines Stranges [23]

Abschlussplatinen

Die Versorgung des Gatetreibers für Schalter $S_{3,N}$ wird aus dem nächsten Modul bezogen. Das letzte Modul jedes Stranges benötigt eine Spannungsversorgung. Hierzu wurde eine Abschlussplatine entwickelt, die mithilfe eines galvanisch isolierten DC/DC Wandlers, dem *ADuM5010* [172], eine Spannung für den $S_{3,N}$ des letzten Moduls erzeugt. [23]

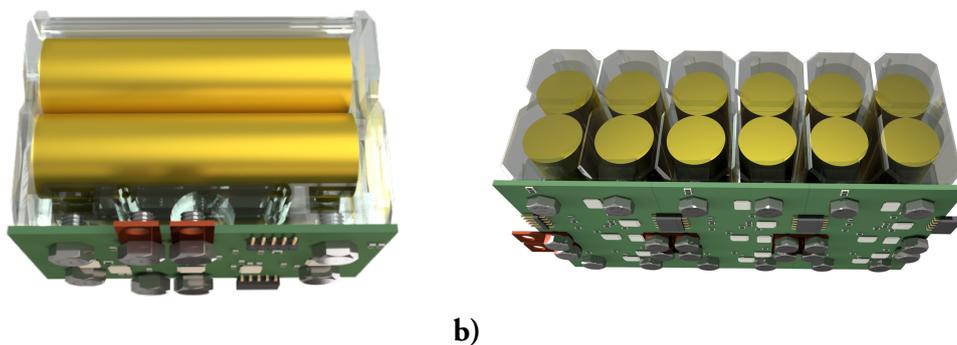
Masterplatine

Ein STMicroelectronics STM32F4 wird als Mastercontroller eingesetzt [173]. Hier wurde ein Discovery Board von STM verwendet welches alle Steckverbinder für Kommunikation und Messung, Buffer-Treiber für den **S**erial **P**eripheral **I**nterface (SPI)-Bus und eine Schaltung zur isolierten Spannungsversorgung des Microcontrollers aus einer Zellspannung des BM3 besitzt. [23]

Aufbau eines Umrichtermodules

Um eine einfache und sichere Montage der Zellen zu ermöglichen, wurden handelsübliche Rundzellen der Bauart 18650 verwendet. Zur Anbindung des Akkumulators an die Leistungselektronik wurden NESE-Module (ab hier als Gehäuse bezeichnet) [174] verwendet, die ohne Schweiß- oder Lötstellen eingesetzt werden können. Eine direkte Verschraubung der Platine mit den Zellen ermöglicht eine dauerhafte und feste Verbindung und vermindert den Aufwand der Verkabelung.

Um einen hohen Strom zu ermöglichen, wurden zwei Zellen in einem der Gehäuse parallel verbunden. Zwei dieser Gehäuse wurden auf einer Platine platziert, die jeweils 2 BM3-Module darstellen. Die Module verfügen über je 4 Löcher zur Montage der NESE Module und 4 Löcher zur Verbindung zum vorherigen und nächsten Modul. Zur Übertragung der Ansteuerungssignale wurden zwei fünfpolige, horizontal angebrachten Pinheader verwendet, welche sich links und rechts am Modul befinden. Diese ermöglichen ein verbinden der Platinen zueinander. Bild 6.3a zeigt ein Rendering eines einzelnen BM3-Modules und Bild 6.3b ein Rendering mehrerer Module inklusive der gesteckt- und geschraubten Kupfer- und Logikverbindungen. [23]



a)

b)

Bild 6.3.: (a) Rendering eines einzelnen BM3 Modules mit 4x18650 Akkumulatorzellen (b) dreier verbundenen BM3 Module mit 12x18650 Akkumulatorzellen

6.2. Praktische Untersuchungen

Die vorgestellten Ergebnisse zeigen Messungen, die mit 12 galvanisch getrennten Spannungsquellen durchgeführt wurden. Analog zu Bild 3.31 aus Kap. 3.6.3, zeigt Bild 6.4 einen dreiphasigen Aufbau mit jeweils $R_{out} = 10\ \Omega$ Widerständen in Sternschaltung statt einer elektrischen Maschine, beispielsweise eine PMSM. [23]

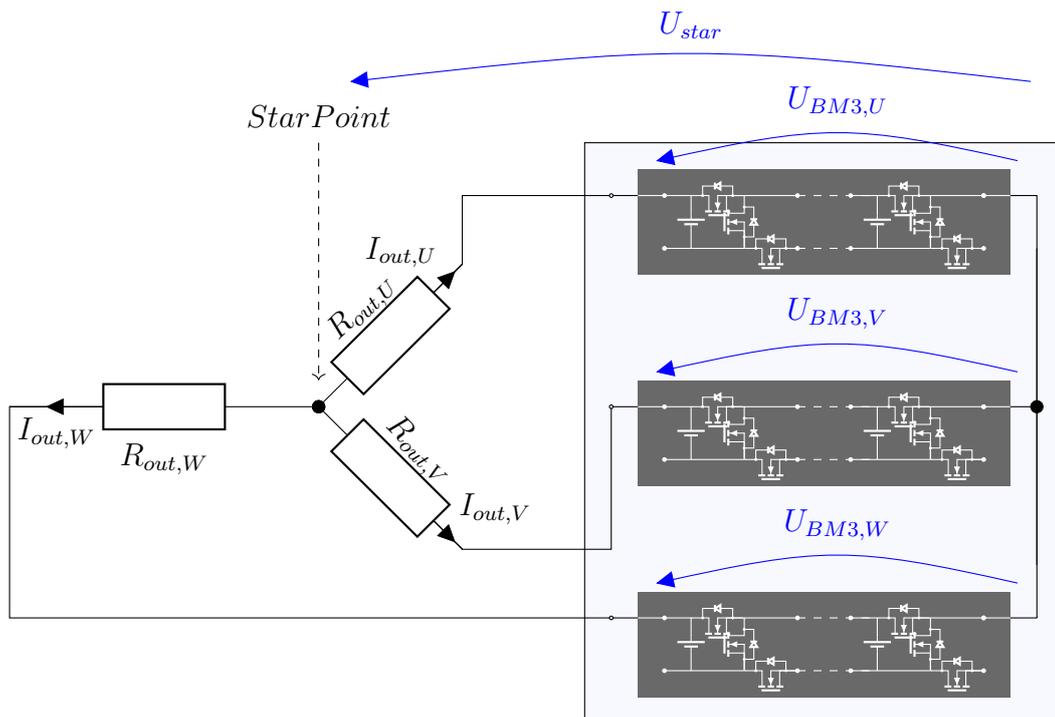


Bild 6.4.: Dreiphasiges BM3-System (in Sternschaltung) mit Widerständen (in Sternschaltung) als Motorsatz

Bild 6.5 zeigt den Versuchsaufbau, die 12 galvanisch getrennten Spannungsquellen werden durch Netzteile erzeugt. [23]

Mithilfe des in Tab. 6.1 aufgelisteten Equipments konnten die Messungen die in Bild 6.6 abgebildet sind, durchgeführt werden. Es ist ein Viertel einer Sinusperiode, angenähert zu sehen. Dadurch konnte bewiesen werden, dass die Ausgangsspannungen ($U_{BM3,p}$) des BM3 dreiphasig korrekt erzeugt werden. Um das Verständnis für die verformten Stromverläufe zu erleichtern, wurde zudem U_{star} dargestellt. Dieses Sternpotential der Last verschiebt sich zum Sternpunkt des Umrichters mit

$$U_{star} = \frac{U_{BM3,U} + U_{BM3,V} + U_{BM3,W}}{3} \quad (6.1)$$

Die Verzerrungen der Spannungen werden proportional geringer, umso höher die Modulanzahl ist. Die Lastströme durch den Widerstand ($I_{out,n}$) berechnen sich folgendermaßen:

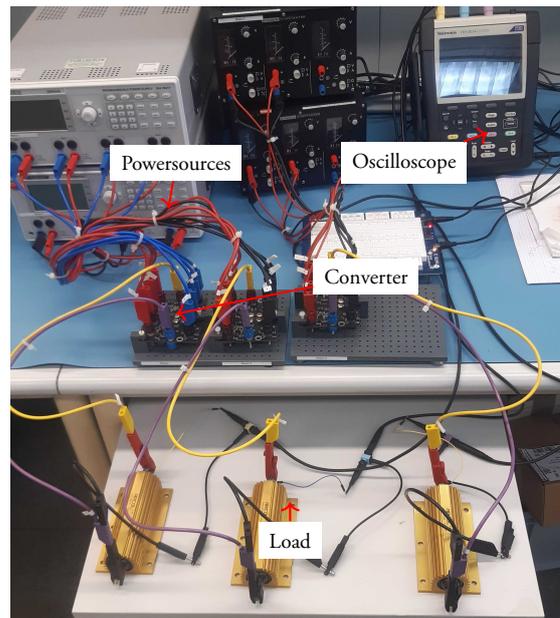


Bild 6.5.: Aufbau eines dreiphasigen BM3 Systems mit zwei Modulen je Phase und Lastwiderständen $R_{Load} = 100 \Omega$ in Sternschaltung [23]

$$I_{out,n} = \frac{U_{BM3,n} - U_{star}}{R_{out,n}} \quad (6.2)$$

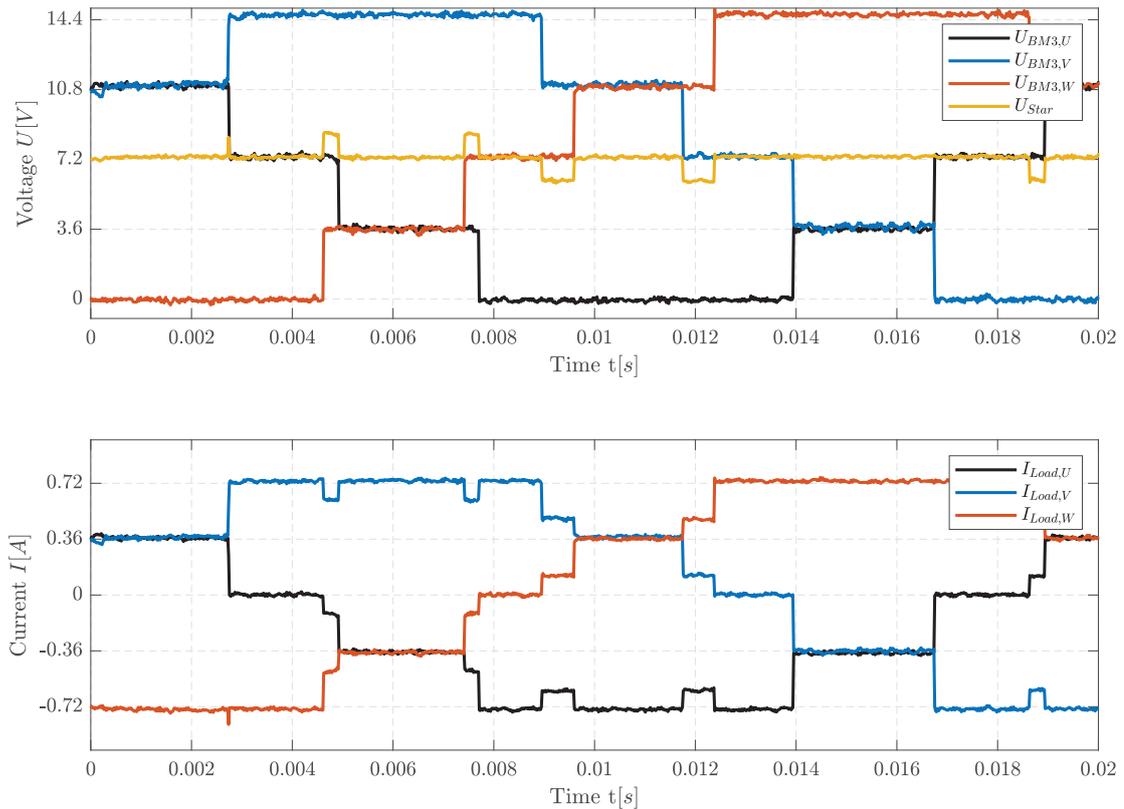


Bild 6.6.: Umrichterspannungen ($U_{BM3,p}$) und Lastströme ($I_{Load,p}$) des dreiphasigen 12-Moduligen-BM3-Umrichters mit den resultierenden vier Spannungsstufen je Phase und Sternspannung (U_{Star}).

Tabelle 6.1.: Versorgungs- und Messequipment Umrichterbetrieb BM3 [23]

Equipment Art	Modell	Anzahl
Current Clamp	LeCroy CP031A - 30 A 100 MHz	3
Voltage Probe	LeCroy ADP305 100 MHz	4
Oscilloscope	Tektronic MSO 58 1 GHz	1
Power Supply	GwINSTEK GPE-2323	2
Power Supply	GOSSEN KONSTANTER	2

Die Funktionalität des BM3 wurde somit dreiphasig (mit 4 Modulen pro Phase) an einem Prototypen evaluiert. Zudem konnte das Konzept der Sternpunktverschiebung erprobt werden, was zu beweisen war.

6.3. Fahrzyklen-Vergleiche

Bisher wurden unterschiedliche Umrichtertopologien auf ihre Machbarkeit untersucht. Nun soll ein reales Szenario untersucht werden. Dabei wurde sich für das derzeit viel diskutierte Thema Elektromobilität entschieden. Dies stellt jedoch nur einen exemplarischen Vergleich dar und kann auf beliebige andere Anwendungsgebiete im Niederspannung Bereich angewendet werden.

Motivation des Antriebsstrangvergleichs

In Fahrzeug-Traktionsanwendungen ist die zweistufige Wechselrichtertypologie aufgrund ihrer Reife weit verbreitet und wird äußerst häufig verwendet. Neu entstehende Multilevel-Wechselrichtertopologien bieten jedoch im Vergleich zu herkömmlichen Zweistufen-Wechselrichtern einige Vorteile hinsichtlich der Effizienz in Fahrzyklen [58], [175], [176], insbesondere im Teillastbetrieb [177], Oberschwingungen niedriger Ordnung, geringer EMV [178] und redundantem Betrieb im Fehlerzustand [59]. Die Nachteile sind jedoch ein erhöhter Steuerungsaufwand und eine erhöhte Systemkomplexität.

In [177] wird der Wirkungsgrad eines auf Niederspannung MOSFETs basierenden CHB-Inverters mit einem zweistufigen Inverter mit SiC-MOSFETs oder IGBTs verglichen. Im Rahmen dieser Untersuchung zeigt der CHB-Umrichter den besten Wirkungsgrad für die Fahrzyklen, die Batterieverluste werden jedoch vernachlässigt. Ein ähnlicher Fahrzyklusvergleich findet sich in [114], wo ein Batterie- und Wechselrichterungsvergleich eines CHB, M2B und Zweistufen-Wandlers durchgeführt wurde. Bei ihrer Untersuchung wird jedoch die in [179] beschriebene Rückwärtsleitung der MOSFETs nicht berücksichtigt, die Batteriemodellierung wird vereinfacht, der Generatorbetrieb wird nicht vom Motorbetrieb unterschieden und der Spannungspegel der DC-Zwischenkreis- und Ausgangsspannung variiert in unangemessener Weise für die verschiedenen Wechselrichtertopologien.

Deshalb soll nun ein fairer Fahrzyklusvergleich eines zweistufigen Wechselrichters unter Verwendung von IGBTs oder MOSFETs und zweier siebenstufiger Multilevelumrichter, ein M2B-Wechselrichter und ein CHB-Wechselrichter mit den hier verwendbaren Niederspannung MOSFETs durchgeführt werden. Für die Analyse wird die Rückwärtsleitung der MOSFETs berücksichtigt, Generator- und Motorbetrieb werden unterschieden und die Batteriepacks werden basierend auf Messungen an einer einzelnen Batteriezelle nach dem Randles-Modell mit drei RC-Elementen modelliert [180]. Weiterhin werden die Batterie- und Wechselrichterverluste separat quantifiziert, um mehr Transparenz als in [114] zu erreichen.

Umrichter Topologien

Das klassische zweistufige Wechselrichtersystem wird von einem einzigen Akkupack (bestehend aus vielen Zellen) gespeist, und für jede Phase wird eine Halbbrücke verwendet,

wie in Bild 6.7a dargestellt. Der CHB- und der M2B-Konverter bestehen aus mehreren, in Reihe geschalteten Submodulen pro Phase, wie in Bild 6.7b [114], [120] gezeigt. Im CHB-Konverter können die Batteriemodule einzeln umgangen oder in Vorwärts- und Rückwärtsrichtung eingesetzt werden, und der M2B kann die Batteriepacks in jeder Phase zusätzlich parallelisieren, wenn die gewünschte Ausgangsspannung niedrig ist. Auf diese Weise können die gesamten Batterieverluste durch den M2B verringert werden, was vor allem bei niedrigen Geschwindigkeiten oder großem Phasenwinkel vorteilhaft ist.

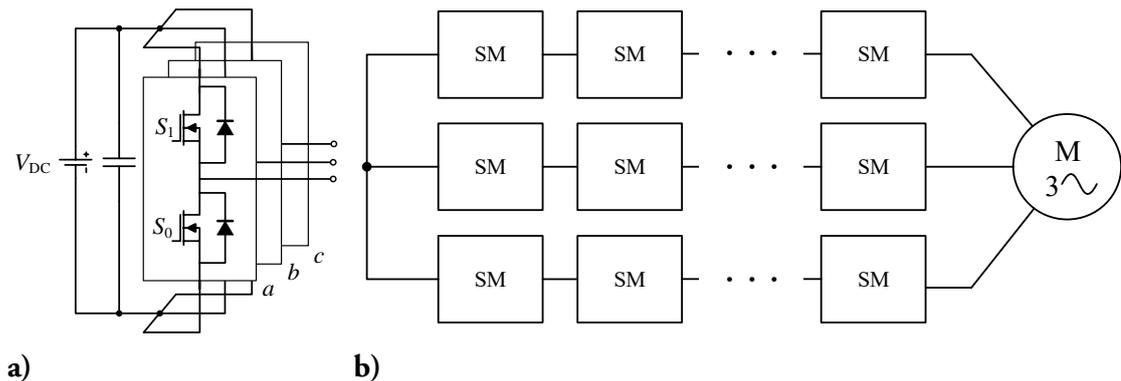


Bild 6.7.: (a) Klassische Zweistufen-Umrichter und (b) Struktur einer CHB/M2B Topologie.

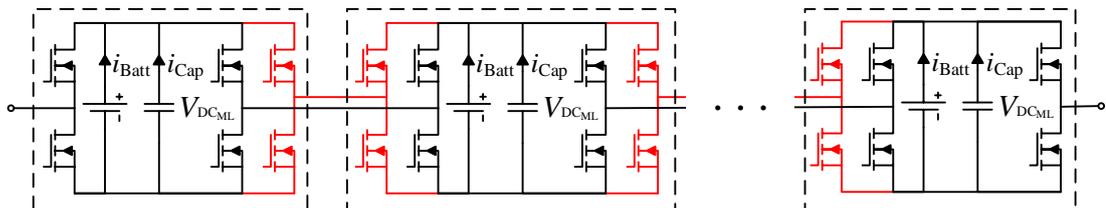


Bild 6.8.: CHB Umrichter Submodule und zusätzliche Halbbrücken einer M2B Topologie markiert in rot.

Modellierung der Batterieverluste

Die Impedanz des Akkus kann, wie bereits in Kap. 2.1.1 vorgestellt, mit RC-Gliedern modelliert werden. Dieses Modell wird, wie in [180] beschrieben, unter Verwendung eines Drei-Zeit-Konstanten-Modells mit einer Serieninduktivität erweitert. Folglich kann das Impedanznetz mit einem Parallel-Zwischenkreiskondensator, wie in Bild 6.9 gezeigt, modelliert werden. Unter Verwendung des simulierten Zwischenkreisstroms können die ohmschen Batterieverluste durch den Spannungsabfall über den Widerständen einschließlich des äquivalenten Serienwiderstands des Kondensators R_{ESR} bestimmt werden.

Zur Berechnung der Impedanzen der Batteriepacks wurde eine Referenzbatteriezelle verwendet. Die ausgewählte zylindrische Hochenergiezelle der Bauform 18650 wird von LG Chem hergestellt. Sie hat eine Nennspannung von 3,72 V und eine Nennkapazität von 2800 mAh, was ungefähr 10,42 Wh [181] entspricht. Die Impedanz der Zelle wurde bei Raumtemperatur unter Verwendung einer Elektrochemische Impedanzspektroskopie (EIS)

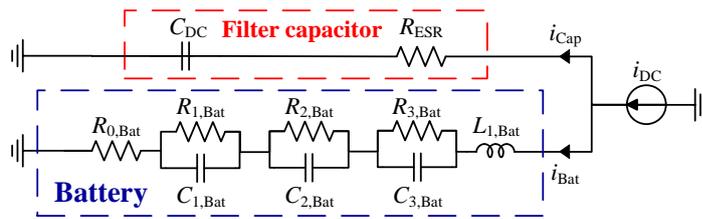


Bild 6.9.: Batterie Impedanz Netzwerk mit paralleler Kapazität und angelegtem DC-Link-Strom [180].

bestimmt, wie in Bild 6.10 gezeigt. Unterschiedliche Ladezustandsbedingungen (SOC) und ein Frequenzbereich von 10 mHz bis 10 kHz wurden berücksichtigt. Ein Least-Square-Ansatz wurde verwendet, um die Zellenparameter für einen charakteristischen SOC von 50 % zu extrahieren, die in der Tab. 6.2 angegeben sind. Aus Bild 6.10b ist ersichtlich, dass die gewählten Parameter der gemessenen Impedanz in einem Frequenzbereich von einigen hundert mHz bis 4 kHz entsprechen.

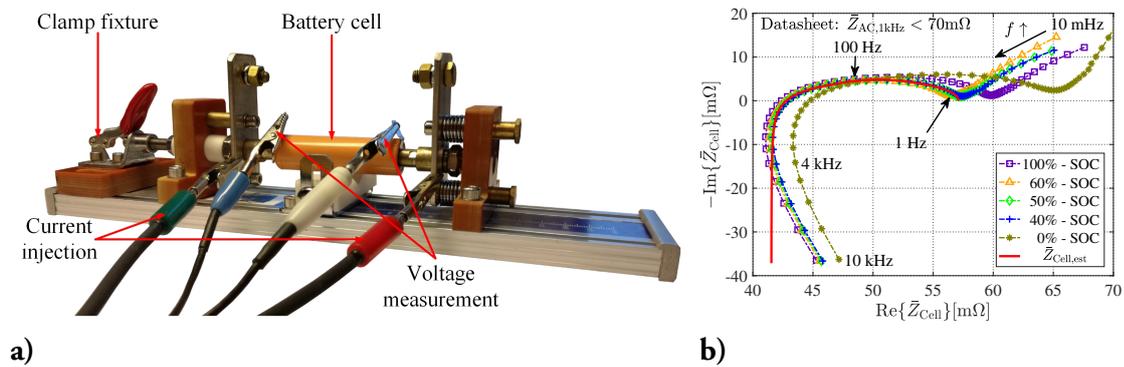


Bild 6.10.: (a) Batteriezelltest Halterung, sowie Messanschlüsse mit Batteriezelle und (b) Impedanz Plot der Hochenergiezelle mit unterschiedlichen SOC's

Tabelle 6.2.: Batteriezellen Parameter

R_0 [mΩ]	R_1 [mΩ]	R_2 [mΩ]	R_3 [mΩ]	C_1 [mF]	C_2 [mF]	C_3 [F]	L [nH]
41.53	5.02	7.32	3.23	75.44	339.5	3.625	590.8

Modellierung der Inverter Verluste

Die Schalt- und Durchlassverluste der verwendeten IGBTs und MOSFETs wurden durch eine Lookup-Tabellen Ansatz modelliert, beschrieben in [58]. Hierzu wurden die Datenblattwerte verwendet. Die Schaltverluste des IGBTs wurden mithilfe von [182] und dem Datenblatt skaliert.

$$E_{\text{switch}} = E_{\text{nom}} \cdot \left(\frac{i}{i_{\text{nom}}} \right)^{K_i} \cdot \left(\frac{V_{\text{DC}}}{V_{\text{nom}}} \right)^{K_v} \quad \text{with} \quad \begin{cases} K_{i,\text{IGBT}} \simeq 1, K_{i,\text{Diode}} \simeq 0.6 \\ K_{v,\text{IGBT}} \simeq 1.3 \dots 1.4, K_{v,\text{Diode}} \simeq 0.6 \end{cases} \quad (6.3)$$

Die Sperrschichttemperaturen T_J der Halbleiter werden unter Verwendung eines thermischen RC-Netzwerks modelliert, wie in Bild 6.11 gezeigt. Unter der Annahme einer gleichen Verlustverteilung der Schalter kann der Wärmewiderstand $R_{\text{th,JS}}$ durch die Anzahl der Schalter N_{Sw} dividiert werden. Als Kühlkörper wurde eine Kühlplatte verwendet, die von einem RC-Glied modelliert wird. Die Kühlmitteltemperatur kann je nach Strömungsgeschwindigkeit und Umgebungstemperatur zwischen 50 °C und 85 °C [182] variieren.

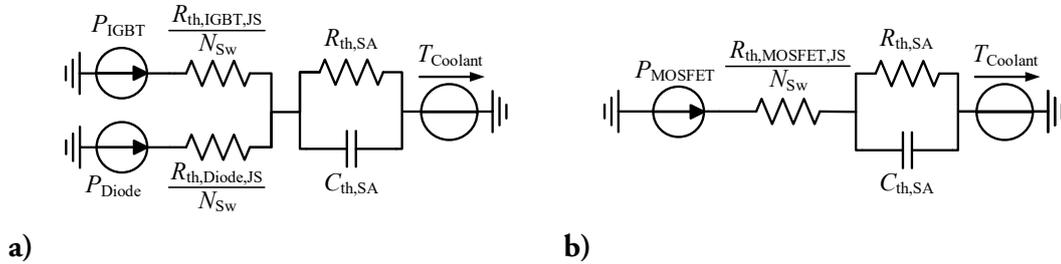


Bild 6.11.: Thermisches Modell des (a) IGBT Inverter, mit antiparallelen Dioden, und (b) MOSFET Inverter.

Motor- und Fahrzeugdynamiken

Das elektromagnetische Drehmoment einer Innenläufer PMSM hängt von dem Induktivitätsunterschied der dq-Referenz und der magnetischen Konstante ψ_m ab. Dies kann folgendermaßen beschrieben werden:

$$T_{\text{elec}} = \frac{3n_p}{2} [(L_d - L_q)i_d i_q + \psi_m i_q] \quad (6.4)$$

Die Ströme des Motors können unter Verwendung einer **Maximum Torque Per Ampere** (MTPA)- und **Maximum Torque Per Volt** (MTPV)-Steuerstrategie eingestellt werden oder diese können, wie in [183], [184] beschrieben, gesteuert werden, um die Nichtlinearitäten des Elektromotors zu berücksichtigen und um eine optimale Effizienz des Motors zu erzielen. Im eingeschwungenen Zustand wird ein Drehmomentgleichgewicht zwischen elektrischem (T_e) und mechanischem Drehmoment (T_m) erreicht. Daher können die Getriebeübersetzung und der Wirkungsgrad des Getriebes berücksichtigt werden

$$T_e = T_m = \frac{T_{\text{wheel}}}{G_r \eta_G^{\text{sgn}(T_{\text{wheel}})}} \quad (6.5)$$

$$\frac{\omega_e}{n_p} = \omega_{\text{motor}} = \omega_r = \omega_{\text{wheel}} G_r \quad (6.6)$$

Zudem kann das auf die Räder wirkende Drehmoment aus dem Produkt der Summe der auf das BEV wirkenden Kräfte und dem Radius der Räder berechnet werden

$$T_{\text{wheel}} = r_{\text{wheel}} F_{\text{net}} \quad (6.7)$$

Die in Längsrichtung auf das Fahrzeug wirkenden Gesamtkräfte setzen sich aus der Summe von Roll-/Reibungswiderstand, Luftwiderstand, Fahrbahnsteigung und Beschleunigungskraft zusammen

$$F_{\text{net}} = F_{\text{rolling}} + F_{\text{aero}} + F_{\text{gradient}} + F_{\text{acceleration}} \quad (6.8)$$

$$F_{\text{acceleration}} = (m_{\text{veh}} + m_{\text{occ}}) a \quad (6.9)$$

$$F_{\text{airdrag}} = 0.5 \rho_{\text{air}} C_d v^2 A \quad (6.10)$$

$$F_{\text{rolling}} = (m_{\text{veh}} + m_{\text{occ}}) g C_r \cos(\alpha) \quad (6.11)$$

$$F_{\text{gradient}} = (m_{\text{veh}} + m_{\text{occ}}) g \sin(\alpha) \quad (6.12)$$

Bild 6.12a zeigt vier unterschiedliche Fahrzyklen.

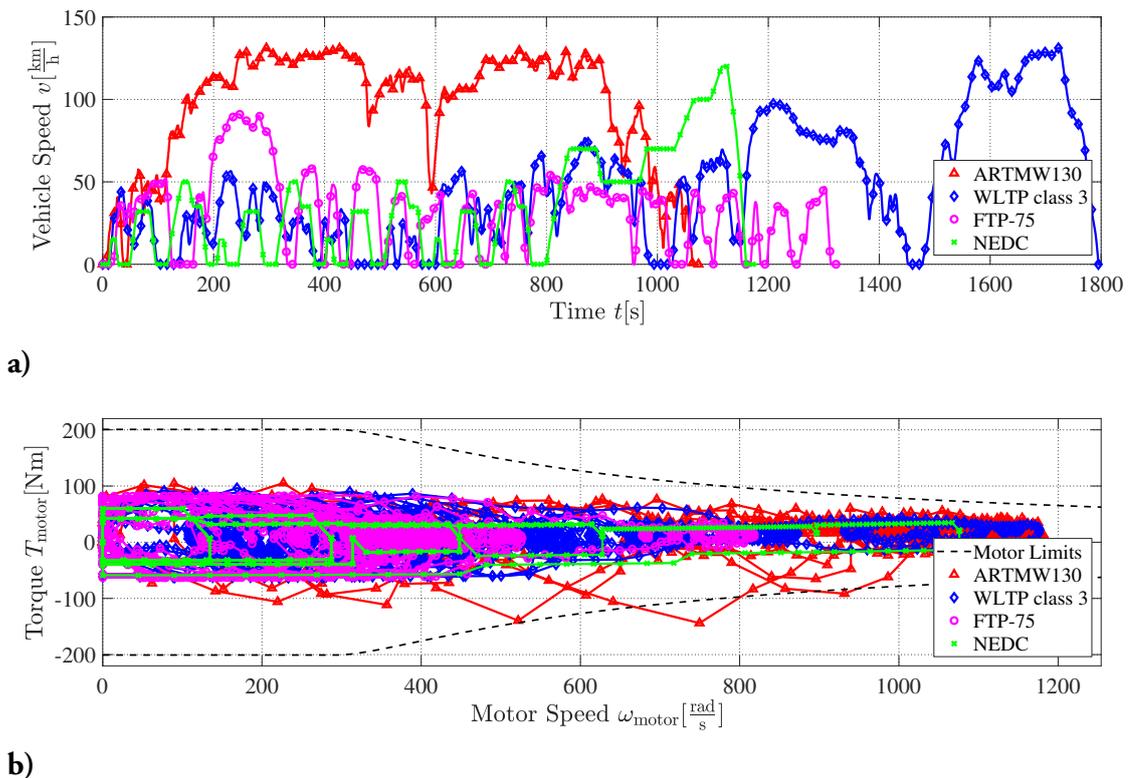


Bild 6.12.: (a) Fahrzyklus und (b) die dazugehörigen Operationspunkte des Motors für einen kleineren Personen Kraftwagen.

Diese sollen ein reales Fahrverhalten möglichst gut abbilden. Dabei lassen sich diese in unterschiedliche Fahrscenarien unterteilen. Fahren in einer Stadt (EPA Federal Test Procedure 75 (FTP-75)), eine Highway Fahrt (ARTMW130) und eine abwechslungsreiche Fahrt (Worldwide harmonized Light vehicles Test Procedure (WLTP), New European Driving Cycle (NEDC)). In Bild 6.12b wurden die resultierenden Motor-Operationspunkte dargestellt, welche mithilfe der Gl. 6.5-6.12 berechnet werden konnten.

Fahrzyklus Simulation

Auslegung der Komponenten Setups Für die Simulationen, wurde ein kleines Fahrzeug angenommen, dessen elektrischer Motor ein PMSM ist. Die gewählten Fahrzeug- und Motorparameter sind in Tab. 6.3 dargestellt.

Das Referenz-Wechselrichtersystem mit zwei Ebenen umfasst eine 400 V-Batterie mit einer Gesamtbatteriekapazität von ungefähr 45 kWh. Die Anzahl der Submodule m pro Phase des Wechselrichters CHB und des M2B beträgt drei, wodurch sieben Spannungspegel pro Phase erreicht werden. Um die gewünschte Ausgangsspannung des Wechselrichters zu erreichen, wird für den Zwei- und den Siebenpegel-Wechselrichter eine Raumvektormodulation mit einer Schaltfrequenz von $f_{\text{sw}} = 10 \text{ kHz}$ verwendet. Somit kann die Nennbatteriespannung

Tabelle 6.3.: PKW und Motormodel Parameter

(a) Fahrzeug	Wert	Einheit	(b) Motor	Wert	Einheit
Fahrzeugmasse m_{veh}	1500	kg	Stator Widerstand R_s	20	m Ω
Fahrgewicht m_{occ}	75	kg	D-axis Induktivität L_d	250	μH
Frontgröße A	2.2	m ²	Q-axis Induktivität L_q	700	μH
Widerstandsbeiwert C_d	0.30		Konstanter Fluss ψ_m	75	mWb
Rollwiderstand C_r	0.012		Polepaare n_p	4	
Reifenradius r_{wheel}	0.316	m	Max. Drehmoment T_{max}	200	Nm
Getriebeübersetzung G_r	10.2		Max. Phasenstrom I_{RMS}	190	A
Getriebeeffizienz η_G	95	%	Max. Phasenspan. \hat{V}_{Peak}	200	V
Max. Geschw. v_{max}	140	km/h	Max. Umdrehungen n	12000	rpm

der mehrstufigen Wechselrichter relativ zum Batteriesystem des zweistufigen Wechselrichters skaliert werden:

$$V_{\text{Bat,ML}} = \frac{V_{\text{Bat,2L}}}{2m} = 66,6 \text{ V} \quad (6.13)$$

Die Kapazität des Batteriepacks kann folgendermaßen berechnet werden:

$$C_{\text{Bat,ML}} = \frac{C_{\text{Bat,2L}}}{3m} = 5 \text{ kWh} \quad (6.14)$$

Die Anzahl der in Serie geschalteten Zellen für das 400 V Referenzbatteriepack kann folgendermaßen berechnet werden

$$n_{\text{s,2L}} = \frac{400 \text{ V}}{3,72 \text{ V}} = 108 \quad (6.15)$$

Somit kann die Anzahl der Batteriezellen durch die Kapazität bestimmt werden

$$n_{\text{cells,2L}} = \frac{45 \text{ kWh}}{10,42 \text{ Wh}} = 4319 \rightarrow 4320 \quad (6.16)$$

Hieraus ergibt sich die Anzahl der parallelen Zellen als $n_{\text{p,2L}} = 40$. Dadurch kann nun die Anzahl der seriellen und parallelen Zellen für den CHB und M2B Umrichter folgendermaßen berechnet werden:

$$n_{\text{s,ML}} = \frac{66,6 \text{ V}}{3,72 \text{ V}} = 18 \quad (6.17)$$

$$n_{p,ML} = \frac{n_{cells,2L}}{3m \cdot n_{s,ML}} = \frac{4320}{9 \cdot 18} = 27 \quad (6.18)$$

Aus den Reihen- und Parallelzellen kann die Batteriepaketimpedanz des Zwei- und des Multilevelumrichters in Bezug auf eine einzelne Batteriezelle wie folgt berechnet werden:

$$Z_{2L} = \frac{n_{s,2L}}{n_{p,2L}} Z_{cell} = N_{B,2L} Z_{cell} = 2.7 \cdot Z_{cell} \quad (6.19)$$

$$Z_{ML} = \frac{n_{s,ML}}{n_{p,ML}} Z_{cell} = N_{B,ML} Z_{cell} = 0.66 \cdot Z_{cell} \quad (6.20)$$

Der gewählte Zwischenkreiskondensator des zweistufigen Wechselrichters, wie in [185] analysiert, hat ein $R_{ESR} = 2,5 \text{ m}\Omega$ und eine Kapazität von $C_{DC} = 540 \text{ }\mu\text{F}$. Für die Multilevel-Wechselrichter werden die einzelnen Zwischenkreiskondensatoren jedes Submoduls entsprechend der Energiedichte des Bezugssystems folgendermaßen ausgewählt:

$$C_{DC,ML} = C_{DC,2L} \frac{V_{Bat,2L}^2}{V_{Bat,ML}^2} \rightarrow C_{DC,ML} = 540 \text{ }\mu\text{F} \frac{(400 \text{ V})^2}{(66 \text{ V})^2} = 20 \text{ mF} \quad (6.21)$$

Daher werden pro Modul 20 Aluminium-ELKO mit einer Einzelkapazität von 1 mF [186] parallel geschaltet. Bei dem ausgewählten wassergekühlten Kühlkörper für alle Wechselrichter [187] beträgt der Wärmewiderstand bei einem Wasserdurchsatz von 0,5 GPM $R_{th,SA} = 0,016 \text{ K W}^{-1}$ laut Datenblatt. Die Wärmekapazität des Kühlkörpers wird anhand seines Volumens und der spezifischen Wärmekapazität von Aluminium geschätzt als

$$C_{th,SA} = \frac{V_{plate,Al} \rho_{Al}}{c_{Al}} = 0,247 \text{ W h K}^{-1} \quad (6.22)$$

Die ausgewählten Halbleiterschalter für den zweistufigen und mehrstufigen Wechselrichterantrieb sind in der Tabelle 6.5 aufgeführt. Für den zweistufigen Wechselrichter werden ein IGBT- und eine MOSFET-Lösung ausgewählt, während die ausgewählten MOSFETs nur mit antiparallelen Schottky-Dioden betrieben werden können, um die Sperrverzögerungsverluste in angemessenem Maße zu verringern.

Tabelle 6.5.: Ausgewählte Halbleiter

Top.	Halbleiter	Typ	V_{DS} [V]	I_D [A]	N	PPU [€]	Cost [€]
2-level	FS400R07A3E3 [153]	IGBT	700	400	6	341.54 ¹	342
2-level ³	FCH023N65S3 [153]	MOSFET	650	66	30	6.56 ²	197
	C5D5006584 [188]	Schott. D.	650	50	30	16.11 ²	483
CHB	IPT015N10N5 [189]	MOSFET	100	300	36	3.37 ²	121
M2B	IPT015N10N5 [189]	MOSFET	100	300	60	3.37 ²	202

¹ Preis des gesamten IGBT-Moduls, bei einer Mindestabnahme von 5 Einheiten,

² Preis für eine Mindestabnahme von 1000 Einheiten,

³ muss mit antiparalleler Schottky Diode betrieben werden

Simulation der Antriebsstrangverluste und Fahrzyklus Performance

Die Fahrzyklusverluste werden in zwei Hauptschritten berechnet: Der Verlustberechnung des Wechselrichters und der Batterieverluste sowie der Fahrzyklusanalyse, wie in Bild 6.13 schematisch dargestellt.

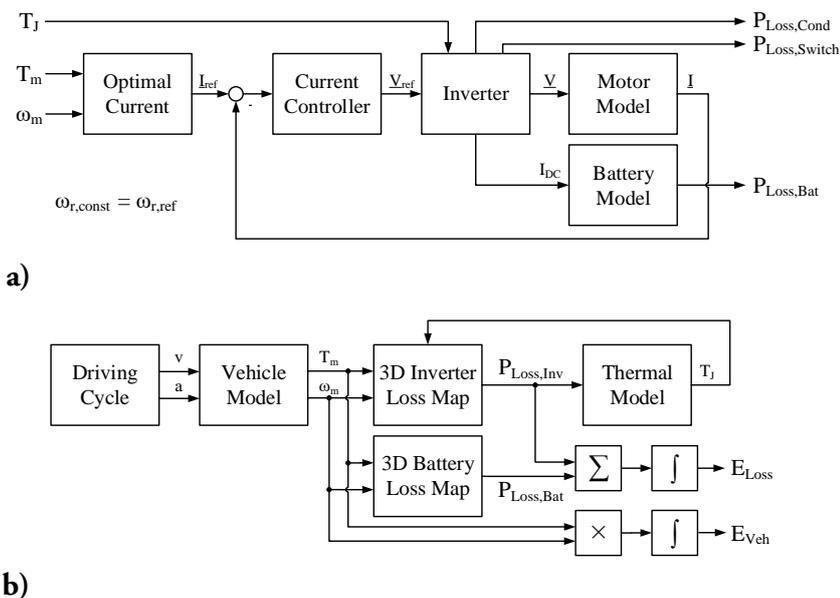


Bild 6.13.: Schema von (a) der Bestimmung der Batterie- und Umrichterverluste, und (b) die Fahrzyklusuntersuchung

Dieser Ansatz wurde gewählt, da eine vollständige Simulation eines Fahrzyklus eine hohe zeitliche Auflösung bei gleichzeitig vergleichsweise langen Simulationszeiten erfordern würde, um jedes Schaltereignis einzuschließen, was wiederum eine hohe Speicheranforderung bedeutet. Daher werden zunächst die Batterie- und Wechselrichterverluste für den gesamten Betriebsbereich der Antriebe mit den Software-Tools MATLAB Simulink und Plexim's PLECS ermittelt. Eine Temperaturabhängigkeit der Wechselrichterverluste wird berücksichtigt und die Verluste werden für einen Sperrschichttemperaturbereich von 50 °C bis

100 °C unter Verwendung einer Schrittgröße von 10 K bestimmt. In Bezug auf die Batterie wird angenommen, dass die Batterieimpedanz während der Fahrzyklen konstant ist, da die thermische Zeitkonstante der Batterie viel größer als die Dauer der Fahrzyklen ist und die während eines Fahrzyklus entnommene Energie den SOC der Batterie nicht wesentlich verändert. Nach der Berechnung der Verlustkennfelder wird ein Look-Up-Table verwendet, um die Fahrzyklusverluste zu bestimmen. Mit dem vorgegebenen Geschwindigkeits- und Beschleunigungsprofil des entsprechenden Fahrzyklus kann der Arbeitspunkt der Antriebsstränge mit MATLAB-Simulink berechnet werden. Durch die zuvor erstellten Verlustkennfeldern können die Wechselrichter- und Batterieverluste für jeden Zeitpunkt des Fahrzyklus ermittelt werden.

Fahrzyklus Evaluation

Antriebsstrang Effizienz Die Akkumulatoren- und Wechselrichterverluste der verschiedenen Antriebssysteme werden zunächst aus Simulationen für den gesamten Betriebsbereich des Antriebsstrangs ermittelt. Bild 6.14 zeigt die Batterieeffizienz des zweistufigen Wechselrichtersystems, die durch die Batterieverluste der IGBT- oder MOSFET-Lösung bestimmt werden. Die Batterieeffizienz nimmt mit zunehmender Drehzahl und zunehmendem Motormoment ab.

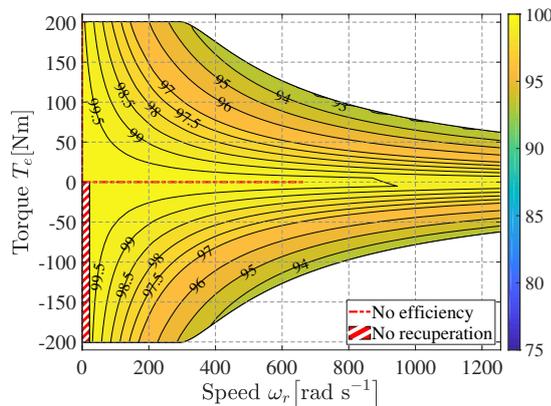


Bild 6.14.: Batterieeffizienz Kennfeld für die Zweilevel IGBT und MOSFET Umrichter.

Im Vergleich dazu zeigt Bild 6.15 die Batterieeffizienz für die Wechselrichter CHB und M2B. Da die Motorströme intermittierend durch die Batteriepakete geleitet werden, weist das Batteriesystem des Wechselrichters einen verringerten Wirkungsgrad auf, insbesondere unter der Nenn Drehzahl. Im Vergleich zum Wechselrichter CHB reduziert der Wechselrichter M2B die Verluste unterhalb der Nenn Drehzahl, während die Verluste bei hoher Drehzahl nur geringfügig reduziert werden. Da die Batterieimpedanz pro Phase mit dem Modulationsindex variiert, sind die Isopotentiallinien des Wirkungsgrades nicht glatt wie bei dem Zwei-Pegel-Wechselrichtersystem. Aus den Wirkungsgradkennfeldern geht hervor, dass der zweistufige Wechselrichter in jedem Betriebspunkt die geringsten Batterieverluste aufweist.

Bild 6.16 zeigt einen Auszug aus dem Wirkungsgradkennfeldern der betrachteten Wechselrichter für eine Sperrschichttemperatur von 70 °C. Die Multilevel-Wechselrichter zeich-

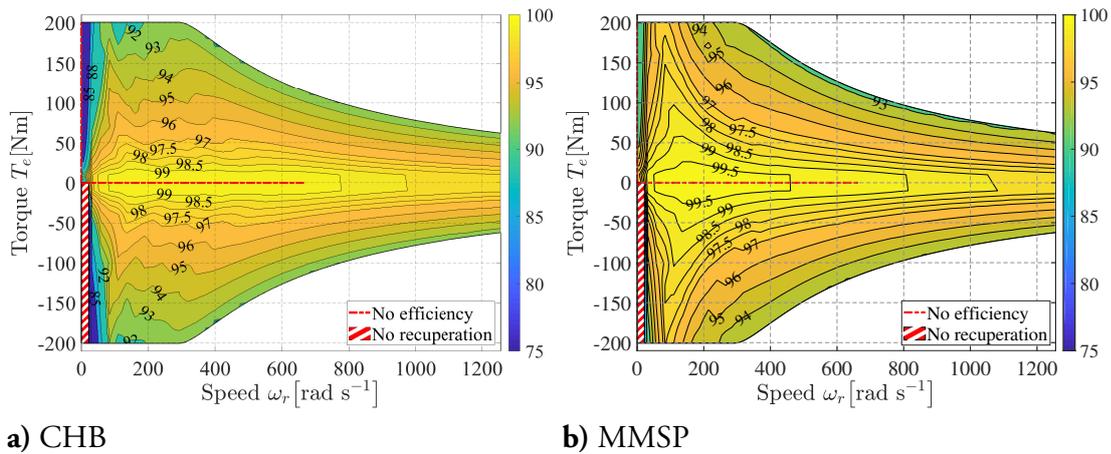


Bild 6.15.: Batterieeffizienz Kennfeld für (a) CHB und (b) M2B

o

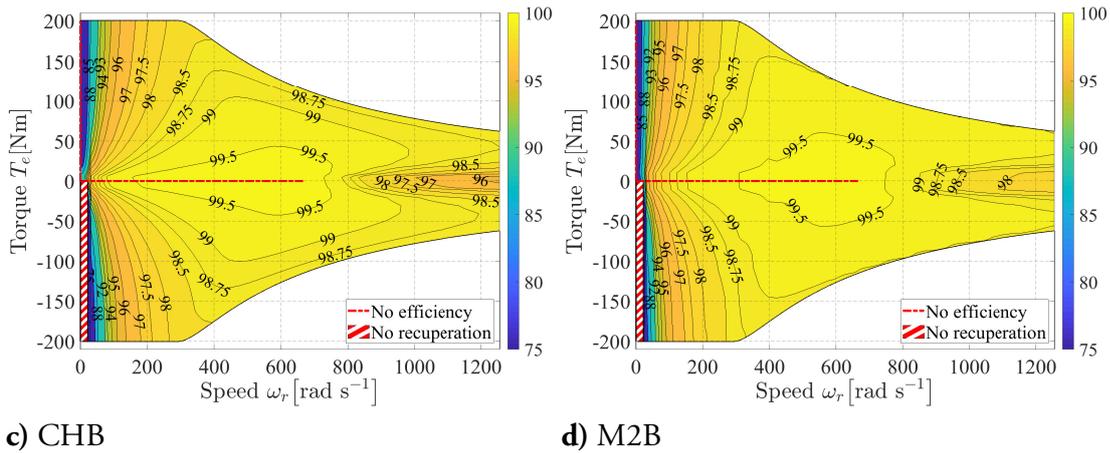
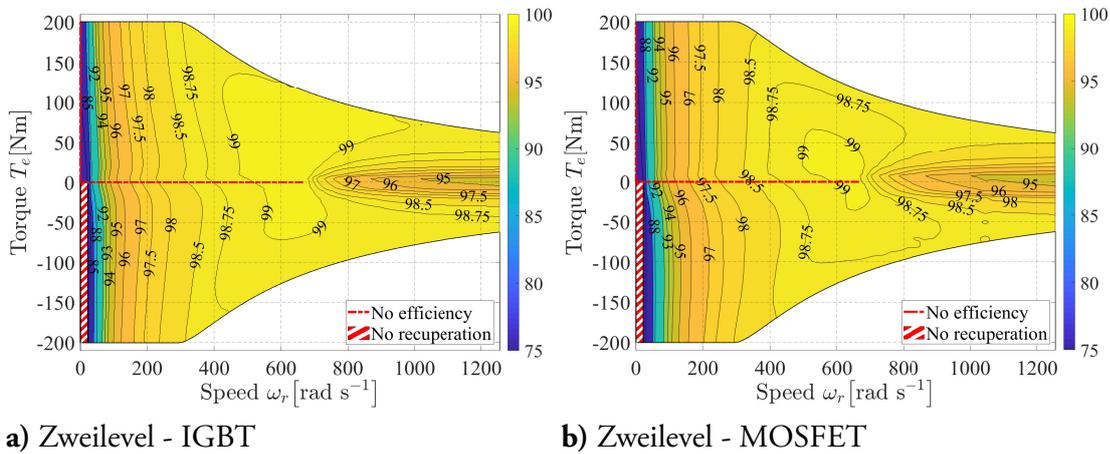


Bild 6.16.: Umrichter-effizient Kennfeld für (a) Zweilevel IGBT, (b) Zweilevel MOSFET, (c) CHB und (d) M2B bei $T_J = 70^\circ\text{C}$.

nen sich durch einen hohen Wirkungsgrad bei Teillast und geringer Drehzahl aus. Darüber

hinaus ist ihr Spitzenwirkungsgrad im Vergleich zu den zweistufigen Wechselrichtersystemen mit IGBT und MOSFET erhöht. Es ist ersichtlich, dass der zweistufige MOSFET-Wechselrichter für jeden Betriebspunkt den niedrigsten Wirkungsgrad aufweist.

Verhalten im Fahrzyklus In diesem Abschnitt werden die erzielten Fahrzyklusergebnisse diskutiert. Dabei wird dem WLTP-Fahrzyklus ein größerer Stellenwert eingeräumt, da es sich dabei um einen globaler Standard zur Bestimmung von Emissionswerten und Energieverbrauch handelt.

Bild 6.17a und 6.17b zeigen die Batterie- und Wechselrichterverluste der verschiedenen Wechselrichtereinstellungen während des WLTP-Fahrzyklus. Die Batterieverluste sind etwa dreimal so hoch wie die Wechselrichterverluste.

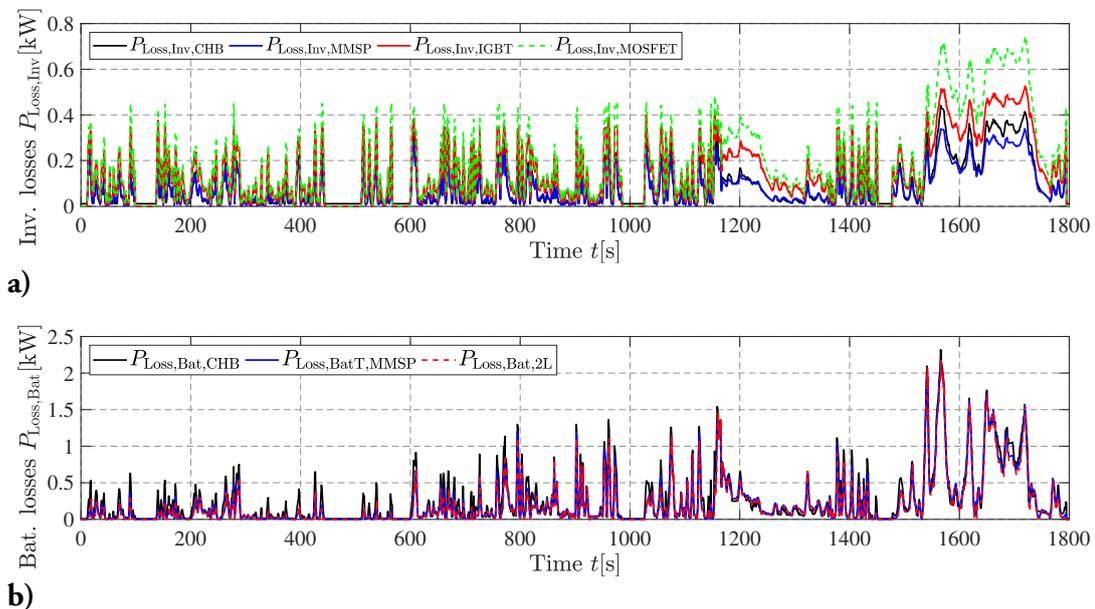


Bild 6.17.: Vergleich von (a) Batterie- und (b) Umrichterverlusten im WLTP-Fahrzyklus

Die simulierten Sperrschichttemperaturen, die mithilfe des thermischen Modells ermittelt wurden, sind für den WLTP-Fahrzyklus in Bild 6.18 dargestellt. Die Wechselrichter CHB und M2B haben im Vergleich zu den zweistufigen Wechselrichtersystemen mit MOSFET und IGBT eine reduzierte Sperrschichttemperatur.

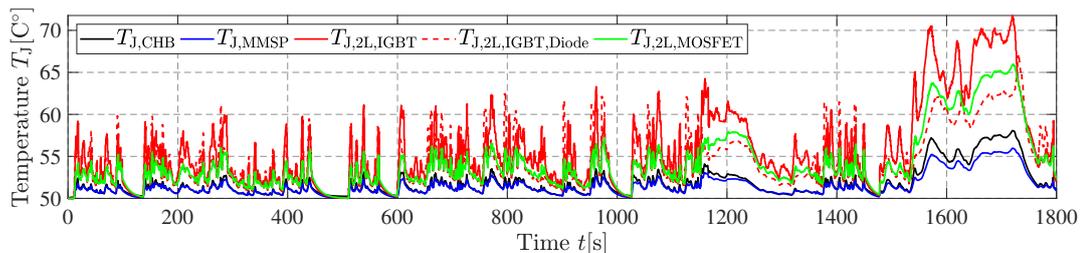


Bild 6.18.: Übergangstemperatur der Halbleiter während des WLTP-Fahrzyklus

Abschließend, zeigt Tab. 6.6 die berechneten Gesamtverluste für den WLTP-Fahrzyklus.

Tabelle 6.6.: WLTP - Fahrzyklus Evaluation

	2-L (IGBT)	2-L (MOSFET)	CHB	M2B
BEV Verbrauch [kWh]	2,9303	2,9492	2,9309	2,9057
Elektrische Last [kWh]	2,7614	2,7614	2,7614	2,7614
Durchlassverluste [kWh]	0,0499	0,0211	0,0364	0,0250
Schaltverluste [kWh]	0,0206	0,0684	0,0053	0,0119
Umrichterverluste [kWh]	0,0706	0,0895	0,0416	0,0369
Umrichtereffizienz [%]	97,51	96,86	98,52	98,68
Batterieverluste [kWh]	0,0983	0,0983	0,1279	0,1074
Batterieeffizienz [%]	96,65	96,67	95,64	96,31
Gesamtverluste [kWh]	0,1689	0,1878	0,1695	0,1443
Gesamtwirkungsgrad [%]	94,24	93,63	94,22	95,03

Hier zeigen der M2B und der CHB die höchsten Wechselrichtereffizienzen, während die Batterieeffizienz im Vergleich zu zweistufigen Wechselrichtersystemen verringert ist. In Bezug auf die Effizienz des kombinierten Fahrzyklus ist zu sehen, dass der Wechselrichter auf Basis des M2B das beste Ergebnis erzielt hat. Der CHB-Umrichter ist mit dem gewählten zweistufigen IGBT-Umrichtersystem konkurrenzfähig, wohingegen das zweistufige MOSFET-Umrichtersystem das schlechteste Ergebnis erzielte.

Tabelle 6.8 zeigt die erzielten Effizienzergebnisse für Artemis 130, NDEC und den FTP-75 Fahrzyklen. Die Ergebnisse von Artemis und NEFZ ähneln denen des WLTP. Hingegen zeigt der CHB-basierende Umrichter im FTP-75 die schlechtesten Ergebnisse. Dies lässt sich dadurch begründen, dass dieser nicht die Möglichkeit hat, die Ströme durch Parallelschalten der Zellen im Teillastbereich zu verringern.

Erkenntnisse aus dem Fahrzyklusvergleich

In diesem Kapitel wurde ein Fahrzyklusvergleich zwischen zweistufigen Wechselrichtersystemen unter Verwendung von IGBTs oder MOSFETs und zwei siebenstufigen Multilevelumrichtern, einem CHB und einem M2B Wechselrichter mit Niederspannung MOSFETs, durchgeführt.

Aus den Wirkungsgradkennfeldern bei konstanter Sperrschichttemperatur ist ersichtlich, dass die MOSFET-MMC bei Teilbelastung einen hohen Wechselrichterwirkungsgrad aufwies und ihr Spitzenwirkungsgrad im Vergleich zu den zweistufigen Wechselrichterlösungen besser ist. Der Wechselrichter auf Basis von M2B weist einen etwas höheren Wirkungsgrad auf als der CHB Wechselrichter. Dies lässt sich auf mehr Schalter parallel zurückführen. Der klassische zweistufige Wechselrichter hat die besten Werte bei der Batterieeffizienz. Dies verwundert nicht da bei diesem Konzept eine große Batterie existiert die dreiphasig belastet wird und daher einem DC-Strom ausgesetzt ist, wobei die Blindleistung vom Kondensator

Tabelle 6.8.: Fahrzyklus Evaluation

(a) Artemis 130 (Highway)

	2-L (IGBT)	2-L (MOSFET)	CHB	M2B
BEV Verbrauch [kWh]	5,2456	5,2824	5,2437	5,2166
Elektrische Last [kWh]	4,9310	4,9310	4,9310	4,9310
Durchlassverluste [kWh]	0,0688	0,0384	0,0654	0,0446
Schaltverluste [kWh]	0,0334	0,1007	0,0070	0,0150
Umrichterverluste [kWh]	0,1022	0,1391	0,0724	0,0597
Umrichtereffizienz [%]	97,97	97,26	98,55	98,80
Batterieverluste [kWh]	0,2124	0,2124	0,2403	0,2259
Batterieeffizienz [%]	95,95	95,98	95,42	95,67
Gesamtverluste [kWh]	0,3146	0,3514	0,3127	0,2856
Gesamtwirkungsgrad [%]	94,00	93,35	94,04	94,53

(b) NEDC (New European Driving Cycle)

	2-L (IGBT)	2-L (MOSFET)	CHB	M2B
BEV Verbrauch [kWh]	1,1743	1,1816	1,1702	1,1617
Elektrische Last [kWh]	1,1105	1,1105	1,1105	1,1105
Durchlassverluste [kWh]	0,0227	0,0082	0,0141	0,0099
Schaltverluste [kWh]	0,0088	0,0305	0,0026	0,0057
Umrichterverluste [kWh]	0,0315	0,0387	0,0167	0,0155
Umrichtereffizienz [%]	97,24	96,63	98,52	98,62
Batterieverluste [kWh]	0,0323	0,0323	0,0430	0,0357
Batterieeffizienz [%]	97,25	97,27	96,32	96,93
Gesamtverluste [kWh]	0,0638	0,0710	0,0597	0,0512
Gesamtwirkungsgrad [%]	94,57	93,99	94,90	95,59

(c) FTP-75 (Stadt)

	2-L (IGBT)	2-L (MOSFET)	CHB	M2B
BEV Verbrauch [kWh]	1,0840	1,0921	1,0923	1,0705
Elektrische Last [kWh]	1,0112	1,0112	1,0112	1,0112
Durchlassverluste [kWh]	0,0294	0,0112	0,0199	0,0136
Schaltverluste [kWh]	0,0107	0,0371	0,0030	0,0074
Umrichterverluste [kWh]	0,0401	0,0483	0,0229	0,0210
Umrichtereffizienz [%]	96,18	95,44	97,78	97,96
Batterieverluste [kWh]	0,0326	0,0326	0,0581	0,0382
Batterieeffizienz [%]	96,99	97,01	94,68	96,43
Gesamtverluste [kWh]	0,0728	0,0809	0,0810	0,0592
Gesamtwirkungsgrad [%]	93,29	92,59	92,58	94,47

zur Verfügung gestellt wird. Dieser Effekt ist besonders stark bei niedrigen Geschwindigkeiten. Da der Phasenstrom in den mehrstufigen Wechselrichtern intermittierend durch

die Batteriepakete geleitet wird, sind die Batterieverluste im Vergleich zu dem zweistufigen Wechselrichtersystem erhöht. Der M2B reduziert die Batterieverluste unter Nenndrehzahl im Vergleich zum CHB, während die Verluste bei hoher Drehzahl nur unwesentlich beeinflusst werden. Bei den Batterieverlusten wird deutlich, dass der Wechselrichter auf Basis von M2B für alle vier ausgewählten Fahrzyklen den besten Gesamtwirkungsgrad erzielte. Dies ist vor allem interessant, da sich MMS durch andere Vorteile hervorheben, siehe die in Kap. 3 vorgestellten Vorteile. Die Effizienz des CHB hingegen war für drei der ausgewählten Fahrzyklen mit der zweistufigen IGBT-Lösung konkurrenzfähig. Der zweistufige IGBT-Wechselrichter war nur für den Fahrzyklus FTP-75 besser als der CHB. Darüber hinaus hat sich gezeigt, dass die Verwendung eines zweistufigen Wechselrichtersystems mit MOSFETs weder aus Kosten- noch aus Effizienzgründen eine geeignete Lösung darstellt. [115].

7. Diskussion & Fazit

7.1. Diskussion

Mit der vorliegenden Arbeit wurde die Funktion und Machbarkeit des EMMC, MMC-Magnetstimulators und des BM3 demonstriert. Diese neuen Arten von Multilevelsystemen wurden entworfen, aufgebaut und getestet. Dabei kann jedes der Systeme modular erweitert und kombiniert werden.

Die Technologiedemonstratoren werden im aktuellen Zustand teilweise (EMMC) noch über ein Echtzeitcomputersystem von dSpace angesteuert und nicht über einen marktüblichen, kostengünstigen Mikrocontroller. Die Portierung der entwickelten Software auf Mikrocontroller ist aber möglich. Die Einhaltung von regulatorischen Normen und EMV-Abstrahlungen wurde bisher nicht untersucht. Zudem entsprechen der mechanische Aufbau und das Kühlkonzept nicht den Produkthanforderungen marktüblicher Systeme. Es fehlen zudem Stress- und Dauertests, um zu zeigen, dass die Systeme in allen Betriebspunkten stabil und sicher arbeiten.

Nichtsdestotrotz konnte gezeigt werden, dass jede der drei Technologien für sich auf ihrem Gebiet ein enormes Marktpotential besitzt. Der EMMC als aktiver Filter, der bei gleichzeitigem Wegfall von passiven Filterkomponenten die Schaltfrequenz von konventionellen Umrichtern verringert und ein sehr kompaktes Fahrzeug-Ladegerät ermöglicht. Der MMC-Magnetstimulator als neuartige Pulsquelle, die es in Zukunft ermöglichen könnte, kleine, energiesparende medizinische Therapie- und Diagnosegeräte zu entwerfen, mit denen unter anderem Depressionen geheilt werden können. Aber auch der BM3, welcher die bisher verwendeten Batteriespeichersysteme durch die Vereinigung von Filter-, Überwachungs- und Umrichterkomponenten grundlegend verändern könnte.

7.2. Fazit

In der vorliegenden Arbeit wurden unterschiedliche Ansätze neuartiger Energiesysteme auf Basis von Multilevel-Umrichtern überprüft. Es konnte gezeigt werden, dass diese Technologie auch außerhalb der Hochspannungs-Technik in der Niederspannungs-Technik viele neue Einsatzzwecke hat.

Am neuartigen, kondensatorbasierten System des EMMC mit seinen sich halbierenden Modulspannungen konnte gezeigt werden, dass sich Filter und Umrichter zu beiderlei Vorteil kombinieren lassen. So ist es durch die intelligente Verschaltung der Kondensatoren möglich, die nötige Kapazität enorm zu reduzieren. Dies konnte erfolgreich an mehreren Prototypen gezeigt werden. Dadurch wird es möglich, bei besserer oder gleichbleibender Qualität des stufenförmig nachgebildeten Ausgangssignales die Schaltfrequenz der Hauptschalter durch den aktiven Filter enorm zu reduzieren. Zudem war es möglich zu zeigen, dass aufgrund ihrer selbst stabilisierenden Eigenschaften keine Spannungsüberwachung der Submodule benötigt wird. Dadurch ist es möglich, sehr kompakte BEV- Ladegeräte zu entwerfen, da der EMMC dazu in der Lage ist, Gleichrichter, Filter und **Power Factor Correction** (PFC) zu ersetzen. Dies konnte ebenfalls an unterschiedlichen sicheren Prototypen (48 V) und netzfähigen Prototypen (800 V) nachgewiesen werden.

Durch die Erweiterung der Technologie in der Medizintechnik war es zudem erstmalig möglich zu zeigen, dass ein MMC-Magnetstimulator realisierbar ist, der viele in der neurologischen Forschung bestehende Probleme lösen könnte. Dies beruht auf der Eigenschaft, dass hiermit beliebige Stimulationspulse modular nachgebildet werden können. So könnte ein Gerät aus mehreren 180 V-Submodulen einen Spannungsverlauf von 2000 V bei 2000 A feinstufig in $200 \mu\text{s}$ mit 180 V-Stufen modellieren. Ein derartiges Gerät wurde vielfach in der Literatur gefordert, konnte jedoch nie realisiert werden. Ein erstes Modul konnte im Rahmen dieser Arbeit konstruiert und erprobt werden und war dazu in der Lage, erste Nervenreizungen bei 180 V 2,12 kA in $180 \mu\text{s}$ durchzuführen.

Zudem konnte mit dem BM3 eine Technologie entwickelt und erprobt werden, die es in Zukunft ermöglichen könnte, Filter, BMS und Umrichter zu vereinen. Dies führt zu enormen Synergieeffekten, die in dieser Arbeit erstmalig aufgezeigt werden konnten. Durch die feine Stufung auf Zellebene könnten Ausgangssignale annähernd perfekt nachgebildet werden, was den Filter überflüssig macht und gleichzeitig die Möglichkeit gibt, die Akkumulatoren zu überwachen und ohne Verluste anzugleichen. Bei der Entwicklung eines ersten Prototypen wurden zahlreiche Einsparungspotentiale entdeckt. Unter anderem eine direkte Speisung der Treiber aus den Akkumulatoren ohne Erhöhung der Ausfallwahrscheinlichkeit des Gesamtkonzepts. Durch einen ersten dreiphasigen Prototypen mit 4 Modulen je Strang konnte deren Funktionsweise nachgewiesen werden.

7.3. Ausblick

Bedeutende Schritte zur Entwicklung neuer Technologien wurden mit dieser Arbeit unternommen, auch wenn es noch einiges zu tun gibt.

Zukünftige Arbeitspakete im Bereich EMMC:

- Optimierungsrechnungen bei gleichzeitiger Berücksichtigung von Kosteneinflussgrößen Schaltfrequenzen und Kondensatorgrößen betrachten.

- Selbststabilisierende Regelung in sämtlichen möglichen Konfigurationen erproben
- Erprobung des Konzeptes des selbst startenden Umrichters ohne externe Energieversorgung der Treiberschaltungen

Zukünftige Arbeitspakete im Bereich MMC-Magnetstimulator:

- Aufbau mehrerer Module und Erprobung von unterschiedlicher Signalformen hinsichtlich ihres Potentials, unterschiedliche Neuronen anzuregen
- Erweiterung des Systems um die Möglichkeit der galvanisch getrennten Nervenpotentialableitung um eine schnelle Regelschleife zwischen Stimulator und Reaktion zu ermöglichen
- Kooperation mit medizinischen Einrichtungen, zur Identifikation von potenzielle Einsatzgebiete

Zukünftige Arbeitspakete im Bereich BM3:

- Die Identifikation beschädigter Halbleiterschalter/Akkumulatoren im Betrieb, um die betroffenen Module zu umgehen
- Wirkungsgradbestimmung im Fahrzyklus, um Einsatz in der Elektromobilität evaluieren
- Regelung des Systems unter Einsatz verschiedener Akkumulatorentechnologien bzw. -spannungen, um nachträgliche Erweiterbarkeit zu ermöglichen

Literatur

- [1] D. Schröder und R. Marquardt, Hrsg., *Leistungselektronische Schaltungen, Funktion, Auslegung und Anwendung*, ger, 4. Aufl. 2019, Schröder, Dierk (HerausgeberIn) Marquardt, Rainer (HerausgeberIn), Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2019, 1809 S., ISBN: 9783662553244. DOI: 10.1007/978-3-662-55325-1.
- [2] A. Singer, *Evaluierung einer modularen Umrichtertopologie zur Kombination von Batteriesystemen, Balancing-Systemen, Umrichtern und Ladeschaltung*. 2019, 163 S.
- [3] S. Goetz, B. Lubner, S. Lisanby, D. Murphy, C. Kozyrkov, W. Grill und A. Peterchev, „Enhancement of Neuromodulation with Novel Pulse Shapes Generated by Controllable Pulse Parameter Transcranial Magnetic Stimulation“, *Brain Stimulation*, Jg. 9, Nr. 1, S. 39–47, 2016, ISSN: 1935-861X. DOI: 10.1016/j.brs.2015.08.013.
- [4] R. Hannah, L. Rocchi, S. Tremblay und J. C. Rothwell, „Controllable Pulse Parameter TMS and TMS-EEG As Novel Approaches to Improve Neural Targeting with rTMS in Human Cerebral Cortex“, English, *Frontiers in Neural Circuits*, Jg. 10, S. 97, 2016, ISSN: 1662-5110. DOI: 10.3389/fncir.2016.00097. Adresse: <https://www.frontiersin.org/articles/10.3389/fncir.2016.00097/pdf>.
- [5] X. Zong und P. W. Lehn, „Reactive power control of single phase grid tied Voltage Sourced Inverters for residential PV application“, in *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, (Montreal, QC, Canada), IEEE, 2012, S. 696–701, ISBN: 978-1-4673-2421-2. DOI: 10.1109/IECON.2012.6388667.
- [6] R. Teodorescu und F. Blaabjerg, „Proportional-Resonant Controllers. A New Breed of Controllers Suitable for Grid-Connected Voltage-Source Converters“, *Journal of Electrical Engineering*, 2004.
- [7] G. Li und C. W. Monroe, „Multiscale Lithium-Battery Modeling from Materials to Cells“, eng, *Annual review of chemical and biomolecular engineering*, Jg. 11, S. 277–310, 2020, Journal Article Research Support, Non-U.S. Gov't. DOI: 10.1146/annurev-chembioeng-012120-083016.
- [8] A. Jossen und W. Weydanz, „Moderne Akkumulatoren richtig einsetzen“, 2006.

- [9] L.-E. Schlereth, „Auswahl von Lithium-Ionen Zellen für die Traktionsbatterien von Elektrofahrzeugen unter Berücksichtigung thermischer Einflüsse des gesamten Antriebsstranges“, 2018. Adresse: <http://mediatum.ub.tum.de/doc/1472623/1472623.pdf> (besucht am 14. 12. 2019).
- [10] O. Theliander, A. Kersten, E. Grunditz und T. Thiringer, „LiFePO₄ Battery Modeling and Drive Cycle Loss Evaluation in Cascaded H-Bridge Inverters for Vehicles“, 2019.
- [11] C. Allbrod, „Design of Primary and Secondary Cells, An Equation Describing Battery Discharge“, *Journal of The Electrochemical Society*, Nr. 112, S. 657–664, 1965.
- [12] O. Tremblay und L.-A. Dessaint, „Experimental validation of a battery dynamic model for EV applications“, *World Electric Vehicle Journal*, Jg. 3, Nr. 1, S. 1–10, 2009.
- [13] H. He, R. Xiong und J. Fan, „Evaluation of Lithium-Ion Battery Equivalent Circuit Models for State of Charge Estimation by an Experimental Approach“, *Energies*, Jg. 4, Nr. 4, S. 582–598, 2011, ISSN: 1996-1073. DOI: 10.3390/en4040582.
- [14] J. Wehbe und N. Karami, „Battery equivalent circuits and brief summary of components value determination of lithium ion: A review“, in *2015 Third International Conference on Technological Advances in Electrical, Electronics and Computer Engineering (TAECE)*, (Beirut, Lebanon), IEEE, 29.04.2015 - 01.05.2015, S. 45–49, ISBN: 978-1-4799-5680-7. DOI: 10.1109/TAECE.2015.7113598.
- [15] *Proceeding, Joint International Conference on Electric Vehicular Technology and Industrial, Mechanical, Electrical and Chemical Engineering (ICEVT & IMECE), November, 4-5 2015, The Sunan Hotel, Surakarta, Indonesia*, eng. Piscataway, NJ: IEEE, 2015, ISBN: 9781467385046. Adresse: <http://ieeexplore.ieee.org/servlet/opac?punumber=7488474>.
- [16] H. Zhang und M.-Y. Chow, „Comprehensive dynamic battery modeling for PHEV applications“, in *IEEE PES General Meeting*, (Minneapolis, MN), H. Zhang und M.-Y. Chow, Hrsg., IEEE, 2010, S. 1–6, ISBN: 978-1-4244-6549-1. DOI: 10.1109/PES.2010.5590108.
- [17] Wikipedia, Hrsg. (2020). Balancer. de. Creative Commons Attribution-ShareAlike License Page Version ID: 200059221, Adresse: <https://de.wikipedia.org/w/index.php?title=Balancer&oldid=200059221> (besucht am 11.10.2020).
- [18] *International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP), 2013, 11 - 13 June 2013, Alghero (Italy)*, eng. Piscataway, NJ: IEEE, 2013, ISBN: 9781467344296. Adresse: <http://ieeexplore.ieee.org/servlet/opac?punumber=6578007>.

- [19] R. I. Pramana, Hrsg., „Continuous improvement of sustainable energy for eco-mobility”, *Proceedings : ICSEEA 2017, International Conference on Sustainable Energy Engineering and Application : Indonesia Science Expo, 23-26 Oct. 2017, Balai Kartini, Jakarta*, eng, Pramana, Rakhmad Indra (HerausgeberIn), Piscataway, NJ: IEEE, 2017, ISBN: 9781538617656. Adresse: <http://ieeexplore.ieee.org/servlet/opac?punumber=8258578>.
- [20] J. J. Soraghan, *2014 6th European Embedded Design in Education and Research Conference (EDERC), 11 - 12 Sept. 2014, Milan, Italy*, eng. Piscataway, NJ: IEEE, 2014, ISBN: 9781479968442. Adresse: <http://ieeexplore.ieee.org/servlet/opac?punumber=6917608>.
- [21] J. Chao, N. Schofield und A. Emadi, „2008 IEEE Vehicle Power And Propulsion Conference September 3-5, 2008, Harbin, China“, *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, September 3-5, 2008.
- [22] J. Glueck, „Vernetzte Ladedienste für die Elektromobilität: Die modulare Multilevel-Batterie (M2B) als disruptiver Ansatz zur technischen Befähigung des Elektrofahrzeugs“, EIT 7.2, Dissertation, Universität der Bundeswehr München, München, 2019, 126 S. (besucht am 22. 12. 2019).
- [23] J. Schneider, „Modulare Multilevel Umrichter auf Zellebene“, EIT7.2, Masterarbeit, Universität der Bundeswehr München, München, 2019, 83 S. (besucht am 16. 12. 2019).
- [24] S. de Breucker, K. Engelen, R. D’hulst und J. Driesen, „Impact of current ripple on Li-ion battery ageing“, in *2013 World Electric Vehicle Symposium and Exhibition (EVS27)*, (Barcelona, Spain), IEEE, 2013, S. 1–9, ISBN: 978-1-4799-3832-2. DOI: 10.1109/EVS.2013.6914791.
- [25] N. Kawakami, S. Ota, H. Kon, S. Konno, H. Akagi, H. Kobayashi und N. Okada, „Development of a 500-kW Modular Multilevel Cascade Converter for Battery Energy Storage Systems“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Jg. 50, Nr. 6, S. 3902–3910, 2014, ISSN: 00939994. DOI: 10.1109/TIA.2014.2313657.
- [26] T. Soong und P. W. Lehn, „Evaluation of Emerging Modular Multilevel Converters for BESS Applications“, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Jg. 29, Nr. 5, S. 2086–2094, 2014, ISSN: 0885-8977. DOI: 10.1109/TPWRD.2014.2341181.
- [27] M. Uno und K. Tanaka, „Influence of High-Frequency Charge–Discharge Cycling Induced by Cell Voltage Equalizers on the Life Performance of Lithium-Ion Cells“, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Jg. 60, Nr. 4, S. 1505–1515, 2011, ISSN: 0018-9545. DOI: 10.1109/TVT.2011.2127500.
- [28] M. J. Brand, M. H. Hofmann, S. S. Schuster, P. Keil und A. Jossen, „The Influence of Current Ripples on the Lifetime of Lithium-Ion Batteries“, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Jg. 67, Nr. 11, S. 10 438–10 445, 2018, ISSN: 0018-9545. DOI: 10.1109/TVT.2018.2869982.
- [29] A. Bessman, R. Soares, O. Wallmark, P. Svens und G. Lindbergh, „Aging effects of AC harmonics on lithium-ion cells“, *Journal of Energy Storage*, Jg. 21, S. 741–749, 2019. DOI: 10.1016/j.est.2018.12.016.

- [30] S. Bala, T. Tengner, P. Rosenfeld und F. Delince, „The effect of low frequency current ripple on the performance of a Lithium Iron Phosphate (LFP) battery energy storage system“, in *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, (Raleigh, NC, USA), IEEE, 2012, S. 3485–3492, ISBN: 978-1-4673-0803-8. DOI: 10.1109/ECCE.2012.6342318.
- [31] K. Uddin, A. D. Moore, A. Barai und J. Marco, „The effects of high frequency current ripple on electric vehicle battery performance“, *Applied Energy*, Jg. 178, S. 142–154, 2016, ISSN: 03062619. DOI: 10.1016/j.apenergy.2016.06.033.
- [32] K. Uddin, L. Somerville, A. Barai, M. Lain, T. R. Ashwin, P. Jennings und J. Marco, „The impact of high-frequency-high-current perturbations on film formation at the negative electrode-electrolyte interface“, *Electrochimica Acta*, Jg. 233, S. 1–12, 2017, ISSN: 00134686. DOI: 10.1016/j.electacta.2017.03.020.
- [33] M. Reisch, *Elektronische Bauelemente, Funktion, Grundsaltungen, Modellierung mit SPICE*, ger. Berlin und Heidelberg: Springer, 1998, 1072 S., ISBN: 978-3-662-06987-5. DOI: 10.1007/978-3-662-06987-5. Adresse: <http://dx.doi.org/10.1007/978-3-662-06987-5>.
- [34] H. Wang, M. Liserre und F. Blaabjerg, „Toward Reliable Power Electronics, Challenges, Design Tools, and Opportunities“, *IEEE Industrial Electronics Magazine*, Jg. 7, Nr. 2, S. 17–26, 2013, ISSN: 1932-4529. DOI: 10.1109/MIE.2013.2252958.
- [35] S. Yang, A. Bryant, P. Mawby, D. Xiang, L. Ran und P. Tavner, „An Industry-Based Survey of Reliability in Power Electronic Converters“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Jg. 47, Nr. 3, S. 1441–1451, 2011, ISSN: 00939994. DOI: 10.1109/TIA.2011.2124436.
- [36] J. W. Kolar, U. Drofenik, J. Biela und M. L. Heldwein, „PWM Converter Power Density Barriers“, *2007 Power Conversion Conference - Nagoya*, 2007.
- [37] B. W. Williams, *Principles Elements of Power Electronics*, Barry W. Williams, 2006, *Principles Elements of Power Electronics*, Ser. Principles Elements of Power Electronics. Glasgow, U. S.: Bukupedia, 2006. Adresse: https://books.google.de/books?id=a%5C_F1DwAAQBAJ.
- [38] H. Wang und F. Blaabjerg, „Reliability of Capacitors for DC-Link Applications in Power Electronic Converters—An Overview“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Jg. 50, Nr. 5, S. 3569–3578, 2014, ISSN: 00939994. DOI: 10.1109/TIA.2014.2308357.
- [39] Martin Marz, Andreas Schletz, Bernd Eckardt, Sven Egelkraut und Hubert Rauh, *6th International Conference on Integrated Power Electronics Systems (CIPS), 2010, 16 - 18 March 2010, Nuremberg/Germany*, eng. Red Hook, NY: Curran, 2010, 10 S., ISBN: 9783800732128. Adresse: <http://ieeexplore.ieee.org/servlet/opac?punumber=5720566>.

- [40] G. Kuegerl, Technologies & products press conference—, „CeraLink— New dimensions in capacitor technology“, 2012. Adresse: <https://www.tdk-electronics.tdk.com/download/1279074/b0aaa3ec145bc06268d74c400bcf3f4d/ceralink-presentation.pdf> (besucht am 02. 12. 2019).
- [41] Laird L. Macomber - Cornell Dublier, „2011 APEC - Aluminum Electrolytic Capacitors in Power Electronics“, Adresse: https://www.pσμα.com/sites/default/files/uploads/tech-forums-capacitor/presentations/2011-apec-sp-132-aluminum-electrolytic-capacitors-power-electronicss1_0.pdf (besucht am 02. 12. 2019).
- [42] H. Wen, W. Xiao, X. Wen und P. Armstrong, „Analysis and Evaluation of DC-Link Capacitors for High-Power-Density Electric Vehicle Drive Systems“, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Jg. 61, Nr. 7, S. 2950–2964, 2012, ISSN: 0018-9545. DOI: 10.1109/TVT.2012.2206082.
- [43] N. Kaminski und O. Hilt, „SiC and GaN devices – wide bandgap is not all the same“, *IET Circuits, Devices & Systems*, Jg. 8, Nr. 3, S. 227–236, 2014. DOI: 10.1049/iet-cds.2013.0223.
- [44] E. P. Carlson, D. W. Cunningham, Y. Z. Xu und I. C. Kizilyalli, „Power Electronic Devices and Systems Based on Bulk GaN Substrates“, *Materials Science Forum*, Jg. 924, S. 799–804, 2018. DOI: 10.4028/www.scientific.net/MSF.924.799.
- [45] R. Marquardt, *Power Electronic Components and Their Applications 2017 7. ETG-Symposium : 6-7 April 2017*, eng. Frankfurt am Main: VDE, 2017, 1 S., ISBN: 9783800743704. Adresse: <http://ieeexplore.ieee.org/xpl/mostRecentIssue.jsp?punumber=8084522>.
- [46] H. Zhang und R. S. Balog, „Loss analysis during dead time and thermal study of gallium nitride devices“, in *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, (Charlotte, NC, USA), IEEE, 2015, S. 737–744, ISBN: 978-1-4799-6735-3. DOI: 10.1109/APEC.2015.7104432.
- [47] A. Agarwal, „The Revolution in Wide Band Gap (WBG) Power Devices“, Adresse: <https://nanohub.org/resources/25890/download/2017.02.08-Agarwal-EE.pdf> (besucht am 04. 12. 2019).
- [48] A. Lidow, D. Reusch, J. Strydom und M. de Rooij, *GaN transistors for efficient power conversion*, eng, Second edition. Chichester, West Sussex: Wiley, 2015, 250 S., Lidow, Alex (author.) Reusch, David (author.) Strydom, Johan (author.) de Rooij, Michael (author.), ISBN: 1118844769. DOI: 10.1002/9781118844779. Adresse: <http://search.ebscohost.com/login.aspx?direct=true&scope=site&db=nlebk&db=nlabk&AN=806396>.
- [49] L. Zhang, R. Born, X. Zhao und J.-S. Lai, „A high efficiency inverter design for Google little box challenge“, in *2015 IEEE 3rd Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA)*, (Blacksburg, VA, USA), IEEE, 2015, S. 319–322, ISBN: 978-1-4673-7885-7. DOI: 10.1109/WiPDA.2015.7369302.

- [50] J. Casady und J. Palmour, „Opportunities for Wide Bandgap Semiconductor Power Electronics for Hydrogen and Fuel Cell Applications“, Adresse: https://www.energy.gov/sites/prod/files/2014/10/f19/fcto_webinarslides_wide_bandgap_semiconductor_102114.pdf (besucht am 04. 12. 2019).
- [51] H. Zhang, B. Ge, Y. Liu, S. Bayhan, R. S. Balog und H. Abu-Rub, „Comparison of GaN and SiC power devices in application to MW-scale quasi-Z-source cascaded multilevel inverters“, in *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, (Milwaukee, WI, USA), IEEE, 2016, S. 1–7, ISBN: 978-1-5090-0737-0. doi: 10.1109/ECCE.2016.7854940.
- [52] M. Liserre, R. Cardenas, M. Molinas und J. Rodriguez, „Overview of Multi-MW Wind Turbines and Wind Parks“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Jg. 58, Nr. 4, S. 1081–1095, 2011, ISSN: 0278-0046. doi: 10.1109/TIE.2010.2103910.
- [53] N. Swaminathan und Y. Cao, „An Overview of High-Conversion High-Voltage DC-DC Converters for Electrified Aviation Power Distribution System“, *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, S. 1, 2020. doi: 10.1109/TTE.2020.3009152.
- [54] R. Teichmann, M. Malinowski und S. Bernet, „Evaluation of Three-Level Rectifiers for Low-Voltage Utility Applications“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Jg. 52, Nr. 2, S. 471–481, 2005, ISSN: 0278-0046. doi: 10.1109/TIE.2005.843908.
- [55] M. Sprenger, „Untersuchung des Dreipunkt – Neutral Point Clamped – Stromrichters mit Spannungszwischenkreis (3L-NPC-VSC) für Niederspannungswindkraftanwendungen“, 2015.
- [56] Joachim Böcker, „Leistungselektronik/Power Electronics, Skript zur Vorlesung“, Paderborn, 28. März 2019, (besucht am 28. 09. 2020).
- [57] A. Nabae, I. Takahashi und H. Akagi, „A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Jg. IA-17, Nr. 5, S. 518–523, 1981, ISSN: 00939994. doi: 10.1109/TIA.1981.4503992.
- [58] A. Kersten, E. Grunditz und T. Thiringer, *Efficiency of Active Three-Level and Five-Level NPC Inverters compared to a Two-Level Inverter in a Vehicle, 17-21 Sept. 2018*, eng. Piscataway, NJ: IEEE, 2018, ISBN: 9781538641453. Adresse: <https://ieeexplore.ieee.org/xpl/mostRecentIssue.jsp?punumber=8493084>.
- [59] A. Kersten, K. Oberdieck, A. Bubert, M. Neubert, E. A. Grunditz, T. Thiringer und R. W. de Doncker, „Fault Detection and Localization for Limp Home Functionality of Three-Level NPC Inverters With Connected Neutral Point for Electric Vehicles“, *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, Jg. 5, Nr. 2, S. 416–432, 2019. doi: 10.1109/TTE.2019.2899722.

- [60] R. Teichmann und S. Bernet, „A Comparison of Three-Level Converters Versus Two-Level Converters for Low-Voltage Drives, Traction, and Utility Applications“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Jg. 41, Nr. 3, S. 855–865, 2005, ISSN: 00939994. DOI: 10.1109/TIA.2005.847285.
- [61] Vincotech. (2020-07-27T07:44:01.000Z). Topology: Three-level ANPC, Adresse: <https://www.vincotech.com/products/by-topology/topology/three-level-anpc.html> (besucht am 27.07.2020).
- [62] H. Shin, K. Lee, J. Choi, S. Seo und J. Lee, „Power loss comparison with different PWM methods for 3L-NPC inverter and 3L-T type inverter“, in *International Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC), 2014, 5 - 8 Nov. 2014, Shanghai, China*, (Shanghai, China,), Zhong guo dian yuan xue hui u. a., Piscataway, NJ: IEEE, 2014, S. 1322–1327, ISBN: 978-1-4799-6768-1. DOI: 10.1109/PEAC.2014.7038054.
- [63] K. Lee, H. Shin und J. Choi, „Comparative analysis of power losses for 3-Level NPC and T-type inverter modules“, in *INTELEC 2015, Osaka, October 18-October 22, 2015, Swissôtel Nankai Osaka, Nankai, Osaka, Japan*, (Osaka, Japan,), INTELEC u. a., Piscataway, NJ: IEEE, 2015, S. 1–6, ISBN: 978-1-4799-6582-3. DOI: 10.1109/INTLEC.2015.7572357.
- [64] M. Schweizer und J. W. Kolar, „Design and Implementation of a Highly Efficient Three-Level T-Type Converter for Low-Voltage Applications“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jg. 28, Nr. 2, S. 899–907, 2013, ISSN: 0885-8993. DOI: 10.1109/TPEL.2012.2203151.
- [65] D. Floricau, C.-L. Popescu, M.-O. Popescu, E. Floricau und L. Spataru, „A comparison of efficiency for three-level NPC and Active NPC voltage source converters“, in *Compatibility and power electronics, 2009, CPE '09 ; 20 - 22 May 2009, Badajoz, Spain ; 6th international conference-workshop*, (Badajoz, Spain,), IEEE Industrial Electronics Society u. a., Piscataway, NJ: IEEE, 2009, S. 331–336, ISBN: 978-1-4244-2855-7. DOI: 10.1109/CPE.2009.5156055.
- [66] Vincotech. (2020-07-27T08:09:05.000Z). More about ANPC, Adresse: <https://www.vincotech.com/products/by-topology/more-about-anpc.html> (besucht am 27.07.2020).
- [67] P. Palanivel und S. S. Dash, „Analysis of THD and output voltage performance for cascaded multilevel inverter using carrier pulse width modulation techniques“, *IET Power Electronics*, Jg. 4, Nr. 8, S. 951, 2011, ISSN: 17554535. DOI: 10.1049/iet-pe1.2010.0332.
- [68] N. Flourentzou, V. G. Agelidis und G. D. Demetriades, „VSC-Based HVDC Power Transmission Systems, An Overview“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jg. 24, Nr. 3, S. 592–602, 2009, ISSN: 0885-8993. DOI: 10.1109/TPEL.2008.2008441.

- [69] K. Sharifabadi, H. P. Nee, L. Harnefors, R. Teodorescu und S. Norrga, *Design, control and application of modular multilevel converters for HVDC transmission systems*, eng. Chichester, West Sussex, United Kingdom: John Wiley & Sons Inc, 2016, 11 S., Sharifabadi, Kamran (VerfasserIn) Nee, Hans Peter (VerfasserIn) Harnefors, Lennart (VerfasserIn) Teodorescu, Remus (VerfasserIn) Norrga, Staffan (VerfasserIn), ISBN: 978-1-118-85156-2. Adresse: <http://onlinelibrary.wiley.com/book/10.1002/9781118851555>.
- [70] Andrey Dudin, *Analyse und Minimierung der Verluste im Modularen Multilevelumrichter*. Ilmenau, 2018, 139 S.
- [71] J.-S. Lai und F. Z. Peng, „Multilevel converters—a new breed of power converters“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Jg. 32, Nr. 3, S. 509–517, 1996, ISSN: 00939994. DOI: 10.1109/28.502161.
- [72] L. M. Tolbert, F. Z. Peng und T. G. Habetler, „Multilevel inverters for electric vehicle applications“, in *Power Electronics in Transportation (Cat. No.98TH8349)*, (Dearborn, MI, USA), IEEE, 1998, S. 79–84, ISBN: 0-7803-4398-0. DOI: 10.1109/PET.1998.731062.
- [73] S. Rohner, S. Bernet, M. Hiller und R. Sommer, „Modulation, Losses, and Semiconductor Requirements of Modular Multilevel Converters“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Jg. 57, Nr. 8, S. 2633–2642, 2010, ISSN: 0278-0046. DOI: 10.1109/TIE.2009.2031187.
- [74] A. Antonopoulos, K. Ilves, L. Angquist und H.-P. Nee, „On interaction between internal converter dynamics and current control of high-performance high-power AC motor drives with modular multilevel converters“, in *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, (Atlanta, GA), IEEE, 2010, S. 4293–4298, ISBN: 978-1-4244-5286-6. DOI: 10.1109/ECCE.2010.5618474.
- [75] Antonios Antonopoulos, Lennart Angquist und Hans-Peter Nee, „On dynamics and voltage control of the Modular Multilevel Converter“,
- [76] M. Glinka, „Prototype of multiphase modular-multilevel-converter with 2 MW power rating and 17-level-output-voltage“, in *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*, (Aachen, Germany), IEEE, 2004, S. 2572–2576, ISBN: 0-7803-8399-0. DOI: 10.1109/PESC.2004.1355234.
- [77] M. Glinka und R. Marquardt, „A new AC/AC-multilevel converter family applied to a single-phase converter“, in *The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 2003. PEDS 2003*, (Singapore), IEEE, 2003, S. 16–23, ISBN: 0-7803-7885-7. DOI: 10.1109/PEDS.2003.1282669.
- [78] Marc Hiller, Dietmar Krug, Rainer Sommer und Steffen Rohner, „A new highly modular medium voltage converter topology for industrial drive applications“, *European Conference on Power Electronics and Applications, Barcelona*, Jg. 2009,
- [79] J. Dorn, H. Huang und D. Retzmann, „A new Multilevel Voltage-Sourced Converter Topology for HVDC Applications“, *21, rue d’Artois, F-75008 PARIS*, 2008.

- [80] H.-J. Knaak, „Modular multilevel converters and HVDC/FACTS: A success story“, Adresse: <http://www.siemens.com/energy/hvdc>.
- [81] Marek Galek, *M2C-Converter auf Basis von MOS-Transistoren für Niederspannungsnetze*. München: Shaker Verlag GmbH, 2016, 15 S.
- [82] D. Karwatzki, L. Baruschka, M. Dokus, J. Kucka und A. Mertens, „Branch energy balancing with a generalised control concept for modular multilevel topologies — Using the example of the modular multilevel converter“, in *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, (Karlsruhe), IEEE, 2016, S. 1–10, ISBN: 978-9-0758-1524-5. DOI: 10.1109/EPE.2016.7695619.
- [83] K. Ilves, „Modeling and Design of Modular Multilevel Converters for Grid Applications“, 2012.
- [84] R. Marquardt, „Modular Multilevel Converter, An universal concept for HVDC-Networks and extended DC-Bus-applications“, in *The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA -*, (Sapporo, Japan), IEEE, 2010, S. 502–507, ISBN: 978-1-4244-5394-8. DOI: 10.1109/IPEC.2010.5544594.
- [85] J. Rodriguez, J.-S. Lai und F. Z. Peng, „Multilevel inverters, A survey of topologies, controls, and applications“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Jg. 49, Nr. 4, S. 724–738, 2002, ISSN: 0278-0046. DOI: 10.1109/TIE.2002.801052.
- [86] (9/29/2020 14:47:33). DIN EN 50160 - 2011-02 - Beuth.de, Adresse: <https://www.beuth.de/de/norm/din-en-50160/136886057> (besucht am).
- [87] L. Handelsman. (2015). Next Generation Inverters - HD-Wave Technology | Alt-EnergyMag, Adresse: <https://www.altenergymag.com/article/2015/10/next-generation-inverters-hd-wave-technology/21847/> (besucht am 07. 12. 2019).
- [88] Guangye Si, Shubhangi Bhadoria, Jia-Yuan Tsai, Can Wang und Ralph Kennel, „Asymmetrical Hybrid Multilevel Inverter With SHE Modulated NPC Cascaded By MPC Controlled CHB with Si/SiC Switches“, *EPE'18 ECCE Europe*, 2018.
- [89] M. Kuder, R. Eckerle und T. Weyh, „Vorstudie - Integrierter Hochleistungsumrichter auf Basis der Multileveltechnologie für zukünftige E-Fahrzeuge“, 2018.
- [90] H. Tao, A. Kotsopoulos, J. L. Duarte und M. Hendrix, „Family of multiport bidirectional DC–DC converters“, *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, Jg. 153, Nr. 3, S. 451, 2006, ISSN: 13502352. DOI: 10.1049/ip-epa:20050362.
- [91] H. Tao, J. L. Duarte und M. A. Hendrix, „Multiport converters for hybrid power sources“, in *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, (Rhodes, Greece), IEEE, 15.06.2008 - 19.06.2008, S. 3412–3418, ISBN: 978-1-4244-1667-7. DOI: 10.1109/PESC.2008.4592483.
- [92] Y. Deng und R. G. Harley, „Space-Vector Versus Nearest-Level Pulse Width Modulation for Multilevel Converters“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jg. 30, Nr. 6, S. 2962–2974, 2015, ISSN: 0885-8993. DOI: 10.1109/TPEL.2014.2331687.

- [93] P. M. Meshram und V. B. Borghate, „A Simplified Nearest Level Control (NLC) Voltage Balancing Method for Modular Multilevel Converter (MMC)“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jg. 30, Nr. 1, S. 450–462, 2015, ISSN: 0885-8993. DOI: 10.1109/TPEL.2014.2317705.
- [94] K. Wendicke, „Optimierung von Stimulationsspulen für die induktive Nervenreizung“, *Heinz Nixdorf-Lehrstuhl für Medizinische Elektronik*, 2006.
- [95] T. Weyh, „Elektromagnetische Felder in der Biomedizin und in medizinischen Anwendungen der Nanotechnik“.
- [96] R. Ilmoniemi und J. Karhu, „Transcranial magnetic stimulation - A new tool for functional imaging of the brain“, *Critical Reviews in Biomedical Engineering*, 1999.
- [97] H. Zantow, „Optimierung des Strom-Zeitverlaufs für die Depolarisation von Nervenzellen“, Jg. 2006,
- [98] K. H. Hsu und D. M. Durand, „Prediction of neural excitation during magnetic stimulation using passive cable models“, eng, *IEEE transactions on bio-medical engineering*, Jg. 47, Nr. 4, S. 463–471, 2000, Journal Article Research Support, U.S. Gov't, P.H.S., ISSN: 0018-9294. DOI: 10.1109/10.828146.
- [99] K. W. Horch und D. Kipke, Hrsg., *Neuroprosthetics, Theory and practice*, eng, 2nd edition, Bd. vol. 8, Series on bioengineering and biomedical engineering, Horch, Kenneth W. (HerausgeberIn) Kipke, Daryl (HerausgeberIn), Singapore: World Scientific Publishing Co, 2017, ISBN: 9789813207141. Adresse: <http://search.ebscohost.com/login.aspx?direct=true&scope=site&db=nlebk&AN=1502018>.
- [100] L. J. Gomez, S. M. Goetz und A. V. Peterchev, „Design of transcranial magnetic stimulation coils with optimal trade-off between depth, focality, and energy“, eng, *Journal of neural engineering*, Jg. 15, Nr. 4, S. 046 033, 2018, Journal Article. DOI: 10.1088/1741-2552/aac967.
- [101] E. M. Wassermann, „Risk and safety of repetitive transcranial magnetic stimulation: report and suggested guidelines from the International Workshop on the Safety of Repetitive Transcranial Magnetic Stimulation, June 5-7, 1996“, eng, *Electroencephalography and clinical neurophysiology*, Jg. 108, Nr. 1, S. 1–16, 1998, Guideline Journal Article Practice Guideline, ISSN: 0013-4694. DOI: 10.1016/S0168-5597(97)00096-8.
- [102] M. S. George, D. Avery, Z. Nahas, M. Molloy, N. C. Oliver, S. C. Risch und G. W. Arana, „rTMS studies of mood and emotion“, eng, *Electroencephalography and clinical neurophysiology. Supplement*, Jg. 51, S. 304–314, 1999, Journal Article Research Support, Non-U.S. Gov't Review, ISSN: 0424-8155.
- [103] M. Tegenthoff, P. Ragert, B. Pleger, P. Schwenkreis, A.-F. Förster, V. Nicolas und H. R. Dinse, „Improvement of Tactile Discrimination Performance and Enlargement of Cortical Somatosensory Maps after 5 Hz rTMS“, *PLOS Biology*, Jg. 3, Nr. 11, e362, 2005, ISSN: 1545-7885. DOI: 10.1371/journal.pbio.0030362. Adresse: <https://journals.plos.org/plosbiology/article/file?id=10.1371/journal.pbio.0030362&type=printable>.

- [104] S. M. Goetz, C. N. Truong, M. G. Gerhofer, A. V. Peterchev, H.-G. Herzog und T. Weyh, „Analysis and optimization of pulse dynamics for magnetic stimulation“, eng, *PloS one*, Jg. 8, Nr. 3, e55771, 2013, Journal Article Research Support, Non-U.S. Gov't. doi: 10.1371/journal.pone.0055771.
- [105] H. R. Siebner und U. Ziemann, *Das TMS-Buch, Handbuch der transkraniellen Magnetstimulation*, ger. Berlin, Heidelberg: Springer Medizin Verlag Heidelberg, 2007, ISBN: 9783540719045. DOI: 10.1007/978-3-540-71905-2. Adresse: <http://site.ebrary.com/lib/alltitles/docDetail.action?docID=10210906>.
- [106] A. Pascual-Leone, N. Davey, J. Rothwell, E. M. Wassermann und B. K. Puri, „Handbook of Transcranial Magnetic Stimulation and Magnetic Stimulation of the Human Nervous System“, *Spinal Cord*, Jg. 40, Nr. 5, S. 258, 2002, PII: BF3101293, ISSN: 1362-4393. DOI: 10.1038/sj.sc.3101293.
- [107] A. V. Peterchev, R. Jalinous und S. H. Lisanby, „A transcranial magnetic stimulator inducing near-rectangular pulses with controllable pulse width (cTMS)“, eng, *IEEE transactions on bio-medical engineering*, Jg. 55, Nr. 1, S. 257–266, 2008, Journal Article Research Support, Non-U.S. Gov't, ISSN: 0018-9294. DOI: 10.1109/TBME.2007.900540.
- [108] A. V. Peterchev, D. L. Murphy und S. H. Lisanby, „Repetitive transcranial magnetic stimulator with controllable pulse parameters (cTMS)“, eng, *Conference proceedings: ... Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society. IEEE Engineering in Medicine and Biology Society. Annual Conference*, Jg. 2010, S. 2922–2926, 2010, Journal Article Research Support, N.I.H., Extramural Research Support, Non-U.S. Gov't, ISSN: 1557-170X. DOI: 10.1109/IEMBS.2010.5626287.
- [109] A. V. Peterchev, B. Luber, G. G. Westin und S. H. Lisanby, „Pulse Width Affects Scalp Sensation of Transcranial Magnetic Stimulation“, eng, *Brain Stimulation*, Jg. 10, Nr. 1, S. 99–105, 2017, Journal Article, ISSN: 1935-861X. DOI: 10.1016/j.brs.2016.09.007.
- [110] S. M. Goetz und Z.-D. Deng, „The development and modelling of devices and paradigms for transcranial magnetic stimulation“, eng, *International review of psychiatry (Abingdon, England)*, Jg. 29, Nr. 2, S. 115–145, 2017, Journal Article Review Research Support, N.I.H., Extramural Research Support, U.S. Gov't, Non-P.H.S. Research Support, Non-U.S. Gov't Research Support, N.I.H., Intramural. DOI: 10.1080/09540261.2017.1305949.
- [111] S. M. Goetz, Z. Li, A. V. Peterchev, X. Liang, C. Zhang und S. M. Lukic, „Sensorless scheduling of the modular multilevel series-parallel converter: enabling a flexible, efficient, modular battery“, in *APEC 2016, Thirty first Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition: March 20-24, 2016, Long Beach Convention Center - Long Beach, California*, (Long Beach, CA, USA,), IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition u. a., Piscataway, NJ: IEEE, 2016, S. 2349–2354, ISBN: 978-1-4673-8393-6. DOI: 10.1109/APEC.2016.7468193.

- [112] S. M. Goetz, M. Pfaeffl, J. Huber, M. Singer, R. Marquardt und T. Weyh, „Circuit topology and control principle for a first magnetic stimulator with fully controllable waveform“, *undefined*, 2012. Adresse: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6347016>.
- [113] F. Schwitzgebel, „Entwicklung eines Impulsstrom DACs“, EIT 72, Masterarbeit, Universität der Bundeswehr München, München, 2020-03-11, 122 S.
- [114] C. Korte, E. Specht, M. Hiller und S. Goetz, „Efficiency evaluation of MM-SPC/CHB topologies for automotive applications“, in *2017 IEEE 12th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (IEEE PEDS 2017), Hawaii Convention Center, Honolulu, Hawaii, USA, 12-15 December 2017*, (Honolulu, HI,), IEEE PEDS u. a., Piscataway, NJ: IEEE, 2017, S. 324–330, ISBN: 978-1-5090-2364-6. DOI: 10.1109/PEDS.2017.8289145.
- [115] A. Kersten, M. Kuder, E. Grunditz, G. Zeyang, E. Wikner, T. Thiringer, T. Weyh und R. Eckerle, „Inverter and Battery Drive Cycle Efficiency Comparisons of CHB and MMSP Traction Inverters for Electric Vehicles“, *EPE'19 ECCE Europe*, 2019.
- [116] Müller, Iler, Germar, K. Vogt und B. Ponick, *Berechnung elektrischer Maschinen*, ger, Ser. Elektrische Maschine. Hoboken: Wiley-VCH, 2009, 688 S., ISBN: 9783527405251. Adresse: <http://gbv.ebib.com/patron/FullRecord.aspx?p=481460>.
- [117] J. Uphaus, *Grundlagen der Drehstrom-Antriebstechnik, Betriebsverhalten, Auslegung und EMV-gerechte Antriebsprojektierung von Asynchronmotoren*. München: Carl Hanser Verlag GmbH & Co. KG, 2018, 369 S., ISBN: 9783446454958. DOI: 10.3139/9783446456976.
- [118] J. Specovius, *Grundkurs Leistungselektronik, Bauelemente, Schaltungen und Systeme*, ger, 4., aktualisierte und erweiterte Auflage. Wiesbaden: Vieweg+Teubner Verlag / GWV Fachverlage GmbH Wiesbaden, 2010, ISBN: 978-3-8348-1307-7. DOI: 10.1007/978-3-8348-9712-1. Adresse: <http://dx.doi.org/10.1007/978-3-8348-9712-1>.
- [119] F. Helling, T. Weyh und A. Singer, „Low-voltage decoupling from a modular energy storage inverter system“, 2018.
- [120] F. Helling, M. Kuder, A. Singer, S. Schmid und T. Weyh, *Low Voltage Power Supply in Modular Multilevel Converter based Split Battery Systems for Electrical Vehicles, 17-21 Sept. 2018*, eng. Piscataway, NJ: IEEE, 2018, ISBN: 9781538641453. Adresse: <https://ieeexplore.ieee.org/xpl/mostRecentIssue.jsp?punumber=8493084>.
- [121] Branko Majmunovic, Radhika Sarda, Remus Teodorescu, Cristian Lascu and Mattia Ricco, *2017 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), Proceedings : 14-17 December 2017, Belfort, France*, eng. Piscataway, NJ: IEEE, 2017, 5 S., ISBN: 9781538613184. Adresse: <http://ieeexplore.ieee.org/servlet/opac?punumber=8329154>.

- [122] Jingshan Li, Shiyu Zhou and Yehui Han, „REVIEW OF BATTERY EQUALIZERS AND INTRODUCTION TO THE INTEGRATED BUILDING BLOCK DESIGN OF DISTRIBUTED BMS“, S. 257–279, Adresse: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/pdf/10.1002/9781119060741.ch11> (besucht am 11. 12. 2019).
- [123] T. Weyh und S. Goetz, „Novel Multi-Level Converter Topology With The Possibility Of Dynamically Connecting Individual Modules In Series And In Paralel“, US 2015/0077069 A2.
- [124] F. Helling, S. Gotz und T. Weyh, „A battery modular multilevel management system (BM3) for electric vehicles and stationary energy storage systems“, in *2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications*, (Lappeenranta, Finland), IEEE, 26.08.2014 - 28.08.2014, S. 1–10, ISBN: 978-1-4799-3015-9. DOI: 10.1109/EPE.2014.6910821.
- [125] A. Lesnicar und R. Marquardt, „An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range“, in *2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings*, (Bologna, Italy), IEEE, 2003, S. 272–277, ISBN: 0-7803-7967-5. DOI: 10.1109/PTC.2003.1304403.
- [126] J. Xu, P. Zhao und C. Zhao, „Reliability Analysis and Redundancy Configuration of MMC With Hybrid Submodule Topologies“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jg. 31, Nr. 4, S. 2720–2729, 2016, ISSN: 0885-8993. DOI: 10.1109/TPEL.2015.2444877.
- [127] X. Meng, K.-J. Li, Z. Wang, W. Yan und J. Zhao, „A Hybrid MMC Topology with dc Fault Ride-Through Capability for MTDC Transmission System“, *Mathematical Problems in Engineering*, Jg. 2015, S. 1–11, 2015. DOI: 10.1155/2015/512471.
- [128] M. Vasiladiotis, *Modular Multilevel Converters with Integrated Split Battery Energy Storage*. Lausanne, 2014, 228 S.
- [129] K. K. Gupta, A. Ranjan, P. Bhatnagar, L. K. Sahu und S. Jain, „Multilevel Inverter Topologies With Reduced Device Count, A Review“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jg. 31, Nr. 1, S. 135–151, 2016, ISSN: 0885-8993. DOI: 10.1109/TPEL.2015.2405012.
- [130] Rainer Marquardt, „Current rectification circuit for voltage source inverters with separate energy stores replaces phase blocks with energy storing capacitors“, 2001.
- [131] R. W. Erickson und O. A. Al-Naseem, „A new family of matrix converters“, in *IECON'01. 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (Cat. No.37243)*, (Denver, CO, USA), IEEE, 2001, S. 1515–1520, ISBN: 0-7803-7108-9. DOI: 10.1109/IECON.2001.976015.
- [132] L. Baruschka und A. Mertens, „A new 3-phase AC/AC modular multilevel converter with six branches in hexagonal configuration“, in *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, (Phoenix, AZ, USA), IEEE, 2011, S. 4005–4012, ISBN: 978-1-4577-0542-7. DOI: 10.1109/ECCE.2011.6064314.

- [133] H. Akagi, „Classification, terminology, and application of the modular multilevel cascade converter (MMCC)“, in *The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA* -, (Sapporo, Japan), IEEE, 2010, S. 508–515, ISBN: 978-1-4244-5394-8. DOI: 10.1109/IPEC.2010.5543243.
- [134] S. Allbrod, R. Hamerski und R. Marquardt, *IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2008, PESC 2008 ; 15 - 19 June 2008, Capsis Hotel and Convention Center, Rhodes, Greece ; proceedings*, eng. Piscataway, NJ: IEEE, 2008, 6 S., ISBN: 9781424416677. Adresse: <http://ieeexplore.ieee.org/servlet/opac?punumber=4578427>.
- [135] M. Glinka und R. Marquardt, „A New AC/AC Multilevel Converter Family“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Jg. 52, Nr. 3, S. 662–669, 2005, ISSN: 0278-0046. DOI: 10.1109/TIE.2005.843973.
- [136] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre und A. V. Timbus, „Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Jg. 53, Nr. 5, S. 1398–1409, 2006, ISSN: 0278-0046. DOI: 10.1109/TIE.2006.881997.
- [137] F. M. Gardner, *Phase-lock techniques*, eng, 3. ed. Hoboken, NJ: Wiley-Interscience, 2005, ISBN: 9780471430636. DOI: 10.1002/0471732699. Adresse: <http://site.ebrary.com/lib/alltitles/docDetail.action?docID=10304584>.
- [138] G.-C. Hsieh und J. C. Hung, „Phase-locked loop techniques. A survey“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Jg. 43, Nr. 6, S. 609–615, 1996, ISSN: 0278-0046. DOI: 10.1109/41.544547.
- [139] A. Timbus, M. Liserre, R. Teodorescu und F. Blaabjerg, „Synchronization Methods for Three Phase Distributed Power Generation Systems. An Overview and Evaluation“, in *2005 IEEE 36th Annual Power Electronic Specialists Conference (PESC), Recife, Brazil, 12-16 June 2005*, (Aachen, Germany), IEEE Power Electronics Specialists Conference und Institute of Electrical and Electronics Engineers, Piscataway, N.J: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2005, S. 2474–2481, ISBN: 0-7803-9033-4. DOI: 10.1109/PESC.2005.1581980.
- [140] A. Kumar, V. K. Dwivedi, S. Maity und M. Bajaj, „Performance Comparison of Control Algorithms for Load Compensation Using D-STATCOM under Abnormal Source Voltage“, *Journal of Automation and Control Engineering*, Jg. 2, Nr. 1, S. 54–58, 2014, ISSN: 23013702. DOI: 10.12720/joace.2.1.54-58.
- [141] X. Yuan, W. Merk, H. Stemmler und J. Allmeling, „Stationary-frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Jg. 38, Nr. 2, S. 523–532, 2002, ISSN: 00939994. DOI: 10.1109/28.993175.

- [142] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, U. Borup und M. Liserre, „A new control structure for grid-connected LCL PV inverters with zero steady-state error and selective harmonic compensation“, in *Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04*, (Anaheim, CA, USA), IEEE, 2004, S. 580–586, ISBN: 0-7803-8269-2. DOI: 10.1109/APEC.2004.1295865.
- [143] M. Kuder, A. Kersten, L. Bergmann, R. Eckerle, F. Helling und T. Weyh, „Exponential Modular Multilevel Converter for Low Voltage Applications“, in *2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe)*, (Genova, Italy,), IEEE, 9/3/2019 - 9/5/2019, P.1–P.11, ISBN: 978-9-0758-1531-3. DOI: 10.23919/EPE.2019.8915156.
- [144] M. Fliess, J. Lévine, P. Martin und P. Rouchon, „On differentially flat nonlinear systems“, *Nonlinear Control Systems Design*, S. 408–4012, 1992.
- [145] R. Rothfuß, J. Rudolph und M. Zeitz, „Flachheit: Ein neuer Zugang zur Steuerung und Regelung nichtlinearer Systeme“, 1997.
- [146] L. Bergmann, „Experimenteller Nachweis des Exponential Modular Multilevel Converter durch einen Demonstratoraufbau“, EIT7.2, Masterarbeit, Universität der Bundeswehr München/Technische Universität München, München, 2019, 99 S. (besucht am 16. 12. 2019).
- [147] R. H. Wilkinson, T. A. Meynard und H. Du Toit Mouton, „Natural Balance of Multicell Converters: The Two-Cell Case“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jg. 21, Nr. 6, S. 1649–1657, 2006, ISSN: 0885-8993. DOI: 10.1109/TPEL.2006.882958.
- [148] Ziyu Xia, Benjamin L. Dobbins und Jason T. Stauth, „Natural Balancing of Flying Capacitor Multilevel Converters at Nominal Conversion Ratios“,
- [149] N. Ornov und A. Ruderman, „Simple time domain analysis of natural balancing in flying capacitor stacked multicell converters“, in *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, (Dallas, TX, USA), IEEE, 29.10.2014 - 01.11.2014, S. 1779–1785, ISBN: 978-1-4799-4032-5. DOI: 10.1109/IECON.2014.7048743.
- [150] H. Shu, S. Lei und X. Tian, „A New Topology of Modular Multilevel Converter With Voltage Self-Balancing Ability“, *IEEE Access*, Jg. 7, S. 184 786–184 796, 2019. DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2958857.
- [151] W. van der Merwe, „Natural Balancing of the 2-Cell Modular Multilevel Converter“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Jg. 50, Nr. 6, S. 4028–4035, 2014, ISSN: 00939994. DOI: 10.1109/TIA.2014.2322142.
- [152] W. van der Merwe, P. Hokayem und L. Stepanova, „Analysis of the 5-cell single phase MMC natural balancing mechanism“, in *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, (Pittsburgh, PA, USA), IEEE, 14.09.2014 - 18.09.2014, S. 3416–3423, ISBN: 978-1-4799-5776-7. DOI: 10.1109/ECCE.2014.6953864.

- [153] Infineon Technologies AG, „Datasheet / FS400R07A3E3“, Adresse: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-FS400R07A3E3-DS-v03_00-EN.pdf?fileId=5546d46262b31d2e016301933f7933a6 (besucht am 18.12.2019).
- [154] Infineon Technologies Austria AG, „Datasheet IPT012N08N5“, Adresse: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IPT012N08N5-DS-v02_01-EN.pdf?fileId=5546d4624a75e5f1014aca59127a1eb9 (besucht am 15.12.2019).
- [155] S. Labs, „Si823x Data Sheet“, Adresse: <https://www.silabs.com/documents/public/data-sheets/Si823x.pdf> (besucht am 15.12.2019).
- [156] A. Singer, J. Arun, S. M. Goetz, F. Helling und T. Weyh, *Isolated low-power multi-output DCDC converters with herogeneous loads for an efficient supply of modular power electronics systems*, eng. Piscataway, NJ und Frankfurt am Main: IEEE und VDE, 2016, ISBN: 9781510825307. Adresse: <http://ieeexplore.ieee.org/servlet/opac?punumber=7499335>.
- [157] Infineon, „Wide Bandgap Semiconductors (SiC/GaN)“, 2019. Adresse: <https://www.infineon.com/cms/de/product/power/wide-band-gap-semiconductors-sic-gan/#!details> (besucht am 03.12.2019).
- [158] S. Reich, „Comparative Development of Control Algorithms and Implementation of Charging Capabilities for an innovative Exponential Modular Multilevel Converter“, EIT7.2, Masterarbeit, Universität der Bundeswehr München/Technische Universität München, München, 2019, 82 S. (besucht am 05.01.2020).
- [159] Vincotech. (). PY06NRA021FS Datasheet, Adresse: https://www.vincotech.com/fileadmin/user_upload/product_media/Vincotech_10-PY06NRA021FS-M410FY_FD-Rev_03.pdf (besucht am 04.01.2020).
- [160] —, (). FY074PA020CR Datasheet, Adresse: <https://www.mouser.de/datasheet/2/427/198phr-1762304.pdf> (besucht am 04.01.2020).
- [161] WIMA GmbH & Co. KG, „WIMA DC-LINK MKP 4“, (besucht am 06.04.2020).
- [162] TDK, „Metallized Polyester Film Capacitors (MKT) Series: Series/Type: B32560 ... B32564“, Jg. June 2018, Adresse: https://www.tdk-electronics.tdk.com/inf/20/20/db/fc_2009/MKT_B32560_564.pdf.
- [163] E. AG, „Film Capacitors - Metallized Polyester Film Capacitors (MKT) - B32560 ... B32564“, (besucht am 06.04.2020).
- [164] Röderstein. (6.4.2020). 1pcs-ROE EYS07 330uF (330µF) 450V Snap-in Electrolytic Capacitor / Kondensatoren | eBay, Adresse: https://www.wima.de/wp-content/uploads/media/e_WIMA_DC_Link_MKP_4.pdf (besucht am 06.04.2020).
- [165] IXYS, „IXFK210N30X3 X3-Class HiPerFET™ Power MOSFET“, Jg. 2017,
- [166] AVX, „HEV_EV Caps datasheet 17-3_66764 Medium Power“,

- [167] E. AG, „Aluminum electrolytic capacitors Capacitors with screw terminals“, Adresse: https://ei.uni-paderborn.de/fileadmin/elektrotechnik/fg/lea/Lehre/LE/Dokumente/Skript_LE_SS2019_bilingual_2019-03-28.pdf.
- [168] Infineon Technologies AG. (2020-10-29T11:08:01.000Z). BSB008NE2LX - Infineon Technologies. Copyright: Copyright Infineon Technologies AG - all rights reserved, Infineon Technologies AG, Adresse: <https://www.infineon.com/cms/de/product/power/mosfet/12v-300v-n-channel-power-mosfet/bsb008ne2lx/> (besucht am 29. 10. 2020).
- [169] TOSHIBA. (19.12.2019). TLP2361 | Optokoppler/Fotorelais | Toshiba Electronic Devices & Storage Corporation | Europa (EMEA), Adresse: <https://toshiba.semicon-storage.com/de/product/opto/photocoupler/detail.TLP2361.html> (besucht am 02. 01. 2020).
- [170] Renesas Electronics Corporation, „PS2801-1,PS2801-4 Data Sheet“, Adresse: https://www.mouser.de/datasheet/2/698/r08ds0096ej0500_ps_family-1516977.pdf (besucht am 02. 01. 2020).
- [171] Sipex, „SP6661 High Frequency 200mA Charge Pump Inverter or Doubler“, Adresse: <https://www.maxlinear.com/ds/sp6661.pdf> (besucht am 02. 01. 2020).
- [172] I. Analog Devices, „ADuM5010 (Rev. A)“, Adresse: <https://www.mouser.de/datasheet/2/609/ADuM5010-1503523.pdf> (besucht am 02. 01. 2020).
- [173] STMICROELECTRONICS, „ARM Cortex-M4 32b MCU+FPU, 210DMIPS, up to 1MB Flash/192+4KB RAM, USB OTG HS/FS, Ethernet, 17 TIMs, 3 ADCs, 15 comm. interfaces & camera“, Adresse: <https://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/datasheet/ef/92/76/6d/bb/c2/4f/f7/DM00037051.pdf/files/DM00037051.pdf/jcr:content/translations/en.DM00037051.pdf> (besucht am 02. 01. 2020).
- [174] N.E.S.E. (2.01.2020). N.E.S.E - Module, Adresse: <https://18650.lt/> (besucht am 02. 01. 2020).
- [175] O. Josefsson, T. Thiringer, S. Lundmark und H. Zelaya, Hrsg., *Evaluation and Comparison of a Two-level and a Multilevel Inverter for an EV using a Modulized Battery Topology*, presented at IECON 2012 - 38th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (Montreal, QC, Canada), IEEE, 25.10.2012 - 28.10.2012, ISBN: 978-1-4673-2421-2.
- [176] O. Josefsson, A. Lindskog, S. Lundmark und T. Thiringer, „Assessment of a Multi-level Converter for a PHEV charge and traction application“, in *XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM), 2010, 6 - 8 Sept. 2010, Rome, Italy*, (Rome, Italy,), Institute of Electrical and Electronics Engineers, International Conference on Electrical Machines und ICEM, Piscataway, NJ: IEEE, 2010, S. 1–6, ISBN: 978-1-4244-4174-7. DOI: 10.1109/ICELMACH.2010.5608124.

- [177] F. Chang, O. Ilina, M. Lienkamp und L. Voss, „Improving the Overall Efficiency of Automotive Inverters Using a Multilevel Converter Composed of Low Voltage Si mosfets“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jg. 34, Nr. 4, S. 3586–3602, 2019, ISSN: 0885-8993. DOI: 10.1109/TPEL.2018.2854756.
- [178] O. Josefsson, „Investigation of a multilevel inverter for electric vehicle applications“, eng, Zugl.: Göteborg, Univ., Diss., 2015, Göteborg, 126 S. Adresse: <http://publications.lib.chalmers.se/records/fulltext/214013/214013.pdf> (besucht am 17. 12. 2019).
- [179] A. Acquaviva und T. Thiringer, „Energy efficiency of a SiC MOSFET propulsion inverter accounting for the MOSFET’s reverse conduction and the blanking time“, in *2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE’17 ECCE Europe)*, 11-14 Sept. 2017, (Warsaw,), European Conference on Power Electronics and Applications, European Power Electronics and Drives Association und EPE ECCE Europe, Piscataway, NJ: IEEE, 2017, P.1–P.9, ISBN: 978-90-75815-27-6. DOI: 10.23919/EPE17ECCEEurope.2017.8099052.
- [180] Y. Cao, R. C. Kroeze und P. T. Krein, „Multi-timescale Parametric Electrical Battery Model for Use in Dynamic Electric Vehicle Simulations“, *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, Jg. 2, Nr. 4, S. 432–442, 2016. DOI: 10.1109/TTE.2016.2569069.
- [181] K. Bong Tae, „LG Product Specification ICR18650 C2 2800mAh“, Adresse: https://www.batteryspace.com/prod-specs/5702_5.pdf (besucht am 17. 12. 2019).
- [182] E. A. Grunditz, „Design and assesment of battery electric vehicle powertrain, with respect to performance, energy consumption and electric motor thermal capability“, eng, Grunditz, Emma Arfa (VerfasserIn), Dissertation, Chalmers tekniska högskola, 229 S. Adresse: http://www.chalmers.se/SiteCollectionDocuments/Energi%20och%20milj%C3%B6/Elteknik/EmmaGrunditz_PhDthesis_lowrez.pdf (besucht am 18. 12. 2019).
- [183] A. Rabiei, T. Thiringer, M. Alatalo und E. A. Grunditz, „Improved Maximum-Torque-Per-Ampere Algorithm Accounting for Core Saturation, Cross-Coupling Effect, and Temperature for a PMSM Intended for Vehicular Applications“, *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, Jg. 2, Nr. 2, S. 150–159, 2016. DOI: 10.1109/TTE.2016.2528505.
- [184] A. Rabiei, T. Thiringer und J. Lindberg, „Maximizing the energy efficiency of a PMSM for vehicular applications using an iron loss accounting optimization based on nonlinear programming“, in *XXth International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2012, 2 - 5 Sept. 2012, Palais des Congrès et des Expositions de Marseille, Marseille, France ; proceedings, (Marseille, France,), IEEE Industrial Electronics Society, International Conference on Electrical Machines und ICEM, Piscataway, NJ: IEEE, 2012, S. 1001–1007, ISBN: 978-1-4673-0142-8. DOI: 10.1109/ICELMach.2012.6349998.

- [185] A. Holm, „SiC Converter for Electrical Vehicle – DC-Link Ripple“, Department of Energy and Environment, Masterarbeit, CHALMERS UNIVERSITY OF TECHNOLOGY, Gothenburg, Schweden, 2017, 103 S. Adresse: https://pdfs.semanticscholar.org/e5b2/f96bb4a8c81935bfcadabff5c5b9c050df64.pdf?_ga=2.121811405.711705466.1576664978-780148982.1574954443 (besucht am 18.12.2019).
- [186] United Chemi-Con. (). EKZN101ELL102MM40S United Chemi-Con | Kondensatoren | DigiKey, Adresse: <https://www.digikey.de/product-detail/de/united-chemi-con/EKZN101ELL102MM40S/565-4153-ND/4843963> (besucht am 18.12.2019).
- [187] AAVID, „Hi-Contact 6-Pass Cold Plate“, Adresse: http://www.mouser.com/datasheet/2/2/Hi-Contact_6-Pass_Datasheet_September_2018_A02-1507216.pdf (besucht am 18.12.2019).
- [188] Cree, „C3D20060D Silicon Carbide Schottky Diode - Z-Rec Rectifier“, Adresse: <https://www.mouser.de/datasheet/2/90/5d50065d-838557.pdf> (besucht am 18.12.2019).
- [189] Infineon Technologies Austria AG, „Datasheet IPT015N10N5“, Adresse: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IPT015N10N5-DS-v02_02-EN.pdf?fileId=5546d4624a75e5f1014ac94680661aff (besucht am 18.12.2019).

Abbildungsverzeichnis

2.1.	Doppelpolarisationsmodell mit zwei RC-Gliedern nach [14]	21
2.2.	Elektrisches Ersatzschaltbild eines nicht-idealen Kondensators	25
2.3.	Maximal zulässige Energiedichte für unterschiedliche Dielektrika (BOPP: Biaxial Oriented Polypropylene, bevorzugtes Material für FILM über 250 V) [39]	25
2.4.	Kapazitätsnotwendigkeit bei Anwendungen mit niedrigen und hohen Stromrippeln [38]	26
2.5.	Abhängigkeit der maximalen Sperrspannung von unterschiedlichen Halbleitermaterialien: Si, SiC, GaN und des minimal möglichen physikalischen Durchlasswiderstandes R_{ON} [44].	28
2.6.	Gleichstromsteller für beide Strompolaritäten (Zwei-Quadranten-Steller), Realisierung mit IGBTs und Dioden [56]	31
2.7.	PWM mit symmetrischem Dreieckssignal bearbeitet nach [56]	32
2.8.	Vier-Quadranten-Steller, Realisierung mit vier IGBT [56]	33
2.9.	PWM für 4-Quadranten-Steller mit idealen Schaltern, versetzte Taktung der beiden Zweige bearbeitet nach [56]	35
2.10.	(a) Zweipunktumrichter (b-d) Unterschiedliche Topologien von Dreipunktumrichtern (NPCs)	35
3.1.	Historische Entwicklung von Grundprinzipien zur Erzeugung stufenförmiger Spannungen mit Relevanz für diese Arbeit (c) Vollbrücken MMS vgl. Kapitel 3.5.2, (d) NPC, (g) M2B, (h) BM3 vgl. Kapitel 3.6.3, (i) EMMC vgl. Kapitel 3.5.1 erweitert nach [70]	38
3.2.	Aufbau eines PWM (B6)- und MMC-Systems mit zwei Multilevelarmen (positiv und negativ). Dabei ersetzt ein Multilevelarm einen Arm des B6-Systems und ein Kästchen des Multilevelsystems repräsentiert eine Halb- oder Vollbrücke.	40
3.3.	Vergleich der Ausgangsspannung (blau) eines PWM- und MMC-Systems mit Sollspannung in grün	40
3.4.	(oben) Annäherung eines Sinus mit 18 Leveln (mitte) Annäherung eines Sinus mit 200 Leveln (unten) Abweichung vom Sollsinus $z(t)^*$ für Zweilevelumrichter mit 100 pu, Dreilevelumrichter mit 50 pu und Multilevelumrichter mit 12 pu und 4 pu. Der Filteraufwand sinkt mit Abnahme der Abweichung vom Sollsignal und Zunahme der Level.	45
3.5.	Vereinfachte Darstellung eines LCL-Filters als Ausgangsfilter eines Stromrichters	45

3.6.	(a) Prinzipskizze des EMMC mit den möglichen Schaltzuständen abhängig von U_{DC} [89] (b) EMMC mit beispielhaftem 400 V-Hauptmodul und 3 Submodulen [89]	46
3.7.	(a) EMMC - Unterschiedliche Schaltzustände um Spannung zu halten: (oben) Konverterausgang (unten) Schaltzustände der Module (b) EMMC - Ausgabe einer DC-Spannung: (oben) Konverterausgang (unten) Schaltzustände der Module	49
3.8.	(a) Spannungslevel (l) relativ zur Anzahl der seriellen Module (N) (b) Spannungs-THD (THD) relativ zu der Anzahl der seriellen Module (N) .	50
3.9.	(a) Silvanus Thompson im Selbstversuch [94] (b) Anthony Barkers erster klinischer Einsatz [94]	52
3.10.	Räumliche Relationen zwischen Axon und elektrischen Feld [97]	54
3.11.	(a) Aufbau eines Axons: Das Aktionspotential wandert von den Dendriten zum Zellkörper, wobei die Ravierschen Schnürringe für eine bessere Signalübertragung sorgen [97]. (b) Durch die Öffnung der Ionenkanäle entsteht der zeitliche Verlauf des Aktionspotentials [97].	55
3.12.	(a) Anwendung einer rTMS mit Doppelspule [95] (b) Stimulation der Gehirnoberfläche mit 20 mm Abstand zum Zentrum der Behandlungsspule abhängig von der Energieabgabe des Gerätes. Schwarz: Zielbereich; Weitere Linien: Intensitätssteigerung im Geräteoutput um + 1,8 % [97]	58
3.13.	(a) Monophasischer Impuls (nur positiv) [106] (b) Biphasischer Impuls (positiv und negativ) [106]	60
3.14.	(a) Skizze eines Magnetstimulators mit biphasischen Stromimpulsen [95] (b) Biphasischer Stimulationspuls [95]	60
3.15.	(a) Darstellung von monophasischen Pulsen (gestrichelt) und quasi-rechteckigen Pulsen. (oben) Spulenstrom I_L , (mittig) induziertes elektrisches Feld E , (unten) Membranpotential der Neuronen V_m (Zeitkonstante der Membran = 150 s). (b) Lokale Pulsoptima bei unterschiedlichen Pulsmaxima (simuliert). Die einheitenlosen Verlustwerte betragen bei 1960 V 272 und bei 4800 V 214, bei einer Maximalspannung von 990 V 334. [104]	61
3.16.	Schematische Zeichnung des neuartigen Konzeptes als Vollbrücke mit vier Schaltern, die durch sechs parallele MOSFETs für eine hohe Stromtragfähigkeit optimiert sind, und ein Kondensator als Energiespeicher.	63
3.17.	Nachbau eines konventionellen Magnetstimulatorpulses (U_{Soll}) in Cosinusform mit Spannungsstufen durch einen Multilevelstimulator, mit unterschiedlichen Stufenhöhen (Kondensatorspannung). Es werden Pulse mit $f_{stim} = 30$ Hz abgegeben, die jeweils $T_{puls} = 312 \mu s$ lang sind, wie es bei TMS-Behandlungen üblich ist. Je kleiner die Stufenhöhe desto besser kann der Stromverlauf approximiert werden. Es können aber auch andere Signalformen erzeugt werden.	64
3.18.	Verschaltung von N Vollbrücken zu einem MMC-Magnetstimulator mit Behandlungsspule, bestehend aus Spuleninduktivität (L_{coil}) und Spulenwiderstand (R_{coil}). Die Anzahl der Module (N) kann variiert werden, da ein modularer Ansatz gewählt wurde. Die Versorgung über ein externes DC-Ladegerät wurde beispielhaft für Submodul 1 ($SM1$) aufgezeigt.	65

3.19. Konventioneller Aufbau der Elektronik in einem Elektrofahrzeug mit Akkumulator, DC/AC-(B6), DC/DC-Wandler, Zwischenkreiskondensator und verschiedene Stromrichter für unterschiedliche Anwendungen. Das BMS ist eine zusätzlich notwendige Komponente mit dazugehöriger Verkabelung.	66
3.20. Funktionsprinzip der dynamischen Seriell-Parallel-Verschaltung bei einer Stufenspannung und Modulen auf Batteriezellebene	68
3.21. Aufbau der Elektronik in einem Elektrofahrzeug mit M2B und keinem weiteren Stromrichter für unterschiedliche Anwendungen. Das BMS ist eine zusätzliche Funktionalität und benötigt ebenfalls extra Komponenten in den Modulen. Die einzelnen Module zueinander benötigen nicht länger ein Master-BMS.	72
3.22. Modulaufbau des M2B mit 9 Schaltern und 4 Terminals zum Verbinden mehrerer Module. Die Spannungsquelle B_n in den Vollbrücken wird von Batteriezellen in einem Batteriemodule, mit der Modulspannung ($U_{BM,n}$), gebildet.	73
3.23. M2B Funktionsprinzip der dynamischen Seriell-Parallel-Verschaltung am Beispiel von 4 Modulen. Dabei ist Modul 1 seriell zu Modul 2, Modul 2 parallel zu Modul 4 und Modul 3 überbrückt.	73
3.24. Wirkung des Kondensatormoduls (LV-Supply Module) auf die Ausgangsspannung (Converter Arm Output) des Gesamtsystems. Die Zielspannung (Reference Voltage) wird besser angenähert, als es nur über die Batteriemodule (Battery Output) möglich wäre.	74
3.25. Zwei Schaltvarianten für Laden (gelb) und Entladen (rot) des Kondensatormoduls um den Ladezustand des Kondensators konstant zu halten. Die Zielspannung (Reference Voltage) wird am besten durch die Batteriemodule (Battery Output) angenähert. Durch das PWM des Kondensatormoduls ist dies aber auch bei den anderen beiden Battery Output möglich.	75
3.26. Simulation eines einphasigen M2B-Systems mit 6 Batterie-Modulen und einem Kondensatormodul zur DC-Leistungsauskopplung.	76
3.27. Aufbau der Elektronik in einem BEV mit BM3 und keinem weiteren Stromrichter für unterschiedliche Anwendungen. Das BMS ist keine zusätzliche Funktionalität und benötigt keine zusätzlichen Komponenten in den Modulen.	78
3.28. Dreiphasiges BM3-System (in Sternschaltung) mit Widerständen (in Sternschaltung) als Motorersatz	78

- 3.29. (oben) Ausgangsspannungen des BM3-Umrichters $U_{BM3,U}(t)$ zur Erzeugung einer Wechselspannung mit Spannungssprüngen von 4 auf 100 und dann 200 Modulen in pu was der Modulspannung entspricht. In dieser Betrachtung wird keine Optimierung der Umrichterpsannung durchgeführt. (mitte) Wechselspannungen die durch die Sternpunktverschiebung an den Lastwiderständen R_{out} abfallen. Die Spitzen im ersten Drittel entstehen durch die ungenaue Approximation des Sinusses und einer entsprechenden Schwankung des Sternpunktes des Verbrauchers. Diese Schwankungen führen auch zu einer Veränderung der Sternspannungen gegeneinander U_{star} . (unten) Ströme durch die Lastwiderstände, als Ersatz für den Motor. 79
- 3.30. (oben) Nicht sinusförmige Ausgangsspannungen des BM3-Umrichters $U_{BM3,U}(t)$ zur Erzeugung einer Wechselspannung mit Spannungssprüngen von 4 auf 100 und dann 200 Modulen in pu was der Modulspannung entspricht. In dieser Betrachtung wird eine Optimierung der Umrichterpsannung durchgeführt. Die nicht sinusförmige Form wird durch die Subtraktion von U_{opt} von den jeweiligen Sinusen erzeugt. (mitte) Sinusförmige Wechselspannungen die durch die Sternpunktverschiebung an den Lastwiderständen R_{out} abfallen. Die Spitzen im ersten Drittel entstehen durch die ungenaue Approximation des Sinuses und einer entsprechenden Schwankung des Sternpunktes. Diese Schwankungen führen auch zu einer Veränderung der Sternspannungen gegeneinander U_{star} . Das optimierte Verfahren führt r zu einer Schwankung des Sternpunktes. (unten) Ströme durch die Lastwiderstände, als Ersatz für den Motor. 82
- 3.31. Makrotopologie eines BM3 Umrichters für eine PMSM. [23] 83
- 3.32. Modulaufbau des BM3 mit seinen 3 Schaltern und seinen 4 Terminals zum Verbinden mit anderen Modulen bearbeitet nach [23] 84
- 3.33. 3-Schalter-Modul im seriellen Zustand ($S_{2,1}$ geschlossen) bearbeitet nach [23] 84
- 3.34. 3-Schalter-Modul im parallel Zustand ($S_{1,1}$ und $S_{2,1}$ geschlossen) bearbeitet nach [23] 85
- 3.35. 3-Schalter-Modul im überbrückten oder abgeschalteten Zustand ($S_{1,1}$ geschlossen) bearbeitet nach [23] 85
- 3.36. BM3-Funktionsprinzip der dynamischen Seriell-Parallel-Verschaltung am Beispiel von 4 Modulen. Dabei ist Modul 1 seriell zu Modul 2, Modul 2 parallel zu Modul 3 und Modul 4 überbrückt 86
- 3.37. Kombinationslösung aus M2B und EMMC (M2B-EMMC-Hybrid) mit einer Niederspannungs/DC-Auskopplung für die Anwendung in einem BEV 87
- 3.38. (a) Kaskadierte Vollbrücken in Stern- (oben) und Dreieckschaltung (unten), (b) dreiphasiger DC/AC-Umrichter (Marquardt-Schaltung [130]), (c) dreiphasiger AC/AC-Direktumrichter in Matrixkonfiguration (Matrixumrichter [131]), (d) dreiphasiger AC/AC-Direktumrichter in Hexagonkonfiguration (Hexverter) [132] (bearbeitet nach [128]) 89
- 3.39. Schematische Darstellung des einphasigen Netzreglers mit Netzsynchroisation, PR-Regler und Umrichter mit LCL-Filter am Netz u_g 94

4.1.	Schaltzustände der Vollbrücken Module: $z_n = +1$ eines Moduls entlädt, $z_n = -1$ lädt und $z_n = 0$ überbrückt den Kondensator bei einem positiven Ausgangsstrom I_{out}	95
4.2.	EMMC mit einem DC-Anschluss von $U_{DC} = 400$ V und N Submodulen für den AC-Anschluss.	96
4.3.	(a) Ausgangsspannung des EMMC U_{out} , mit mittlere Ausgangsspannung $U_{mean} = 50$ V mit gleichen Modulkapazitäten $C_n = 88 \mu\text{F}$, einer Zeitschrittweite von $Timestep$ von $\frac{1}{50\text{kHz}} = 20 \mu\text{s}$ und einem Ausgangsstrom von $I_{out} = 5$ A (b) Kondensatorspannung $U_{C,n}$ jedes Moduls (c) Schaltzustände z_n jedes Moduls	97
4.4.	Anordnung der Kondensatoren und des letzten Submoduls (gelb markiert), das auf einer konstanten Spannung gehalten wird	99
4.5.	Stufendiskretisierung des Verlaufs von i_{AC}	103
4.6.	(a) Logarithmische Darstellung des THD über einen weiten Bereich von Reglerfrequenz f_{reg} und Submodulkapazität C_1 (b) Eingeschränkter Bereich der als realistisch anzusehenden Reglerfrequenz f_{reg} und Submodulkapazität C_1 nicht logarithmisch.	108
4.7.	Optimale Kombinationen aus Regelfrequenz f_{reg} und Submodulkapazität C_1 hinsichtlich eines THD unter 6 %	109
4.8.	Wirkungsgrad (η) in Abhängigkeit von der Ausgangsleistungen (P_{out}) bei den optimalen Kombinationen, dabei bestimmt die Regelfrequenz (f_{reg}) die Submodulkapazität (C_1)	109
4.9.	Skalierter EMMC-Versuchsaufbau mit 48 V am größten Modul und vier weiteren Submodulen.	111
4.10.	(a) Auswirkungen von unterschiedlichen Lastströmen auf die Qualität der Ausgangsspannung des Prototypen $U_{out} = 48$ V. (b) Ausgangsstrom I_{out} für unterschiedliche Lastwiderstände $R_{out} 3 \Omega$, 10Ω und 100Ω . (c) Individuelle Spannungen der Kapazitäten für den Lastwiderstand $R_{out} = 3 \Omega$	113
4.11.	Systemübersicht der einzelnen Komponenten des skalierten Prototypen. [146]	114
4.12.	Demonstrator (a) Auswirkungen unterschiedlicher Lasten auf die Qualität der Ausgangsspannung $U_{out} = 33$ V des realen Hardwareaufbaus (b) Ströme bei unterschiedlichen Ausgangsleistungen $P_{out} = 381$ W, 111 W und 12 W (c) Verhalten der Modulspannung der Kondensatoren bei $P_{out} = 381$ W	115
4.13.	(a) Detailliertes Bild des Prototypen mit Mainboard und 5 Submodulen (b) Arbeitsplatz mit Prototypen, Messungen, Tools, etc. [146]	116
4.14.	Schematische Systemübersicht des Testaufbaus zur Überprüfung der Ladefunktionalität	117
4.15.	Systemübersicht der einzelnen Komponenten des skalierten Prototypen mit Netzfilter und Batterieimitation zur Überprüfung der Ladefunktionalität.	117
4.16.	Input/Output Messungen des EMMC bei einem Eingangsstrom $\hat{I}_{in} = 1$ A und einer Ladeleistung $P_{out} = 14,4$ W. [158]	118

- 4.17. Systemübersicht des Testaufbaus zur Überprüfung der Funktionalität des EMMC mit $U_{DC} = 400\text{ V}$ NPC (*SM1*) und 4 x Vollbrücken-Modulen (*SM2 - SM5*) an einer Last R_{out} und L_{out} 120
- 4.18. (a) Vorder- und (b) Rückseiten 3D-Rendering des finalen 5 moduligen 400 V-Prototypen mit aufgesteckten DC/DC-Wandlern und Leistungsmodulen der Fa. Vincotech auf der Rückseite. 121
- 4.19. Ladevorgang der Kondensatoren des fünf moduligen EMMC 400 V-Prototypen während einer Sinuswelle mit großen Kapazitäten. (oben) Ausgangsstrom (Ch 6 - grün, 200 V/div., 4 ms/div.) und Ausgangsspannung (Ch 7 - gelb, 5 A/div., 4 ms/div.) (unten) Kondensatorspannung $U_{C,2}$ (Ch 2 - rot, 100 V/div., 4 ms/div.), $U_{C,3}$ (Ch 3 - türkis, 100 V/div., 4 ms/div.), $U_{C,4}$ (Ch 4 - violett, 100 V/div., 4 ms/div.) und $U_{C,5}$ (Ch 5 - blau, 100 V/div., 4 ms/div.) 122
- 4.20. Eine Sinuswelle generiert durch den 5 moduligen EMMC 400 V-Prototypen mit einer Ausgangsleistung von $P_{out} = 1,5\text{ kW}$ mit aufgeladenen Kondensatoren C_n . (oben) Ausgangsstrom I_{out} (Ch 6 - grün, 200 V/div., 4 ms/div.) und Ausgangsspannung U_{out} (Ch 7 - gelb, 5 A/div., 4 ms/div.) (unten) Kondensatorspannung $U_{C,2}$ (Ch 2 - rot, 100 V/div., 4 ms/div.), $U_{C,3}$ (Ch 3 - türkis, 100 V/div., 4 ms/div.), $U_{C,4}$ (Ch 4 - violett, 100 V/div., 4 ms/div.) und $U_{C,5}$ (Ch 5 - blau, 100 V/div., 4 ms/div.) 123
- 4.21. Testaufbau des EMMC 400 V-Prototypen, mit Netzteilen (U_{DC}), Oszilloskop, EMMC und Last (R_{out}). 124
- 5.1. Einschaltverhalten der 6 physikalischen Schalter für den logischen Schalter *AH* (oben) ohne Synchronisierung (unten) mit Synchronisierung, über den CPLD 126
- 5.2. (a) Vollständiges Modul mit FILM-Kondensatoren (Modulkapazität $C_1 = 1,8\text{ mF}$) aus 2xFHC2 [166], Ansteuerplatinen und Halbleiterschaltern [113] (b) ELKO-Bank ($C_1 = 9\text{ mF}$) aus 6xB43458 [167] mit Verbindungsplatten und Sockel [113] 127
- 5.3. Gesamter Versuchsaufbau mit Netzteilen, Magnetstimulatormodul, Ansteuerung, Stimulationsspule als Last und dazugehöriger Messaufbau [113]. 128
- 5.4. Messung der Spannung U_{coil} an der Stimulationsspule (C1 - gelb, 100 V/div., 50 μs /div.), Kondensatorspannung $U_{C,1}$ (C2 - rot, 100 V/div., 50 μs /div., Offset von 50 V) und des Spulenstroms I_{coil} (C4 - grün, 500 A/div., 50 μs /div.) mit FILM-Kondensator. Dabei wurde das Magnetstimulatormodul positiv für 140 μs und negativ für 140 μs geschaltet, mit einer Vorladung von $U_{C,1} = 180\text{ V}$ und einer gesamten Pulsbreite von 280 μs wurde ein Spitzenstrom von $\hat{I}_{coil} = 2,12\text{ kA}$ erreicht [113]. 129

5.5.	Messung der Spannung an der Stimulationsspule (C1 - gelb, 200 V/div., 50 μ s/div.), Kondensatorspannung U_{coil} (C2 - rot, 200 V/div., 50 μ s/div.) und des Spulenstroms I_{coil} (C4 - grün, 500 A/div., 50 μ s/div.) mit EL-KO-Kondensator. Dabei wurde das Magnetstimulatormodul negativ, positiv, negativ und dann wieder positiv geschaltet. Mit einer Vorladung von $U_{C,1} = 180$ V und einer gesamten Pulsbreite von 350 μ s wurde ein Spitzenstrom von $\hat{I}_{coil} = 1,29$ kA erreicht [113].	130
6.1.	Versorgung der Treiberschaltungen durch die Batteriezellen von B_1 und B_2 des Nachbarmodules. Zur Versorgung von $S_{2,1}$ wird ein Spannungsverdoppler (DC/DC) benötigt.	132
6.2.	(a) 3D-Rendering der modularen BM3 Hauptplatine und (b) des DC/DC-Modul zum Abschluss eines Stranges [23]	132
6.3.	(a) Rendering eines einzelnen BM3 Modules mit 4x18650 Akkumulatorzellen (b) dreier verbundenen BM3 Module mit 12x18650 Akkumulatorzellen	133
6.4.	Dreiphasiges BM3-System (in Sternschaltung) mit Widerständen (in Sternschaltung) als Motorersatz	134
6.5.	Aufbau eines dreiphasigen BM3 Systems mit zwei Modulen je Phase und Lastwiderständen $R_{Load} = 100 \Omega$ in Sternschaltung [23]	135
6.6.	Spannungs- und Strommessergebnisse dreiphasigen 12-Moduligen-BM3-Umrichters mit den resultierenden vier Spannungsstufen je Phase und Sternspannung (U_{Star}).	136
6.7.	(a) Klassische Zweistufen-Umrichter und (b) Struktur einer CHB/M2B Topologie.	138
6.8.	CHB Umrichter Submodule und zusätzliche Halbbrücken einer M2B Topologie markiert in rot.	138
6.9.	Batterie Impedanz Netzwerk mit paralleler Kapazität und angelegtem DC-Link-Strom [180].	139
6.10.	(a) Batteriezelltest Halterung, sowie Messanschlüsse mit Batteriezelle und (b) Impedanz Plot der Hochenergiezelle mit unterschiedlichen SOC's . . .	139
6.11.	Thermisches Modell des (a) IGBT Inverter, mit antiparallelen Dioden, und (b) MOSFET Inverter.	140
6.12.	(a) Fahrzyklus und (b) die dazugehörigen Operationspunkte des Motors für einen kleineren Personen Kraftwagen.	142
6.13.	Schema von (a) der Bestimmung der Batterie- und Umrichterverluste, und (b) die Fahrzyklusuntersuchung	145
6.14.	Batterieeffizienz Kennfeld für die Zweilevel IGBT und MOSFET Umrichter.	146
6.15.	Batterieeffizienz Kennfeld für (a) CHB und (b) M2B	147
6.16.	Umrichtereffizienz Kennfeld für (a) Zweilevel IGBT, (b) Zweilevel MOSFET, (c) CHB und (d) M2B bei $T_J = 70^\circ\text{C}$	147
6.17.	Vergleich von (a) Batterie- und (b) Umrichterverlusten im WLTP-Fahrzyklus	148
6.18.	Übergangstemperatur der Halbleiter während des WLTP-Fahrzykluses	148

Tabellenverzeichnis

2.1. Zusammenfassung des derzeitigen Standes der Forschung hinsichtlich des Einflusses der Frequenz der Belastungen auf die Batteriealterung von Lithium-Ionen-Akkumulatoren	23
3.1. Einfachste Schaltfolge der Module zur Bildung einer Treppenfunktion mit idealen Spannungsquellen (kein Spannungsausgleich).	47
3.2. Schaltfolge der Module zur Abbildung einer Treppenfunktion mit Ladungsausgleich der Kondensatoren im Lade- und Entladebetrieb mit neutralem Start.	48
3.3. Schaltfolge der Module zur Abbildung einer Treppenfunktion mit Ladungsausgleich der Kondensatoren im Lade- und Entladebetrieb mit negativem Start von SM3/SM4 und anschließendem Ausgleich.	48
4.1. Mögliche Kombinationen die erste Spannungsstufe (z.B. $U_{out} = 50 \text{ V}$) eines EMMC mit 4 Stufen zu erzeugen	96
4.2. Spannungen und Kapazitäten der skalierten Version für simulative Anwendungen und Demonstrationsanwendungen	112
4.3. Simulierte Ausgangsspannung des EMMC-Prototypen $\hat{U}_{out} = 48 \text{ V}/U_{out} = 33 \text{ V}$ und einer Ausgangsfrequenz $f_{out} = 50 \text{ Hz}$	112
4.4. Gemessene Ausgangsspannungs Amplitude des EMMC Prototypen $\hat{U}_{out} = 48 \text{ V}$ ($U_{out} = 33 \text{ V}$) und einer Ausgangsfrequenz $f_{out} = 50 \text{ Hz}$. Mit den gemessenen Schaltfrequenzen der einzelnen Submodule f_n bei diesen Randbedingungen.	115
4.5. Unterschiedliche Lastwiderstände R_{out} und die dazugehörigen Eingangsleistung P_{DC} , Versorgungsspannung P_{sup} und Ausgangsspannung P_{out} des EMMC und die dazugehörigen Effizienzen des Prototypen	116
4.6. Equipment Ladebetrieb 48 V	118
4.7. Versorgungs- und Messequipment Umrichterbetrieb 400 V	121
4.8. Bauteileigenschaften des EMMC 400 V-Prototypen	122
5.1. Equipment MMC Magnetstimulator	128
6.1. Versorgungs- und Messequipment Umrichterbetrieb BM3 [23]	136
6.2. Batteriezellen Parameter	139
6.3. PKW und Motormodel Parameter	143
6.5. Ausgewählte Halbleiter	145
6.6. WLTP - Fahrzyklus Evaluation	149

6.8. Fahrzyklus Evaluation 150

A. Eigene Veröffentlichungen

A.1.

Low Voltage Power Supply in Modular Multilevel Converter based Split Battery Systems for Electrical Vehicles

Dipl.-Ing. F. Helling^{1,2}; M. Kuder, M.Sc. ¹; Dipl.-Ing. A. Singer, MBA¹; S. Schmid, B.Sc^{1,3};
Prof. Dr.-Ing. T. Weyh¹

¹Universität der Bundeswehr
München
Werner-Heisenberg-Weg 39
85577 Neubiberg
Germany
<http://www.unibw.de>

²Compact Power Motion
GmbH
FeringasträÙe 11a
85774 Unterföhring
Germany
<http://www.cpmotion.com>

³Technische Universität
München
Arcisstraße 21
80333 München
Germany
<http://www.tum.de>

Contact:
Tel.: +49 (0) 89 6004 3983
E-Mail: Florian.Helling@unibw.de

Keywords

«Electric vehicle», «Batteries», «Multilevel converters», «Automotive component», «Power converters for EV»

Abstract

Usually the low voltage power supply in electric vehicles is generated out of the high voltage DC-BUS by a dedicated DC/DC converter. When substituting the conventional drive train/motor converter by a modular multilevel converter with split batteries, this DC-BUS is obliterated. In this paper we introduce an approach to generate this low voltage supply efficiently based on the modular concept. By adding just, a single capacitor based module to each converter arm, a solution for an efficient bidirectional energy exchange between the low voltage power supply and the traction battery can be realized.

The comparison to state-of-the art solutions shows that the new approach enables an efficient integration not only of the low voltage power supply, but of any energy consumer and producer into split Battery Storage Systems. It will be shown by simulations and measurements on a first prototype, that an implementation based on that technology enables a power exchange in any operation point of the electrical vehicle.

Introduction

The power consumption of secondary consumers of passenger cars has been increasing over the last couple of years. Each main secondary consumer like power-assisted steering, air conditioning and air suspension has a peak power demand of above one kilowatt. Additionally, more and more consumers with lower power demand as entertainment system, seat heating and driving assistance systems are installed in modern vehicles. The total power consumption of all these systems together can be above ten kilowatts. Most of the time not all systems are used simultaneously and do not consume their peak power. [1–3] Nevertheless, the average power consumption is high enough to considerably reduce the driving range of modern electric vehicles. In fossil fuel powered vehicles, the reduction of the drive range is almost negligible, as the usage of the waste heat of the fossil fuel powered engine saves a lot of heating energy. Even if the power consumption of the air conditioning can be reduced by the use of heat pumps, the power demand of all auxiliary consumers is remarkable. [4], [5]

Due to the impact of the auxiliary consumers on the electric drive range and their wide power spread, an efficient and flexible power transfer from the traction battery to the Low Voltage Power Supply

(LV-PS) is very important. In modern EV's the power train consist of a central high-voltage direct current bus (DC-BUS), a battery storage system and several converters, which all feed into or from the DC-BUS (see figure 1).

The battery storage system is built by secondary cells connected in series to increase the system voltage. To increase the overall system capacity and performance, additional secondary cells can be installed in parallel. Due to the static interconnection of the secondary cells and the variances of the secondary cells' electrical properties, battery management systems (BMS) are needed to balance the cells' State of Charge (SOC) in order to increase the usable capacity and for safety reasons.

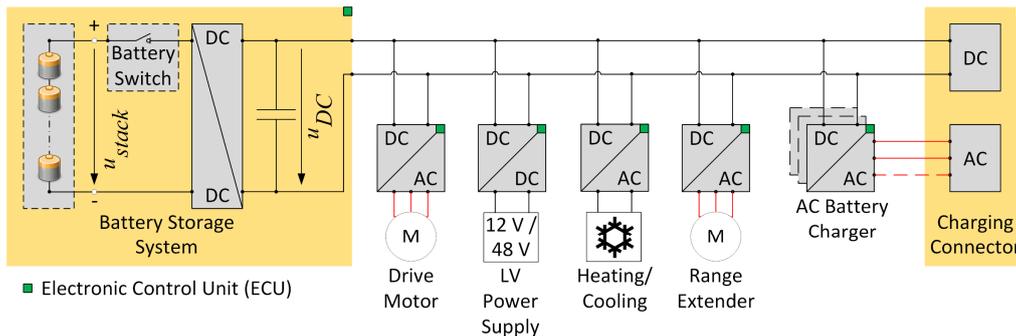


Fig. 1: Power train of modern electric vehicles.

Such static systems have some serious disadvantages as poor partial load efficiency, high total harmonic distortion (THD), the need for high voltage switches and poor fault tolerance [6]. Moreover, for the implementation of additional features, like high voltage direct current fast charging or inductive charging, additional converters are needed. To meet these challenges Modular Multilevel Converter (MMC) [7] based split-battery energy storage systems (sBESS) are discussed in literature [4], [5], [8], [9]. In these systems the commonly used capacitors of MMC modules are replaced by secondary cells. The result is a highly integrated system combining the power electronics with traction converter, battery charging interface and BMS. This greatly simplifies the powertrain architecture and charging topologies by combining battery storage system and voltage transformer as well as eliminating dedicated converters.

Most of these topologies do not have the common DC-BUS any longer which calls for a new solution for transferring power between the traction battery and the LV-PS. This solution has to enable the power transfer in any operating condition of the electric vehicle - during driving, charging and standstill.

In this paper we present a new approach, which enables a highly efficient energy transfer between the traction battery and the LV-PS. Compared to other solutions from literature, our approach ensures an energy transfer in any operation condition of the electric vehicle without additional losses, compared to the principle in common electric vehicles with a DC-BUS.

Method

State of the Art

MMC based sBESS are direct converters, which create the output voltage by switching the battery packs incorporated in the modules into the current path or bypassing them. With Modular Multilevel Parallel Converter [6] based sBESS (M2B) battery packs can also be switched in parallel to each other. This parallel connectibility enables a more equalized usage of all battery packs in the system. Furthermore, the parallel connection of battery packs decreases the average current through the battery packs resulting in increased efficiency, compared to MMC based sBESS. [10]

In most sBESS topologies discussed in literature, a DC-BUS is obsolete, due to the direct converter principle. An exception is the DC to AC inverter structure presented e.g. in [9] which is similar to common MMC topologies patented in [11] (see figure 2 (a)). In case of sBESS the DC-BUS can be used to balance the converter arm SOC's. The LV-PS can be connected to this DC-BUS by the use of a DC/DC step-down converter. The advantages and disadvantages of that kind of LV-PS integration are the same as with common system architectures with a central high voltage battery unit.

The most obvious implementation to connect the LV-PS to the sBESS consists of a rectifier at the phase terminals of the sBESS (see figure 2 (b)). The power exchange between sBESS and LV-PS can also be done during engine standstill. To do this, the engine must be electrically disconnected from the system via separate switches. These switches are also necessary for AC and DC charging. In case of DC charging a separate DC/DC converter is needed for the LV-PS. In both cases the sBESS must generate an AC or DC voltage even if the system is not charged or at motor standstill.

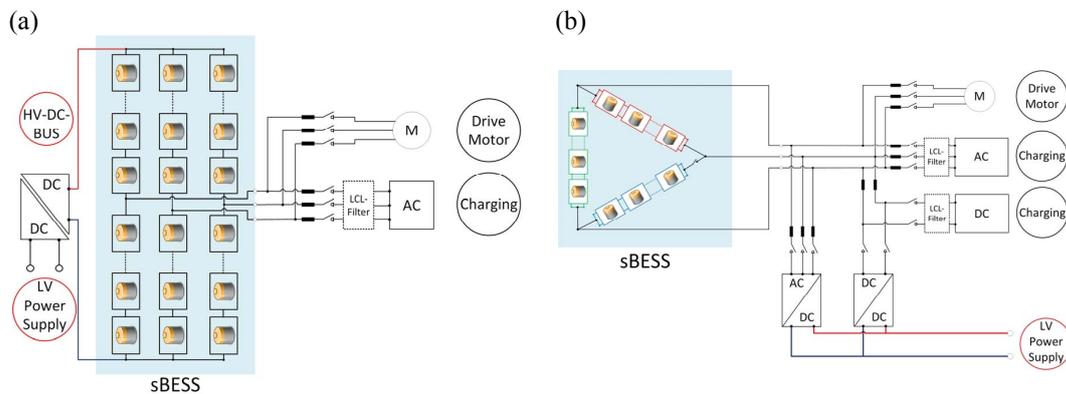


Fig. 2: sBESS in star configuration connected to the LV-PS via a DC/DC step-down converter (a) and in delta configuration connected to the LV-PS via a rectifier and a DC/DC converter (b).

Another option for the LV-PS in sBESS results from the basic idea of sBESS [12]. Thereby, isolated DC/DC converters are connected to each module energy storage unit. The secondary sides of these converters are connected in parallel to supply the LV-PS. With such an implementation, a very flexible LV-PS can be established, allowing an energy transfer between the LV-PS and the sBESS in any operation point of the system. By the use of controllable DC/DC converters the SOC's of the individual converter arms can be balanced, in addition. In this case the use of dedicated DC/DC converters for each module is mandatory, because the use of fewer DC/DC converters would lead to an unsymmetrical stress of all energy storage units. This leads to a high hardware count and additional cabling, which considerably increases costs and makes this approach uneconomical.

Working principle of the advanced LV-Power Supply

To overcome the above mentioned disadvantages the proposed approach makes use of the modular concept. Just one so called LV-PS module is added per converter arm. Its energy storage is connected either directly or via a DC/DC converter to the low voltage power supply. Furthermore it consists of a number of switches which enable its four-quadrant operation, which makes it possible to switch this module either serial or anti-serial in to the current path or to bypass it.

For anti-serial connections the current through the LV-PS capacitor has the same amplitude as the current through the secondary cells, but with reversed polarity. This is a common feature of capacitor based MMC systems to shift energy from one module capacitor to another. Thus, if the battery storage is getting charged, the LV-PS modules are switched in series to the other modules. In case of discharging an anti-serial connection of the LV-PS modules causes a power transfer from the secondary cells to the LV-PS. If the LV-PS module capacitors are not bypassed they are always in series or anti-serial to the external sink, e.g. engine, source or charging station. Thereby the maximum

power transfer ratio to the LV-PS is directly proportional to the instantaneous system power delivery. In operation points, where the power requirement at the LV-PS side can't be satisfied by the system current, the missing power requirement must be buffered in the LV-PS storage which result in a strong increase in the required capacity of the LV-PS buffer storage. Consequently, systems with a high LV-PS energy demand are not reasonable to be implemented without additional effort.

Especially during engine standstill and without charging, the absence of an energy flow through the converter arm, an energy exchange between the sBESS and the LV-PS is impossible without additional effort. To overcome this problem, the principle of direct current injection braking can be used. This principle is commonly used to slow down electrical engines by applying direct voltage to the alternating current engine [13]. During engine standstill the direct voltage does not force an engine moving and the direct current can be safely used for an energy transfer between the sBESS and the LV-Power Supply.

In M2B systems [10], [14] the additional parallel connectibility can be used to overcome the problem of an power exchange during engine standstill by connecting the LV-PS module in parallel to one or more secondary cell based M2B modules. The resulting power flow is independent from the system power flow, enabling the system to be operational in any operation point of the electric vehicle. A static connection between the modules can be established without any switching losses, increasing the energy efficiency during standstill.

Figure 3 shows a M2B converter arm with three secondary cell-based modules. The fourth module is a LV-PS module in which the capacitor is connected to the LV-PS via an isolated DC to DC converter. An exemplary current path is highlighted in red. In this example Module 1 is connected in series to Module 2 and the LV-PS module, which are connected in parallel. The energy storage of Module 3 is bypassed. The parallel connection of the energy storage of Module 2 and the LV-PS causes a direct power exchange between them. The direction and strength of the power flow depends on the voltage difference between both. The system current generates an additional power flow through the LV-PS capacitor. The additional energy is added or withdrawn from the energy flow forced by the parallel connection of both modules, depending on the system current flow direction.

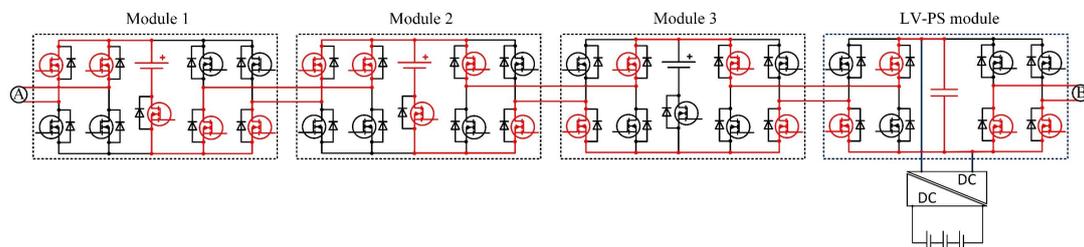


Fig. 3: M2B converter arm with three secondary cells-based modules and one LV-PS module, connected via an isolated DC/DC converter to the LV-PS energy buffer. The current path for a connection of the energy storage unit of Module 1 in series to the parallel connected storage units of Module 2 and the LV-PS module, while the energy storage unit of Module 3 is bypassed, is highlighted in red.

Operational Strategies

For M2B systems the following operation points are the basis for the LV-PS, whereby the first three are common for MMC based systems:

1. Serial connection of the LV-PS module: A serial connection results in the same energy flow as through the energy storage units of the remaining modules. An energy transfer into the LV-PS is only given at operating points in which the sBESS is being charged.
2. Anti-serial connection of the LV-PS module: In this case the LV-PS module energy storage experiences an energy flow with opposite sign, but the same amplitude as the remaining active

modules. The anti-serial interconnection is used to generate an energy flow into the LV-PS, if the sBESS is being discharged.

3. Bypass of the LV-PS module: No energy exchange between the LV-PS and the sBESS.
4. Parallel connection of the LV-PS module: By connecting the LV-PS module energy storage in parallel to other modules of the sBESS, an energy transfer between both can be established independent from the system operation point.

To influence the power exchange between the sBESS and the LV-PS, the LV-PS module can be switched between these operation points with higher frequencies. Anyway, in most MMC systems a Pulse-Width Modulation (PWM) is used to decrease the Total Harmonic Distortion (THD). Thus the output voltage is changed between two MMC voltage steps with a PWM at frequency of several kilohertz. An effective solution is to generate the PWM by the LV-PS modules. Thereby, the secondary cell-based modules can be switched with lower frequencies.

Figure 4 illustrates the operation of the LV-PS module: The black curve is the reference voltage the converter follows. The blue curve shows the output of the battery based modules. The voltage difference between these two curves is modulated by the LV-PS module (purple curve), which by superposition leads to the converter arm output shown in green. Consequently, the LV-PS module is switched in series to the secondary cells, if the absolute value of the battery output is smaller than the absolute value of the reference voltage. An anti-serial connection is used, if the absolute value of the battery output is higher than the absolute value of the reference voltage. During the zero levels of the PWM the LV-PS modules can bypass its energy storage. In case of a M2B system the LV-PS module energy storage can be switched in parallel to secondary cell-based modules instead of bypassing, to generate an uninterrupted energy exchange between the LV-PS and the sBESS.

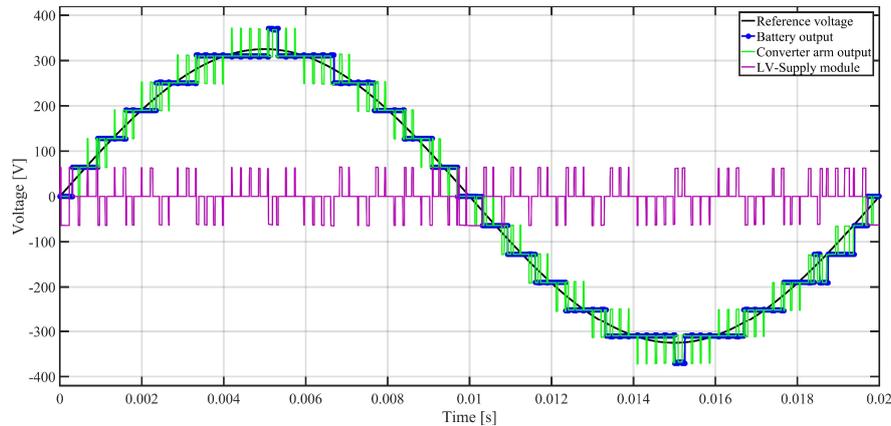


Fig. 4: Voltage output of a sBESS converter arm with superimposed PWM (green curve), generated by the sum of the battery output (blue curve) and the LV-Supply module energy storage switched with a 1 kHz PWM frequency (purple curve) following the reference voltage (black).

It should be noted, that the proposed technology can be used for a bidirectional energy exchange between the LV-PS and the sBESS. To establish an energy transfer from the LV-PS to the sBESS the mentioned operation points for serial and anti-serial connections have to be reversed. The parallel mode does not have to be changed, because the energy flow depends on the voltage difference between the parallel connected energy storages. In case of an energy source connected to the LV-PS, for example a solar panel, the voltage of the LV-PS will be higher than the voltage of the sBESS battery packs.

For sBESS used in electrical vehicles the following five operation points can be distinguished:

1. AC discharging of the sBESS:
In order to transfer energy to the LV-PS, the LV-PS modules are toggled between bypass and an anti-serial connection to the other modules. In operating points in which more energy has to

be transferred to the LV-PS, the parallel mode can be selected in M2B based systems instead of the bypass mode.

In order to deliver energy from the LV-PS to the sBESS or directly to the connected high voltage consumer, the LV-PS modules are toggled between the bypass or parallel mode and the serial mode.

2. AC charging of the sBESS:
By reversing the system current direction, the interconnection of the LV-PS modules reverses accordingly. Serial mode stands primarily for energy transfer into the LV-PS. Anti-serial mode is used for energy delivery from the LV-PS to the remaining modules of the converter arm.
3. DC charging of the sBESS:
The output of direct voltage can be realized by a quasi-static connection of all modules. The choice between serial and anti-serial interconnection of the LV-PS modules again depends on whether energy is consumed or produced within the LV-PS. With PWM of the LV-PS module the current can be controlled.
4. Standby of the sBESS:
In M2B systems, the LV-PS modules can be statically connected in parallel to all other modules of the respective converter arm.
In systems without parallel connectivity, a direct voltage can be applied to the engine windings, based on the principle of direct current injection braking [13].
5. No energy exchange between sBESS and LV-PS:
If no energy exchange between the LV-PS and the sBESS is needed, the LV-PS modules can be bypassed. For some implementations, especially in M2B systems, it is more efficient to build the overlain PWM by the LV-PS module instead of toggling several sBESS modules. Therefore, the same control algorithms can be used, except that the LV-PS modules have to be toggled more often between charging and discharging operation.

Macro Topology

To prevent an asymmetric load on the converter arms in multi-phase systems, the usage of at least one LV-PS module per converter arm is preferable. The LV-PS modules' capacitors are connected to the LV-PS by isolated DC/DC converters to avoid short-circuits between the converter arms. Figure 5 (a) shows such an implementation for a M2B system in delta configuration with dedicated LV-PS modules in each converter arm. In addition to be able to perform PWM, the shown capacitor stabilizes the DC/DC converter's input voltage, to be functional more independently from the current switching state of the LV-PS module. This is particularly important for MMC-based systems, without the option of interconnecting the LV-PS modules in parallel to other modules. Without this buffer capacitor, the DC/DC converter's input voltage would drop abruptly to zero, during the often-used bypass mode of the LV-PS modules.

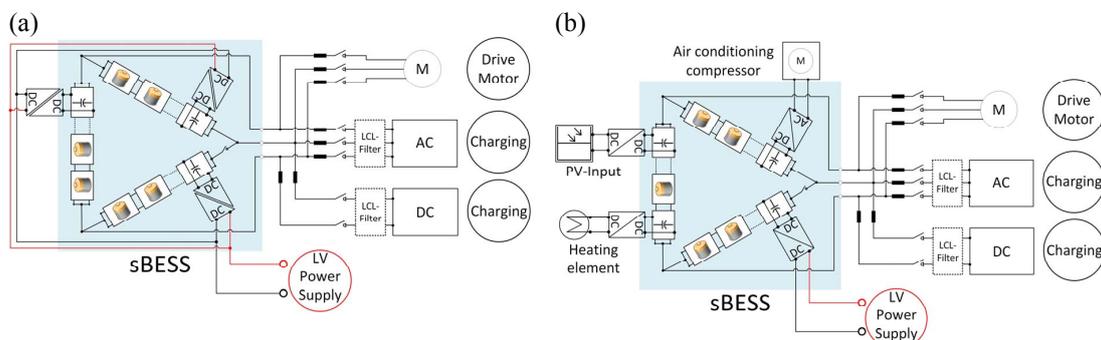


Fig. 5: 3-phase M2B system for electric vehicles in delta configuration, with three LV-PS modules connected in parallel to the LV-PS via isolated DC/DC converters (a) and with several independent power sources and sinks (b).

Apart from the described connection of the LV-PS to the sBESS, the presented technology also enables the integration of different energy suppliers and consumers, like solar panels or heating elements. Moreover, the integration of AC systems, like air conditioning compressor or range extenders, is possible. Figure 5 (b) shows such an implementation with several power sources and sinks. If the systems are electrically uncoupled single-phase systems, potential separation is not necessary, but usually required for safety reasons. For the integration of high energy producers or consumers, a system layout related to the one shown in figure 5 (a), with separate power supply modules in each converter arm should be used, to prevent unsymmetrical load of the converter arms and thus the battery modules.

Results

Simulation

Figure 6 shows the results from the simulation of a M2B based converter arm, made with MATLAB/Simulink (MathWorks Inc., Natick, USA). The converter arm consists of six secondary cell-based modules and one LV-PS module, all with a nominal voltage of 60 V. The LV-PS load is implemented as a variable resistance in parallel to the LV-PS capacitor. The capacitance of the LV-PS capacitor is set to 1 mF. The converter arm generates a 230 V voltage output at 50 Hz (figure 6 (a)). The power ratio between system load and LV-PS load varies between (1) high system load with no LV-PS load, (2) high system load with moderate LV-PS load and (3) low system load with higher LV-PS load.

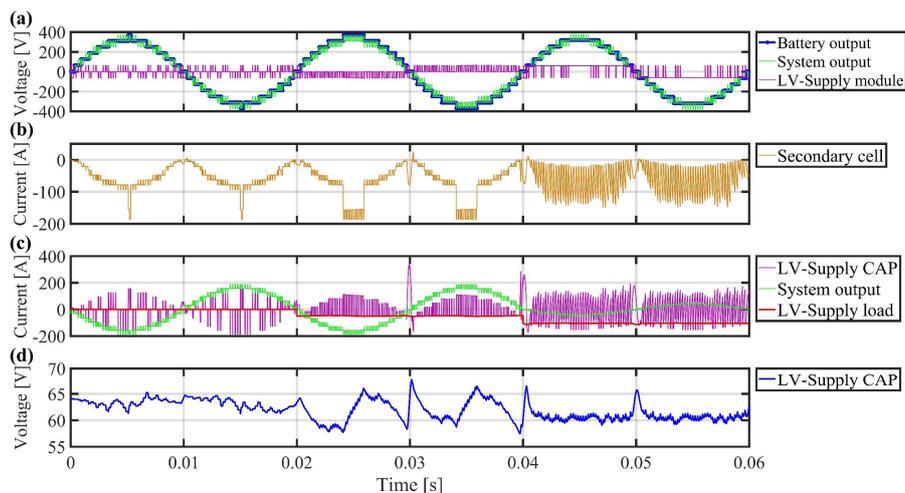


Fig. 6: Simulation (MATLAB/Simulink) of a single-phase M2B system with six secondary cell-based modules and one LV-PS module.

Within the first interval no energy exchange between the LV-PS and the sBESS is performed. Nevertheless, PWM is generated by the LV-PS toggling its capacitor between charging and discharging modes. Thus, the current through the LV-PS oscillates around the zero line (figure 6 (c)), resulting in a low voltage fluctuation of the LV-PS capacitor (figure 6 (d)).

Within the second interval, the LV-PS load is increased (figure 6 (c)). To establish a power transfer from the sBESS to the LV-PS, the LV-PS capacitor is toggled between anti-series and bypass mode. During anti-series connection the magnitude of the current through the LV-PS capacitor is the system current minus the LV-PS load current. During the bypass of the LV-PS capacitor, the LV-PS load is only supplied by the LV-PS capacitor. Thus, the current through the LV-PS capacitor and LV-PS load are equal. During system voltage zero crossing (at 0.03 s in figure 6) the LV-PS capacitor is switched in parallel to the other module energy storages. The result of that parallel connection is a high current peak through the LV-PS capacitor to increase its SOC. Due to the parallel connection of all secondary

cell-based modules, that current peak is shared by all secondary cells resulting in a moderate current peak through the secondary cells (figure 6 (b)). The parallel connection is necessary, because the system current is too small to maintain a sufficient power transfer from the sBESS to the LV-PS.

To reduce the LV-PS voltage fluctuations, the parallel mode can be used instead of the bypass mode. Especially, in cases with higher LV-PS energy consumption, as within the third interval, a continuous power transfer cannot be established without the use of the parallel mode instead of the bypass. With the constellation in the third interval the system current is much smaller than the LV-PS current. This result in a high discharging current through the LV-PS capacitor during anti-serial connection to the sBESS. Though, with the parallel connection the LV-PS capacitor voltage fluctuation can be reduced. The drawback of this procedure is a higher fluctuation of the secondary cell currents.

Experimental analysis

The functionality of the presented approach was tested with an MMC based sBESS prototype. This prototype consists of eight secondary cell-based modules and one LV-PS module. Each secondary cell-based module is equipped with a lithium-ion battery pack with a nominal voltage of 28.8 V (Samsung SDI, 68 Ah and 8 lithium-ion secondary cells per pack). The LV-PS module incorporates a capacitor with 680 μF . An HDO6104 Oscilloscope, two ADP305 High-Voltage Differential Probe (200 MHz) and two CP031A Current Probes (30 A_{peak} , 100 MHz) (all from Teledyne LeCroy Inc., New York, USA) were used for the measurements. The control algorithm for the sBESS and the LV-PS module are written in MATLAB/Simulink (MathWorks Inc., Natick, USA) running on a dSpace MicroLabBox (dSPACE GmbH, Paderborn, Germany).

Figure 7 shows the voltage (C3) and current (C4) shape of the converter arm in an operation point similar to the first interval of previous simulation – generating a 70 V sinus with 50 Hz and into a 100 Ω resistive load without LV-PS load. The PWM with 20 kHz is performed by the LV-PS by toggling between serial and bypass and anti-serial and bypass, respectively. Thus, the current through the capacitor (C2) jumps between zero ampere and the system current, with positive or negative sign. The capacitor current during bypass looks like it is not zero. These are alias effects due to the zoom level of the oscilloscope which result from ringing during the switching operations, with a duration of several nanoseconds. The voltage of the capacitor (C1) has low deviations with an average voltage in the range of the nominal voltage of the battery packs, as expected from the simulations.

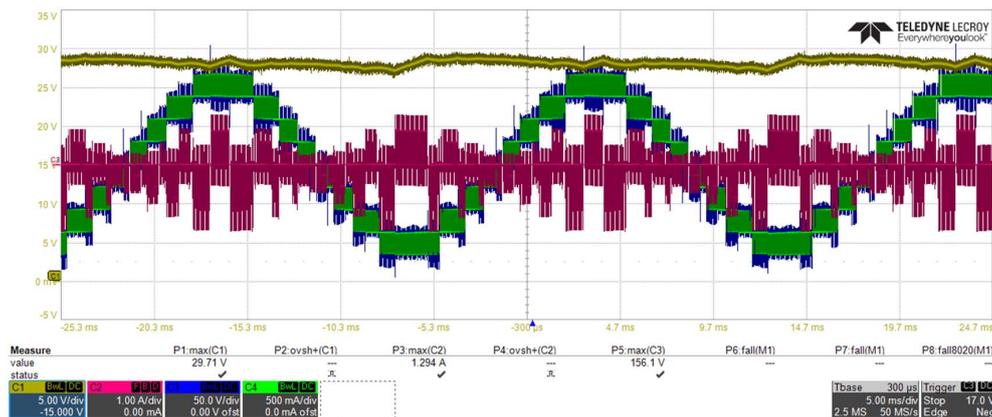


Fig. 7: MMC based sBESS generating a 70 V sinus with 50 Hz and a 20 kHz PWM, at a 100 Ω resistive load without LV-PS load, with LV-PS capacitor voltage (C1, yellow) and current (C2, purple) and the system voltage (C3, blue) and current (C4, green).

The second working point is again similar to the second interval in the aforementioned simulation, with a moderate LV-PS load. The LV-PS load is emulated by a resistor with 103 Ω in parallel to the LV-PS capacitor. The control algorithm responds to the increased power consumption in the LV-PS

by switching the LV-PS capacitor mainly anti-serial to the sBESS. The voltage fluctuation is slightly higher and the mean value of the capacitor voltage slightly lower (figure 8 (a), C1) compared to the first working point. Nevertheless, the system is stable and the LV-PS load current (figure 8 (a), C4) only fluctuates slightly.

A further increase of the LV-PS load by reducing the resistance in parallel to the LV-PS capacitor from 103Ω to 43Ω , leads to instability of the system. As seen in figure 8 (b), the increased power consumption in the LV-PS forces the control algorithm to stop the generation of the PWM at some points. At these points the LV-PS capacitor is constantly switched anti-serial to the sBESS to increase its voltage (figure 8 (b) C1). Nevertheless, the average of the capacitor voltage is about 10 V lower than in stable condition. To enable stable operation in this operation point or for more inconvenient power ratios between LV-PS energy consumption and system load, an implementation with parallel connectivity of the LV-PS capacitor is favorable, as shown by the simulations.

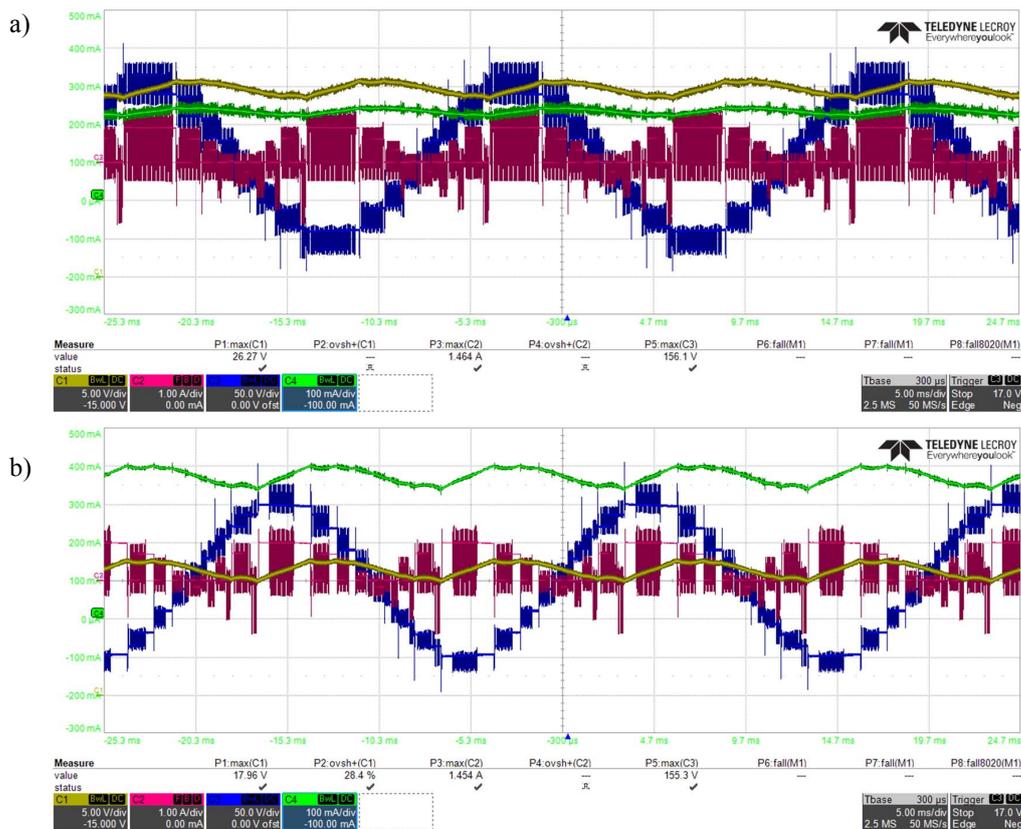


Fig. 8: MMC based sBESS generating a 70 V sinus with 50 Hz and 20 kHz PWM, at a 100Ω resistive load with a LV-PS load of 103Ω (a) and 43Ω (b), with LV-PS capacitor voltage (C1, yellow) and current (C2, purple), the LV-PS load current (C4, green) and the system voltage (C3, blue).

Discussion

The simulation with a M2B system and the measurements with an MMC based sBESS prototype without parallel connectivity shows that the presented principle enables a power exchange between the sBESS and the low voltage power supply. In systems with high power consumption or production at the LV-PS level, an M2B system is favorable as it enables a stable output power on the low voltage side even at low system currents through the parallel mode. The challenge of such an implementation is, that the voltage fluctuation of the LV-PS capacitor has to be small. High voltage differences between the LV-PS capacitor and the battery packs lead to high balancing currents during parallel connection. A controllable DC to DC converter between the LV-PS and the LV-PS module capacitor

(as in figure 3) can reduce the capacitor fade. Furthermore, in most automotive applications an energy buffer at the LV-PS level with higher capacitance as used for the simulations and the prototype, is recommended due to safety reasons. This buffer enables an additional control loop to influence the voltage deviation of the LV-PS capacitance's state of charge.

Conclusion

A new approach to create a low voltage supply out of a modular multilevel converter without DC-Link bus and without additional converters has been introduced. It has been proved by simulation and a first prototype, that the presented technology enables an energy exchange between the sBESS and the LV-Power Supply in every operation mode of the electrical vehicle (driving, charging, standstill). Indeed, in systems without parallel connectibility a stable power exchange during engine standstill and in operation points with a higher power demand on the LV-Power Supply level requires additional effort. Whereas M2B based systems enable a power exchange independent from the sBESS operation points. Additionally, the presented approach can be used to independently source additional consumers or sink power generators into sBESS.

References

- [1] S. Jeschke, "Grundlegende Untersuchungen von Elektrofahrzeugen im Bezug auf Energieeffizienz und EMV mit einer skalierbaren Power-HiL-Umgebung," Duisburg, Essen, Universität Duisburg-Essen, Diss., 2016, 2016.
- [2] I. Kavalchuk, H. Arisoy, A. Stojcevski, and A. M. T. Oo, "Advanced simulation of power consumption of electric vehicles," *World Academy of Science, Engineering and Technology, International Journal of Electrical, Computer, Energetic, Electronic and Communication Engineering*, vol. 9, no. 1, pp. 53–59, 2015.
- [3] H. Zou, W. Wang, G. Zhang, F. Qin, C. Tian, and Y. Yan, "Experimental investigation on an integrated thermal management system with heat pipe heat exchanger for electric vehicle," *Energy Conversion and Management*, vol. 118, pp. 88–95, 2016.
- [4] N. Kawakami, S. Ota, H. Kon, S. Konno, H. Akagi, H. Kobayashi, and N. Okada, "Development of a 500-kW Modular Multilevel Cascade Converter for Battery Energy Storage Systems," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 50, no. 6, pp. 3902–3910, 2014.
- [5] M. Vasiladiotis and A. Rufer, "A Modular Multiport Power Electronic Transformer With Integrated Split Battery Energy Storage for Versatile Ultrafast EV Charging Stations," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 62, no. 5, pp. 3213–3222, 2015.
- [6] F. Helling, M. Pfaeffl, J. Huber, S. Goetz, and T. Weyh, "Modular Multilevel Parallel Converter (M2PC) for electrically driven vehicles," in *PCIM Europe 2014; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management; Proceedings of*, 2014, pp. 1–8.
- [7] A. Lesnicar and R. Marquardt, "An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range," in *Power Tech Conference Proceedings*, 2003, vol. 3, p. 6.
- [8] F. Chang, O. Ilina, O. Hegazi, L. Voss, and M. Lienkamp, "Adopting MOSFET multilevel inverters to improve the partial load efficiency of electric vehicles," in *Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe), 2017 19th European Conference on*, 2017, p. P–1.
- [9] A. Hillers and J. Biela, "Optimal design of the modular multilevel converter for an energy storage system based on split batteries," in *Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on*, 2013, pp. 1–11.
- [10] F. Helling, J. Glück, A. Singer, and T. Weyh, "Modular multilevel battery (M2B) for electric vehicles," in *Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe), 2016 18th European Conference on*, 2016, pp. 1–9.
- [11] R. Marquardt, "Stromrichterschaltung mit verteilten Energiespeichern und Verfahren zur Steuerung einer derartigen Stromrichterschaltung," *Patentschrift DE 101 03 031 B4*, 2001.
- [12] R. H. Baker and L. H. Bannister, "Electric power converter," no. US Patent 3867643, 1975.
- [13] H. Weißheimer, "Die Asynchronmaschine mit Gleichstrom erregt als Bremsen," *Archiv für Elektrotechnik*, vol. 28, no. 8, pp. 487–492, 1934.
- [14] F. Helling, S. Goetz, and T. Weyh, "A battery modular multilevel management system (BM3) for electric vehicles and stationary energy storage systems," in *Power Electronics and Applications (EPE'14-ECCE Europe), 2014 16th European Conference on*, 2014, pp. 1–10.

A.2.

Inverter and Battery Drive Cycle Efficiency Comparisons of CHB and MMSP Traction Inverters for Electric Vehicles

Anton Kersten¹, Manuel Kuder², Emma Grunditz¹, Zeyang Geng¹, Evelina Wikner¹,
Torbjörn Thiringer¹, Thomas Weyh², and Richard Eckerle²

¹Chalmers University of Technology, Gothenburg, Sweden

Email: kersten@chalmers.se

²University of the German Federal Armed Forces, Munich, Germany

Email: manuel.kuder@unibw.de

September 2019

Keywords

«Battery», «Cascaded», «Conduction losses», «Efficiency», «Electric vehicle», «H-bridge»
«IGBT», «MOSFET», «Multilevel converter», «Multilevel system», «Switching losses».

Abstract

This paper investigates the performance of several inverter types for electric vehicles. A standard two-level and two seven-level multilevel inverters, a cascaded H-bridge (CHB) and a modular multilevel series parallel (MMSP) inverter, are considered. Based on the AC impedance spectra measured on a single battery cell, the battery pack impedances of the multilevel and two-level inverter systems are modeled. The inverter losses are modeled using the semiconductors' datasheets. Based on the loss models, the inverter and battery efficiency during different driving cycles are assessed. In comparison to the two-level inverter system, the multilevel inverter drivetrains show an increased drivetrain efficiency, despite increased battery losses. The MMSP topology showed the best result. In comparison to the CHB topology, the battery losses were reduced by the MMSP inverter system.

Introduction

In vehicle-traction applications the two-level inverter typology is widely spread and vastly used, due to its maturity [1, 2]. However, emerging multilevel inverter topologies offer several advantages compared to common two-level inverters regarding drive cycle efficiency [3, 4, 5], especially in partial load operation [6, 7], low-order harmonic and EMI emissions [8], and redundant operation during fault condition [9]. Nevertheless, the disadvantages are an increased control effort and an increased system complexity.

In [7], the drive cycle efficiency of a cascaded H-bridge (CHB) multilevel inverter, based on low voltage MOSFETs, is compared with a two-level inverter using silicon carbide MOSFETs or IGBTs. Within this investigation, the CHB inverter shows the best drive cycle efficiency, but the battery losses are neglected. A similar drive cycle comparison can be found in [10], where a battery and inverter loss comparison of a CHB and modular multilevel series parallel (MMSP) converter is carried out. However, in their investigation, the reverse conduction of the MOSFETs, as described in [11], is not considered, the battery modeling is simplified, the generator operation is not distinguished from the motor operation, and the voltage level of the DC-link and output voltage is unreasonably varied for the different inverter topologies.

Therefore, this paper shows a fair drive cycle comparison of a two-level inverter, utilizing IGBTs or MOSFETs, and two seven-level multilevel inverters, a cascaded H-bridge (CHB) and a modular multilevel series parallel (MMSP) inverter, using low voltage MOSFETs. For the analysis the reverse conduction of the MOSFETs is considered, generator and motor operation are distinguished and the battery packs are modeled, based on measurements performed on a single battery cell, according to the Randles model with three RC-elements [12]. Furthermore, the battery and the inverter losses are separately quantified.

Inverter Topologies

The classical two-level inverter system is supplied by one battery pack and one half-bridge is used for each phase, as shown in Fig. 1(a). The CHB and the MMSP converter consist of several series connected sub-modules per phase as shown in Fig. 1(b) [10, 13]. In the CHB converter, the battery modules can be individually bypassed or inserted in forward and reverse direction, and the MMSP converter can additionally parallelize the battery packs in each phase, if the desired output voltage is low. In this manner, the overall battery losses can be reduced by the MMSP topology, which is beneficial at low speeds.

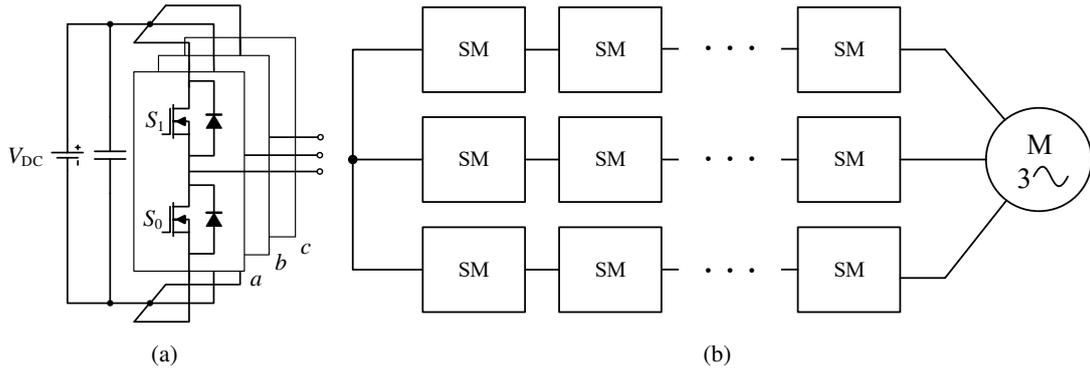


Fig. 1: (a) Classical two-level inverter topology and (b) structure of the CHB/MMSP topology.

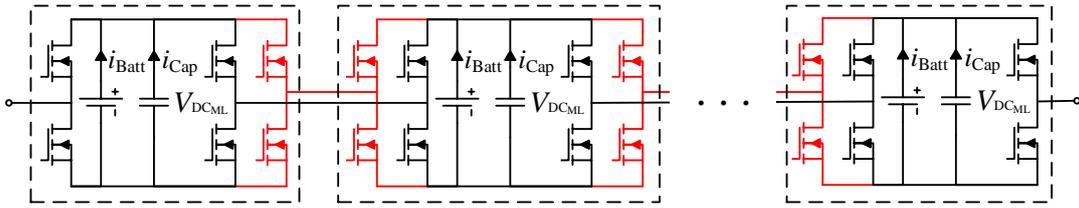


Fig. 2: CHB inverter submodules and additional half-bridges of the MMSP topology marked in red.

Modeling Battery Losses

The battery pack's impedance can be modeled as described in [12], using a three time constant model with a series inductance and resistance. Consequently, the impedance network with a parallel DC-link capacitor can be modeled as shown in Fig. 3. Using the simulated DC-link current, the ohmic battery losses can be determined by the voltage drop across the resistances, including the capacitor's equivalent series resistance R_{ESR} . For the calculation of the battery pack impedances a reference battery cell was

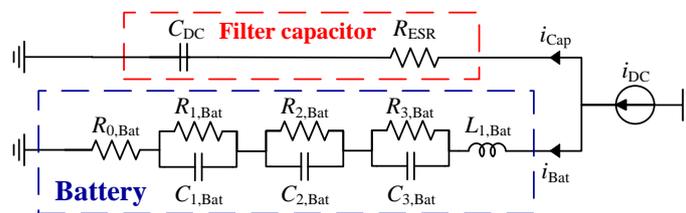


Fig. 3: Battery impedance network with parallel capacitor and injected DC link current [12].

used. The cylindrical, 18650 high-energy cell chosen is manufactured by LG Chem. It has a nominal voltage of 3.72 V and a rated capacity of 2800mAh, which corresponds to about 10.42 Wh [14]. The impedance of the cell was determined at room temperature using an AC impedance-spectroscopy, as

shown in Fig. 4. Different state of charge (SOC) conditions and a frequency range from 10 mHz to 10 kHz were considered. A least-square approach was used to extract the cell parameters for a characteristic SOC of 50 %, which are shown in Table I. From Fig. 4(b) it can be seen that the chosen parameters comply with the measured impedance within a frequency range from a couple of hundred mHz to 4 kHz.

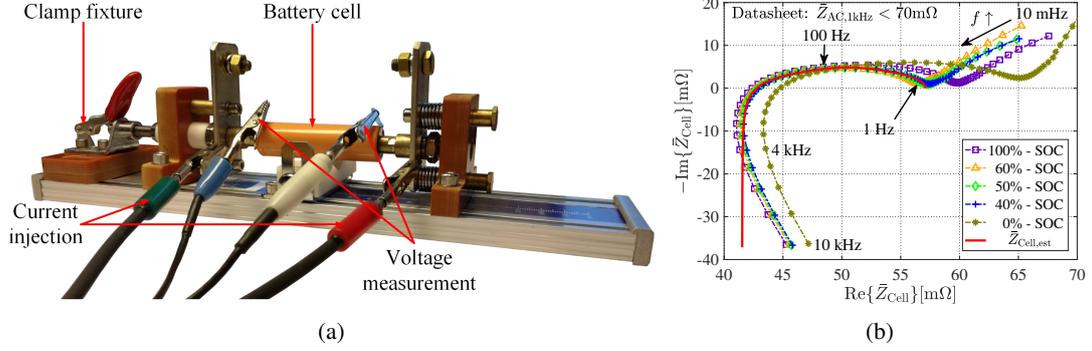


Fig. 4: (a) Battery cell test fixture and (b) impedance plot of the high energy cell for different SOC levels.

Table I: Battery cell parameters

R0 [mΩ]	R1 [mΩ]	R2 [mΩ]	R3 [mΩ]	C1 [mF]	C2 [mF]	C3 [F]	L [nH]
41.53	5.02	7.32	3.23	75.44	339.5	3.625	590.8

Modeling Inverter Losses

The switching and conduction losses of the used IGBTs and MOSFETs are modeled using a lookup-table approach, as described in [4], using datasheet values. The datasheet switching losses of the IGBTs are scaled according to [15] as

$$E_{\text{switch}} = E_{\text{nom}} \cdot \left(\frac{i}{i_{\text{nom}}}\right)^{K_i} \cdot \left(\frac{V_{\text{DC}}}{V_{\text{nom}}}\right)^{K_v} \quad \text{with} \quad \begin{cases} K_{i,\text{IGBT}} \simeq 1, K_{i,\text{Diode}} \simeq 0.6 \\ K_{v,\text{IGBT}} \simeq 1.3 \dots 1.4, K_{v,\text{Diode}} \simeq 0.6 \end{cases} \quad (1)$$

The junction temperatures T_J of the semiconductors are modeled using a thermal RC-network, as shown in Fig. 5. Assuming an equal loss distribution among the switches, the thermal resistance $R_{\text{th,JS}}$ can be divided by the number of switches N_{Sw} . A cooling plate is used as a heatsink, modeled by an RC element. The coolant's temperature can vary, depending on the flow velocity and the ambient temperature, within a range from 50 °C up to 85 °C [15].

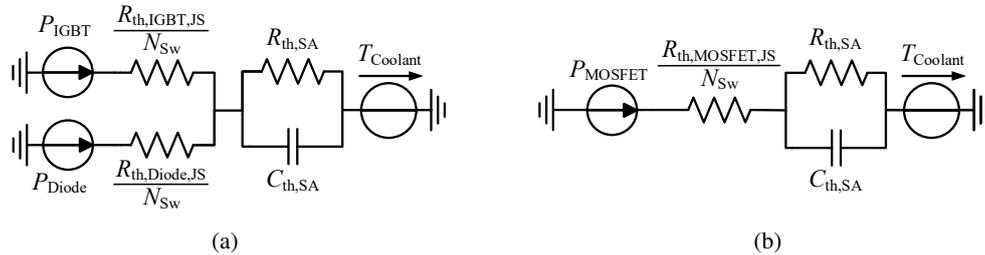


Fig. 5: Thermal model of the (a) IGBT inverter, including antiparallel diodes, and (b) the MOSFET inverter.

Motor and Vehicle Dynamics

The electromagnetic torque of an interior permanent magnet machine is dependent on the inductance difference in dq-reference and the magnetic constant Ψ_m , as can be described as

$$T_{\text{elec}} = \frac{3n_p}{2} [(L_d - L_q)i_d i_q + \Psi_m i_q] \quad (2)$$

The motor's currents can be controlled using an MTPA and MTPV control strategy or these can be controlled, as described in [16, 17], to account for the nonlinearities of the electric motor in order to achieve an optimal motor efficiency. At steady state, a torque equilibrium of the electrical (T_e) and mechanical torque (T_m) is achieved. Therefore, the gearbox ratio and the gearbox's efficiency can be considered as

$$T_e = T_m = \frac{T_{\text{wheel}}}{G_r \eta_G^{\text{sgn}(T_{\text{wheel}})}} \quad (3)$$

$$\frac{\omega_e}{n_p} = \omega_{\text{motor}} = \omega_r = \omega_{\text{wheel}} G_r \quad (4)$$

Here, the torque, acting on the wheels, can be calculated by the product of the sum of forces acting on the car and the wheels' radius as

$$T_{\text{wheel}} = r_{\text{wheel}} F_{\text{net}} \quad (5)$$

The overall forces acting on the vehicle in longitudinal direction consists of the sum of the rolling/friction resistance, aero dynamic drag, road gradient and acceleration force as

$$F_{\text{net}} = F_{\text{rolling}} + F_{\text{aero}} + F_{\text{gradient}} + F_{\text{acceleration}} \quad (6)$$

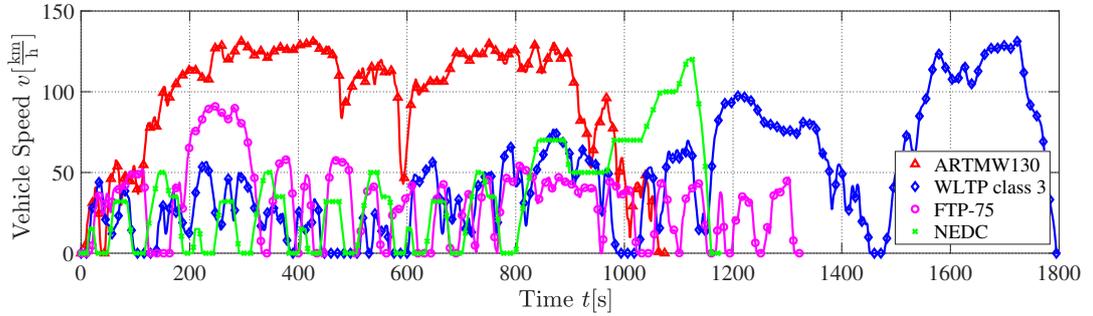
$$F_{\text{acceleration}} = (m_{\text{veh}} + m_{\text{occ}}) a \quad (7)$$

$$F_{\text{airdrag}} = 0.5 \rho_{\text{air}} C_d v^2 A \quad (8)$$

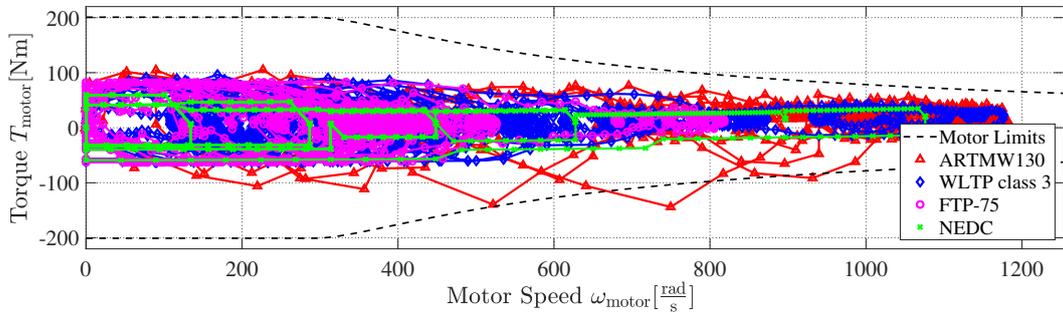
$$F_{\text{rolling}} = (m_{\text{veh}} + m_{\text{occ}}) g C_r \cos(\alpha) \quad (9)$$

$$F_{\text{gradient}} = (m_{\text{veh}} + m_{\text{occ}}) g \sin(\alpha) \quad (10)$$

Fig. 6(a) shows four different driving cycles, resembling typical vehicle loads for city driving (FTP-75),



(a)



(b)

Fig. 6: (a) Driving cycles and (b) the corresponding motor operating points for a small passenger vehicle.

highway driving (ARTMW130) and test procedure driving (WLTP, NEDC). In Fig. 6(b) the resulting motor operating points, calculated from (3) to (10), are depicted.

Case Setups and Drive Cycle Simulation

Drivetrain Setups

For the simulation case setup, a small passenger car driven by an interior permanent magnet machine is considered. The chosen vehicle and motor parameters are shown in Table II. The reference two-

Table II: Passenger car and motor model parameters

(a) Vehicle			(b) Motor		
	Value	Unit		Value	Unit
Vehicle mass m_{veh}	1500	kg	Stator resistance R_s	20	m Ω
Occupant weight m_{occ}	75	kg	D-axis inductance L_d	250	μ H
Frontal area A	2.2	m ²	Q-axis inductance L_q	700	μ H
Drag coefficient C_d	0.30		Flux constant ψ_m	75	mWb
Rolling resistance C_r	0.012		Pole pairs n_p	4	
Wheel radius r_{wheel}	0.316	m	Max torque T_{max}	200	Nm
Gear box ratio G_r	10.2		Max phase current I_{RMS}	190	A
Gearbox efficiency η_G	95	%	Max phase voltage \hat{V}_{Peak}	200	V
Top speed v_{max}	140	km/h	Max speed n	12000	rpm

level inverter system comprises a 400 V battery with an overall battery capacity of about 45 kWh. The number of submodules m per phase of the CHB and MMSP inverter is chosen to be three, achieving seven voltage levels per phase. To achieve the desired inverter output voltage, space vector modulation is used for the two and the seven-level inverters, using a switching frequency of $f_{sw} = 10$ kHz. Thus, the nominal battery pack voltage of the multilevel inverters can be scaled relative to the battery system of the two-level inverter as

$$V_{Bat,ML} = \frac{V_{Bat,2L}}{2m} = 66.6 \text{ V} \quad (11)$$

and the battery pack capacity as

$$C_{Bat,ML} = \frac{C_{Bat,2L}}{3m} = 5 \text{ kWh} \quad (12)$$

The number of series battery cells of the 400 V reference battery can be easily calculated as

$$n_{s,2L} = \frac{400 \text{ V}}{3.72 \text{ V}} = 108 \quad (13)$$

Thus, the overall number of battery cells can be obtained by the capacity as

$$n_{cells,2L} = \frac{45 \text{ kWh}}{10.42 \text{ Wh}} = 4319 \rightarrow 4320 \quad (14)$$

which gives a number of parallel strands as $n_{p,2L} = 40$. Consequently, the number of parallel and series cells for one battery pack of the CHB and MMSP converter can be calculated in a similar manner as follows:

$$n_{s,ML} = \frac{66.6 \text{ V}}{3.72 \text{ V}} = 18 \quad (15)$$

$$n_{p,ML} = \frac{n_{cells,2L}}{3m \cdot n_{s,ML}} = \frac{4320}{9 \cdot 18} = 27 \quad (16)$$

From the series and parallel cells, the battery pack impedance of the two-level and the multilevel can be calculated with respect to a single battery cell as:

$$Z_{2L} = \frac{n_{s,2L}}{n_{p,2L}} Z_{cell} = N_{B,2L} Z_{cell} = 2.7 \cdot Z_{cell} \quad (17)$$

$$Z_{ML} = \frac{n_{s,ML}}{n_{p,ML}} Z_{cell} = N_{B,ML} Z_{cell} = 0.66 \cdot Z_{cell} \quad (18)$$

The chosen DC link capacitor of the two-level inverter, as analysed in [18], has an $R_{ESR} = 2.5 \text{ m}\Omega$ and a capacitance of $C_{DC} = 540 \mu\text{F}$. For the multilevel inverters, the single DC link capacitors of each sub-module are chosen in accordance to the energy density of the reference system as

$$C_{DC,ML} = C_{DC,2L} \frac{V_{Bat,2L}^2}{V_{Bat,ML}^2} \rightarrow C_{DC,ML} = 540 \mu\text{F} \frac{(400 \text{ V})^2}{(66 \text{ V})^2} = 20 \text{ mF} \quad (19)$$

Therefore, 20 aluminium electrolyte capacitors with an individual capacity of 1 mF [19] are connected in parallel per H-bridge. The chosen water-cooled heatsink for all inverters can be found in [20]. According to the datasheet, the thermal resistance at a water flow rate of 0.5 GPM is $R_{th,SA} = 0.016 \text{ K W}^{-1}$. The thermal capacity of the heatsink is estimated by the volume of it and the specific heat capacity of aluminium as

$$C_{th,SA} = \frac{V_{plate,Al} \rho_{Al}}{c_{Al}} = 0.247 \text{ Wh K}^{-1} \quad (20)$$

The chosen semiconductor switches for the two-level and multilevel inverter drivetrains are presented in Table III. For the two-level inverter an IGBT and a MOSFET solution are chosen, while the chosen MOSFETs can be just operated with antiparallel Schottky Diodes to lower the reverse recovery losses to a reasonable extent.

Table III: Chosen inverter semiconductor switches

Inverter	Switch	Type	$V_{blocking}$	I_{nom}	N	PPU	Cost
2-level	FS400R07A3E3 [21]	IGBT	700 V	400 A	6	341.54 € ¹	341.54 €
2-level ³	FCH023N65S3L4 [22]	MOSFET	650 V	65.8 A	30	6.56 € ²	196.8 €
	C5D5006584 [23]	Schottky Diode	650 V	50 A	30	16.11 € ²	483.3 €
CHB	IPT015N10N5 [24]	MOSFET	100 V	300 A	36	3.37 € ²	121.32 €
MMSP	IPT015N10N5 [24]	MOSFET	100 V	300 A	60	3.37 € ²	202.20 €

¹ price for entire IGBT module for purchase of at least 5 units, ² price for purchase of at least 1000 units,

³ must be operated with antiparallel Schottky Diode

Simulation of Drivetrain Losses and Drive Cycle Performance

The drive cycle losses are estimated using two main steps, the loss calculation of the inverter and the battery losses, and the drive cycle analysis, as schematically depicted in Fig. 7. This approach is chosen, since a complete simulation of a driving cycle would require a very high time resolution to include every switching event, which in turn requires extensive computational memory. Therefore, at first, the battery and inverter losses for the entire operating range of the drivetrains are determined with the software tools MATLAB Simulink and Plexim's PLECS. A temperature dependence of the inverter losses is considered and the losses are determined for a junction temperature range from 50 °C to 100 °C using a stepsize of 10 K. Regarding the battery, it is assumed that the battery impedance is constant throughout the driving cycles, since the battery's thermal time constant is much larger than the driving cycles' durations and the drawn energy during a driving cycle does not essentially alter the SOC of the battery. After obtaining the loss maps, a lookup table approach is used to determine the drive cycle losses. With the given speed and acceleration profile of the corresponding driving cycle, the operating point of the drivetrains can be calculated using MATLAB Simulink. Using the previously created loss maps, the inverter and battery

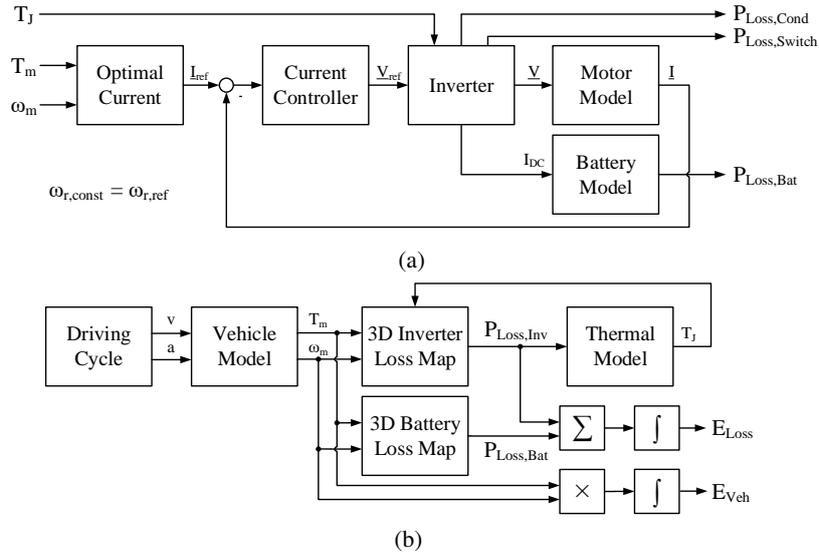


Fig. 7: Schematic of (a) the battery and inverter loss simulation, and (b) the drive cycle analysis.

losses can be determined for each time instant of the driving cycle.

Drive Cycle Evaluation

Drivetrain Efficiency

As mentioned before, the battery and inverter losses of the different drive systems are first obtained from simulations for the entire operating range of the drivetrain. Fig. 8 depicts the battery efficiency of the two-level inverter system, determined by the battery losses of the IGBT or MOSFET solution. The battery efficiency reduces with increasing speed and increasing motor torque. In comparison to that, Fig. 9

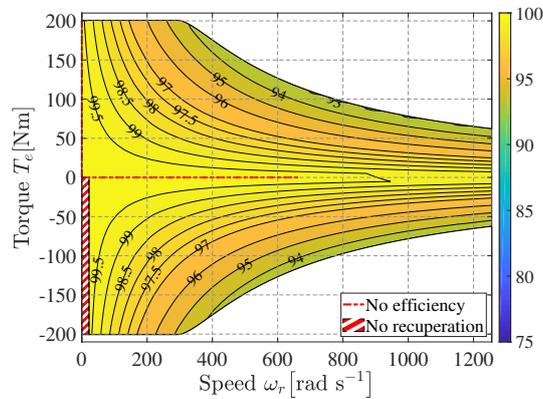


Fig. 8: Battery efficiency map for the two-level IGBT or MOSFET inverter system.

shows the battery efficiency of the CHB and MMSP inverters, respectively. Since the motor currents are intermittently conducted through the battery packs, the CHB inverter's battery system shows a reduced efficiency, especially below rated speed. In comparison to the CHB inverter, the MMSP inverter reduces the losses below rated speed, whereas the losses at high speed are just marginally reduced. Since the battery impedance per phase is varying with the modulation index, the isopotential lines of the efficiency are not as smooth as for the two-level inverter system. From the efficiency maps, it is seen that the two-level inverter shows the lowest battery losses at any operating point.

Fig. 10 shows an excerpt of the efficiency maps of the considered inverters for a junction temperature of 70°C. The multilevel inverters show a high efficiency at partial loading and low speed. Furthermore, their peak efficiency is increased in comparison to the IGBT and MOSFET two-level in-

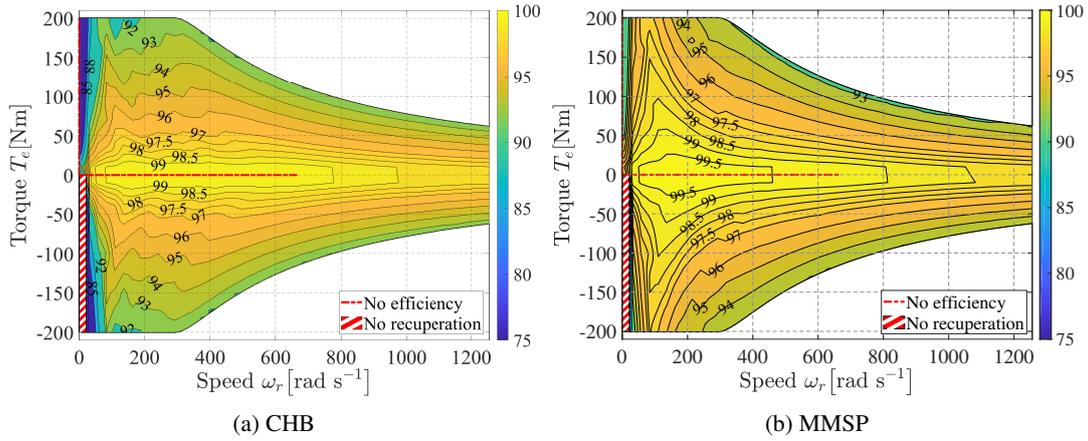


Fig. 9: Battery efficiency maps for the (a) CHB and (b) MMSP inverter setup.

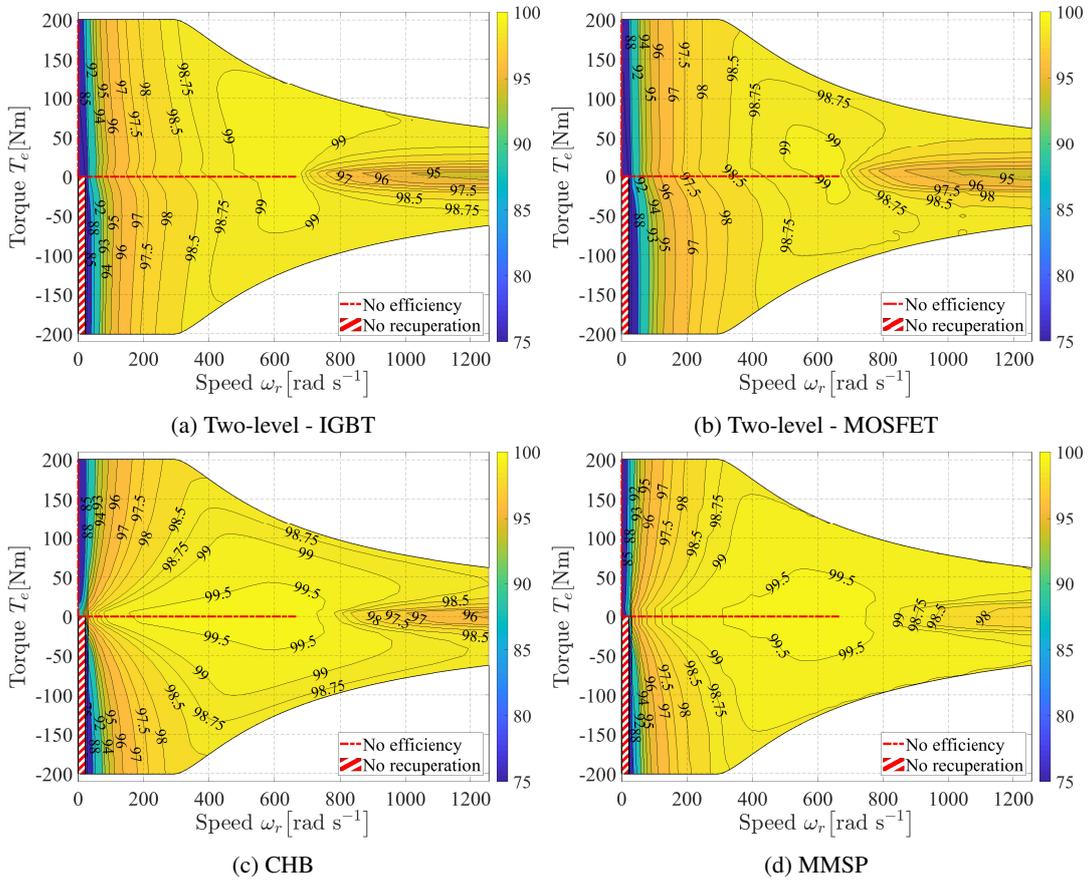


Fig. 10: Inverter efficiency maps for the (a) two-level IGBT, (b) two-level MOSFET, (c) CHB and (d) MMSP setup at $T_j = 70^\circ\text{C}$.

verter systems. It can be seen that the two-level MOSFET inverter shows the lowest efficiency for any operating point.

Drive Cycle Performance

Within this section the obtained drive cycle results are given, while a greater emphasis is given to the WLTP driving cycle, since it is a global standard for determining emission values and fuel consumption.

Figs. 11(a) and 11(b) show the battery and inverter losses of the different inverter setups during

the WLTP driving cycle. It can be seen that the battery losses are about three times as high as the inverter losses. The obtained junction temperatures, utilizing the previously described thermal models, for the

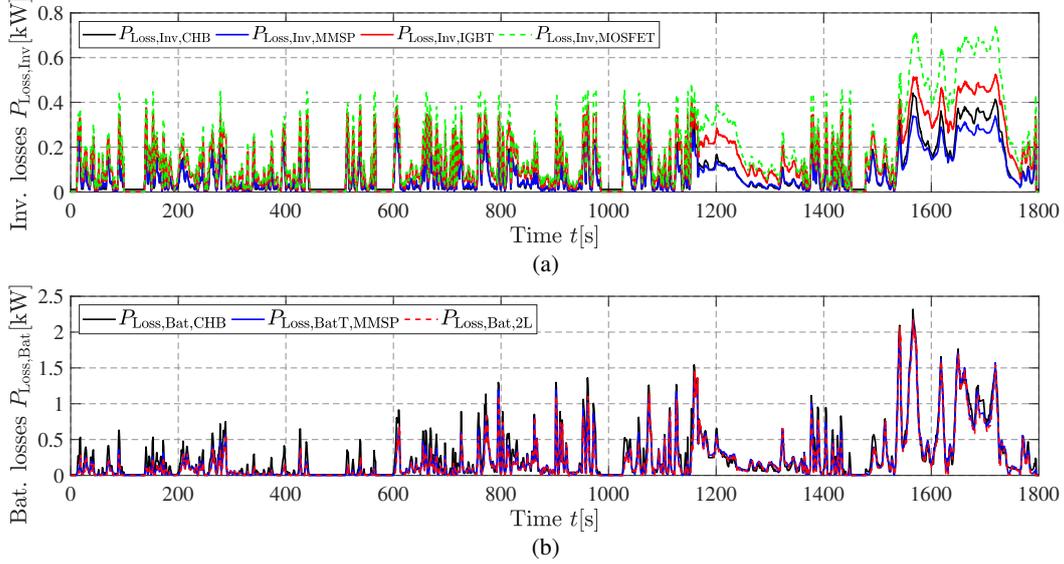


Fig. 11: Comparison of the (a) battery and (b) inverter losses for the WLTP driving cycle.

WLTP driving cycle are shown in Fig. 12. The CHB and the MMSP inverter achieve a reduced junction temperature compared to the MOSFET and the IGBT two-level inverter systems. Finally, Table IV shows

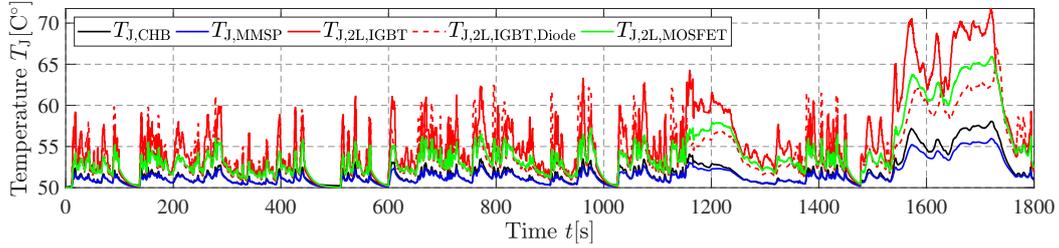


Fig. 12: Junction temperatures of the semiconductor switches during the WLTP driving cycle.

the obtained overall energy losses for the WLTP driving cycle. Here, the MMSP and the CHB show the

Table IV: WLTP - Drive cycle evaluation

	2-L (IGBT)	2-L (MOSFET)	CHB	MMSP
BEV consumption [kWh]	2.9303	2.9492	2.9309	2.9057
Electrical load [kWh]	2.7614	2.7614	2.7614	2.7614
Conduction losses [kWh]	0.0499	0.0211	0.0364	0.0250
Switching losses [kWh]	0.0206	0.0684	0.0053	0.0119
Inverter losses [kWh]	0.0706	0.0895	0.0416	0.0369
Inverter efficiency [%]	97.51	96.86	98.52	98.68
Battery losses [kWh]	0.0983	0.0983	0.1279	0.1074
Battery efficiency [%]	96.65	96.67	95.64	96.31
Overall losses [kWh]	0.1689	0.1878	0.1695	0.1443
Overall efficiency [%]	94.24	93.63	94.22	95.03

highest inverter efficiency, whereas the battery efficiency is decreased in comparison to two-level inverter systems. Regarding the combined drive cycle efficiency, it can be seen that the MMSP inverter achieved

the best result. The CHB inverter is competitive with the chosen two-level IGBT inverter system, whereas the two-level MOSFET inverter system shows the worst result.

Table V shows the obtained efficiency results for the Artemis 130, the NDEC and the FTP-75 driving cycles. The results of Artemis and NEDC are similar to that of the WLTP. However, during FTP75, the CHB inverter shows the worst result.

Table V: Drive cycle evaluation

(a) Artemis 130 (Highway)

	2-L (IGBT)	2-L (MOSFET)	CHB	MMSP
BEV consumption [kWh]	5.2456	5.2824	5.2437	5.2166
Electrical load [kWh]	4.9310	4.9310	4.9310	4.9310
Conduction losses [kWh]	0.0688	0.0384	0.0654	0.0446
Switching losses [kWh]	0.0334	0.1007	0.0070	0.0150
Inverter losses [kWh]	0.1022	0.1391	0.0724	0.0597
Inverter efficiency [%]	97.97	97.26	98.55	98.80
Battery losses [kWh]	0.2124	0.2124	0.2403	0.2259
Battery efficiency [%]	95.95	95.98	95.42	95.67
Overall losses [kWh]	0.3146	0.3514	0.3127	0.2856
Overall efficiency [%]	94.00	93.35	94.04	94.53

(b) NEDC (New European Driving Cycle)

	2-L (IGBT)	2-L (MOSFET)	CHB	MMSP
BEV consumption [kWh]	1.1743	1.1816	1.1702	1.1617
Electrical load [kWh]	1.1105	1.1105	1.1105	1.1105
Conduction losses [kWh]	0.0227	0.0082	0.0141	0.0099
Switching losses [kWh]	0.0088	0.0305	0.0026	0.0057
Inverter losses [kWh]	0.0315	0.0387	0.0167	0.0155
Inverter efficiency [%]	97.24	96.63	98.52	98.62
Battery losses [kWh]	0.0323	0.0323	0.0430	0.0357
Battery efficiency [%]	97.25	97.27	96.32	96.93
Overall losses [kWh]	0.0638	0.0710	0.0597	0.0512
Overall efficiency [%]	94.57	93.99	94.90	95.59

(c) FTP-75 (city)

	2-L (IGBT)	2-L (MOSFET)	CHB	MMSP
BEV consumption [kWh]	1.0840	1.0921	1.0923	1.0705
Electrical load [kWh]	1.0112	1.0112	1.0112	1.0112
Conduction losses [kWh]	0.0294	0.0112	0.0199	0.0136
Switching losses [kWh]	0.0107	0.0371	0.0030	0.0074
Inverter losses [kWh]	0.0401	0.0483	0.0229	0.0210
Inverter efficiency [%]	96.18	95.44	97.78	97.96
Battery losses [kWh]	0.0326	0.0326	0.0581	0.0382
Battery efficiency [%]	96.99	97.01	94.68	96.43
Overall losses [kWh]	0.0728	0.0809	0.0810	0.0592
Overall efficiency [%]	93.29	92.59	92.58	94.47

Conclusion

This paper presents a drive cycle comparison of two-level inverter systems, utilizing IGBTs or MOSFETs, and two seven-level inverters, a CHB and an MMSP inverter, utilizing low voltage MOSFETs.

From the efficiency maps at constant junction temperature, it has been seen that the MOSFET

multilevel inverters showed a high inverter efficiency at partial loading and their peak efficiency was increased in comparison to the two-level inverter solutions. The MMSP inverter has shown a slightly higher efficiency than the CHB inverter. On the contrary, the classical two-level inverter has shown the best result regarding battery efficiency, especially at low speed. Since the phase current is intermittently conducted through the battery packs in the multilevel inverters, the battery losses are increased in comparison to the two-level inverter system. The MMSP inverter reduces the battery losses below rated speed compared to the CHB inverter, whereas the losses at high speed were just marginally affected.

Using different drive cycles as the weighting of the inverter and battery losses, it has been seen that the MMSP inverter achieved the best overall efficiency for all four selected driving cycles. The efficiency of the CHB inverter system was competitive with the two-level IGBT solution for three of the chosen driving cycles. The IGBT two-level inverter was better than the CHB inverter only for the city cycle FTP75. Furthermore, it was seen that using a two-level inverter system with MOSFETs is not a suitable solution, neither from a cost nor efficiency perspective.

References

- [1] E. A. Grunditz and T. Thiringer, "Performance analysis of current bevs based on a comprehensive review of specifications," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 2, no. 3, pp. 270–289, Sep. 2016.
- [2] E. Arfa Grunditz and T. Thiringer, "Characterizing bev powertrain energy consumption, efficiency, and range during official and drive cycles from gothenburg, sweden," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 65, no. 6, pp. 3964–3980, June 2016.
- [3] O. Josefsson, T. Thiringer, S. Lundmark, and H. Zelaya, "Evaluation and comparison of a two-level and a multilevel inverter for an ev using a modulized battery topology," in *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Oct 2012, pp. 2949–2956.
- [4] A. Kersten, E. Grunditz, and T. Thiringer, "Efficiency of active three-level and five-level npc inverters compared to a two-level inverter in a vehicle," in *2018 20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18 ECCE Europe)*, Sep. 2018, pp. P.1–P.9.
- [5] O. Josefsson, A. Lindskog, S. Lundmark, and T. Thiringer, "Assessment of a multilevel converter for a phev charge and traction application," in *The XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010*, Sep. 2010, pp. 1–6.
- [6] F. Chang, O. Ilina, O. Hegazi, L. Voss, and M. Lienkamp, "Adopting mosfet multilevel inverters to improve the partial load efficiency of electric vehicles," in *2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe)*, Sept 2017, pp. P.1–P.13.
- [7] F. Chang, O. Ilina, M. Lienkamp, and L. Voss, "Improving the overall efficiency of automotive inverters using a multilevel converter composed of low voltage si mosfets," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 4, pp. 3586–3602, April 2019.
- [8] O. Josefsson, *Investigation of a Multilevel Inverter for Electric Vehicle Applications*. Doctoral Thesis at Chalmers University of Technology, Gothenburg, Sweden, 2016.
- [9] A. Kersten, K. Oberdieck, A. Bubert, M. Neubert, E. Grunditz, T. Thiringer, and R. W. De Doncker, "Fault detection and localization for limp home functionality of three-level npc inverters with connected neutral point for electric vehicles," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, pp. 1–1, 2019.
- [10] C. Korte, E. Specht, M. Hiller, and S. Goetz, "Efficiency evaluation of mmspc/chb topologies for automotive applications," in *2017 IEEE 12th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, Dec 2017, pp. 324–330.

- [11] A. Acquaviva and T. Thiringer, "Energy efficiency of a sic mosfet propulsion inverter accounting for the mosfet's reverse conduction and the blanking time," in *2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe)*, Sept 2017, pp. P.1–P.9.
- [12] Y. Cao, R. C. Kroeze, and P. T. Krein, "Multi-timescale parametric electrical battery model for use in dynamic electric vehicle simulations," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 2, no. 4, pp. 432–442, Dec 2016.
- [13] F. Helling, M. Kuder, A. Singer, S. Schmid, and T. Weyh, "Low voltage power supply in modular multilevel converter based split battery systems for electrical vehicles," in *2018 20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18 ECCE Europe)*, Sep. 2018, pp. P.1–P.10.
- [14] LG Chem, "Product Description: ICR18650 C2 2800mAh," https://www.batteryspace.com/products/5702_5.pdf, (Accessed on 05/04/2019).
- [15] E. Grunditz, *Design and Assessment of Battery Electric Vehicle Powertrain, with Respect to Performance, Energy Consumption and Electric Motor Thermal Capability*. Doctoral Thesis at Chalmers University of Technology, Gothenburg, Sweden, 2016.
- [16] A. Rabiei, T. Thiringer, M. Alatalo, and E. A. Grunditz, "Improved maximum-torque-per-ampere algorithm accounting for core saturation, cross-coupling effect, and temperature for a pmsm intended for vehicular applications," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 2, no. 2, pp. 150–159, June 2016.
- [17] A. Rabiei, T. Thiringer, and J. Lindberg, "Maximizing the energy efficiency of a pmsm for vehicular applications using an iron loss accounting optimization based on nonlinear programming," in *2012 XXth International Conference on Electrical Machines*, Sep. 2012, pp. 1001–1007.
- [18] A. Holm, *SiC converter for electrical vehicle - DC-link ripple*. Master Thesis at Chalmers University of Technology, Gothenburg, Sweden, 2016.
- [19] Digi-Key, "EKZN101ELL102MM40S Capacitor - United Chemi-Con," <https://www.digikey.de/product-detail/de/united-chemi-con/EKZN101ELL102MM40S/565-4153-ND/4843963>, (Accessed on 05/04/2019).
- [20] AVID, "Hi-Contact 6-Pass Cold Plate," https://www.shopavid.com/images/Product/images/Hi-Contact%206-Pass%20Datasheet_September%202018_A02.pdf, (Accessed on 05/05/2019).
- [21] Mouser Germany, "FS400R07A3E3 IGBT Module - Infineon Technologies," <https://www.mouser.de/ProductDetail/Infineon-Technologies/FS400R07A3E3?qs=sGAEpiMZZMshyDBzk1%2FWi9eRZbMS8egi7PbmlBZW4DTd0qnoL8YeOA%3D%3D>, (Accessed on 05/04/2019).
- [22] —, "FCH023N65S3L4 MOSFET - Fairchild," <https://eu.mouser.com/ProductDetail/ON-Semiconductor-Fairchild/FCH023N65S3L4?qs=%2Fha2pyFaduhagngXRJlxNPoYnp%252BiEMqcVLI9M9%2FdVGGGrPMuKGXQw%3D%3D>, (Accessed on 05/04/2019).
- [23] Mouser Europe, "C5D50065D Wolfspeed SiC Schottky Diode - Cree Inc.," <https://eu.mouser.com/ProductDetail/Wolfspeed-Cree/C5D50065D?qs=%2Fha2pyFaduhmv9sDnjvt0d4PibSrCOZu4tH6R9zmXNLYhtvHf1W9og==>, (Accessed on 05/09/2019).
- [24] Mouser Germany, "IPT015N10N5 MOSFET - Infineon Technologies," <https://eu.mouser.com/ProductDetail/Infineon-Technologies/IPT015N10N5ATMA1?qs=%2Fha2pyFadugSmf5FOGPdgNsXqw1rki1BxHCGVLKn37y3DCJRwbhxeg%3D%3D>, (Accessed on 05/05/2019).

A.3.

Exponential Modular Multilevel Converter for Low Voltage Applications

Manuel Kuder¹, Anton Kersten², Lukas Bergmann³, Richard Eckerle²,
Florian Helling¹, and Thomas Weyh¹

¹University of the German Federal Armed Forces, Munich, Germany
Email: manuel.kuder@unibw.de

²Chalmers University of Technology, Gothenburg, Sweden
Email: kersten@chalmers.se

³Technical University of Munich, Munich, Germany
Email: lukas.bergmann@tum.de

September 2019

Keywords

«Car Charger», «Cascaded», «dSPACE», «Electric vehicle», «Exponential Modular Multi-level Converter», «H-bridge», «MOSFET»; «Multi-level inverter», «Multilevel system».

Abstract

This paper presents the structure and control of a single phase Exponential Modular Multilevel Converter (EMMC), which works as a bidirectional AC/DC converter. In addition to the main H-bridge converter, it uses series connected H-bridges with DC link capacitors. The nominal voltage rating of the capacitors is increased with each module by factor of two. In this manner, the number of output voltage levels exponentially increases with the number of series connected H-bridges. By using low-voltage MOSFETs it is possible to achieve a very high efficiency, especially at partial loading. The high number of voltage levels reduces the output voltage THD, while using a low switching frequency. Thus, the required grid filter size can be substantially reduced. Furthermore, the additional capacitor modules increase the nominal output voltage at the AC side, so that the flow of the active and reactive power can be dynamically adjusted. Therefore, the EMMC could be used, for instance, as a vehicle charger directly connected to the grid.

Introduction

In recent years, multilevel converters have been receiving increasing attention throughout a wide range of applications [1], for example in power systems [2], transportation electrification [3, 4, 5, 6], energy generation/conversion, etc. In comparison to the conventional two-level converter, multilevel converters have several advantages, so that these can achieve a high system efficiency, resulting in an increased power density and a reliable system design. Several multilevel converter topologies can be found in literature as for example the Neutral Point Clamped converter (NPC) [7], the Modular Multilevel Converter (MMC) [8], the Flying Capacitor Converter [9] or the Modular Multilevel Series Parallel (MMSP) converter [10]. Using asymmetrical voltage levels can increase the number of output levels exponentially, which makes the charge balancing of the DC link sources quite challenging [11].

This paper introduces a cascaded H-bridge converter using one main module for the DC source and several series connected H-bridges with capacitors. The nominal voltage rating of each capacitor module is graded by factor of two, relative to the adjacent modules. This new topology is referred to as Exponential Modular Multilevel Converter (EMMC). Additionally, a control strategy to balance the capacitor voltages is briefly explained. This type of converter enables charging a 400 V vehicle battery, directly connected to the grid, while maintaining full control of the active and reactive power flow. Furthermore, the high number of output voltage levels reduces the required grid filter size, while keeping a low switching frequency. The main technical and economical aspects for the development of multilevel converters can be summarized as follows:

- Modular realization:
 - Operational redundancy in case of inverter switch faults
 - Independence of state of the art semiconductor power devices
 - Standard components
- Multilevel waveform:
 - Expandable to achieve very low voltage steps
 - Low total harmonic distortion (THD) of the output voltage [8]

Fundamentals of Exponential Modular Multilevel Converters (EMMC)

The following section describes the topology and the operational principle of the EMMC topology. A similar converter was presented in [12] using two single phase three-level NPC inverters with one additional capacitor H-bridge module.

Operation Principle of the EMMC

Including the main converter stage, which can also be realized by an NPC inverter, the EMMC consists of series connected H-bridge modules with capacitors. The possible switching states (1, 0, -1) of each individual H-bridge module are depicted in Fig. 1.

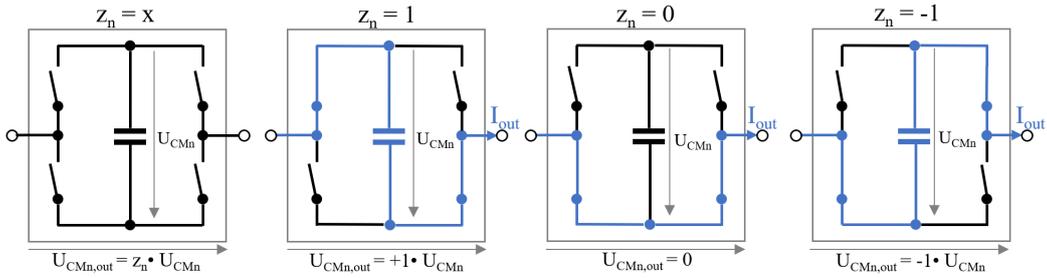


Fig. 1: Switching states of an H-bridge module: $z_n = +1$ of a H-bridge corresponds to a discharging, $z_n = -1$ to a charging and $z_n = 0$ to a bypassing of the capacitor with positive I_{out} .

Figure 2 illustrates one inverter leg or a single phase EMMC consisting of the main converter stage (MM) and 3 additional submodules (CMn). No additional external connections or energy transmission to the submodules CMn would be needed for full four-quadrant operation of the converter system. The chosen number of submodules is just an example and the number of submodules can easily be extended. To understand the basic concept, the submodules can be considered as constant voltage sources. Regardless of the sign of the output current i_{out} , each submodule can be bypassed or switched either into the corresponding phase in forward or reverse direction. To achieve the desired output voltage or a certain output

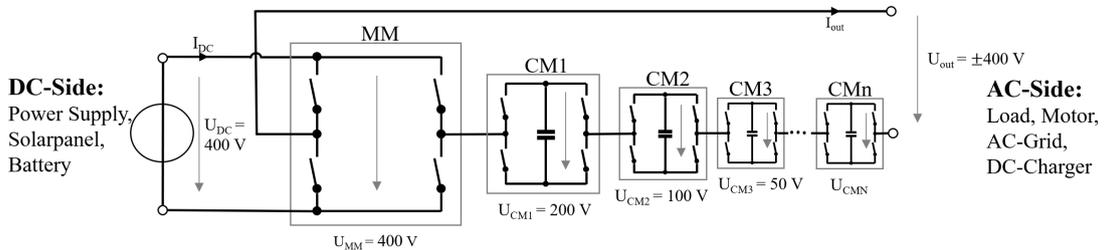


Fig. 2: EMMC with $U_{DC} = 400\text{ V}$ main module and 3 additional submodules.

voltage level, the sum of the modules' output voltages must be considered as

$$U_{out} = \sum_{n=1}^N z_n \cdot U_{DC} \cdot 2^{n-1} \quad (1)$$

Several switching combinations can be used to achieve a certain output voltage, whereas the number of redundant switching states changes with the output voltage. For example, all possible combinations to achieve an output voltage of $U_{out} = 50\text{ V}$ are shown in Table I. Charging and discharging of the capacitors is also possible for all states of U_{out} until $|U_{out}| \leq U_{DC}$.

Table I: Possible combinations to represent $U_{out} = 50\text{ V}$ or the first possible states for a 4 module configuration

Possibility	$z_1(400\text{ V})$	$z_2(200\text{ V})$	$z_3(100\text{ V})$	$z_4(50\text{ V})$	$U_{out} = \sum_{n=1}^4 z_n \cdot U_{DC} \cdot 2^{n-1} [\text{V}]$
1	0	0	0	1	50
2	0	0	1	-1	50
3	0	1	-1	-1	50
4	1	-1	-1	-1	50

This shows, that each capacitor module can be discharged ($z_n = 1$) or charged ($z_n = -1$) for a certain output voltage. Thus, the average output voltage level can be kept constant and the capacitors balanced for an infinite time by altering the switching states. Figure 3(a) shows the output voltage of the EMMC when loaded with a constant current. Furthermore, the module voltages and the used switching states

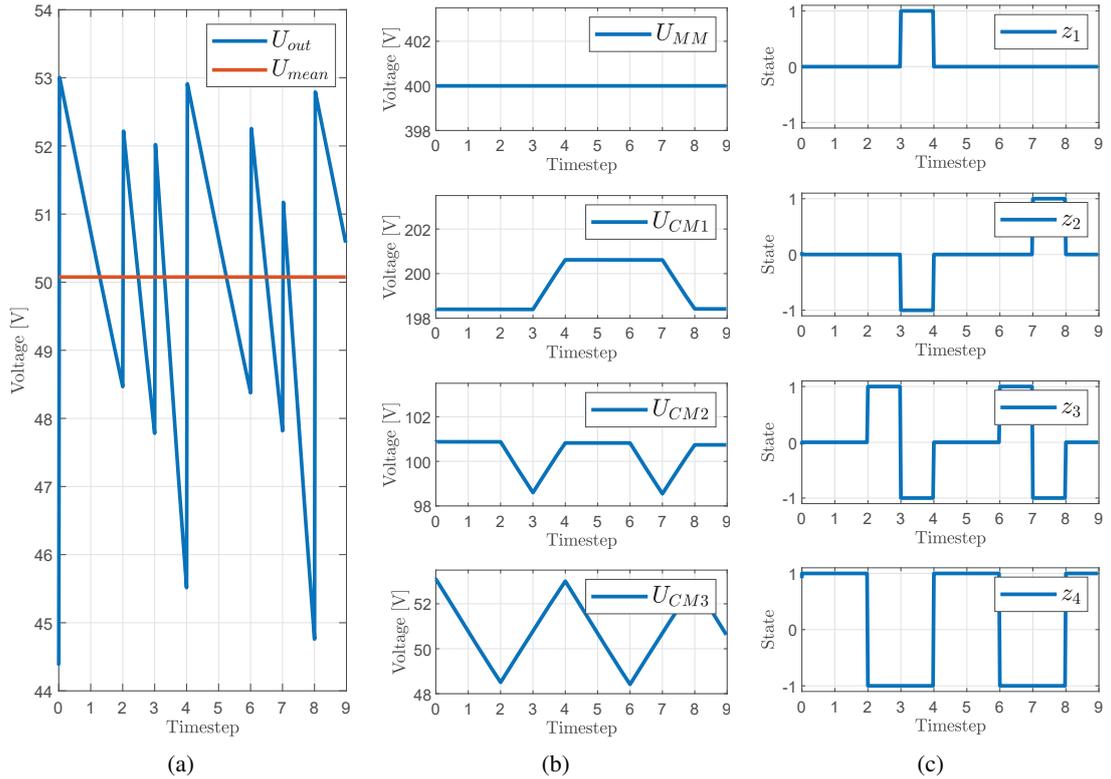


Fig. 3: (a) EMMC output voltage $U_{out} = 50\text{ V}$ with equal capacitances ($88\text{ }\mu\text{F}$) on each module, a timestep size of $\frac{1}{50\text{ kHz}} = 20\text{ }\mu\text{s}$ and an output current of $I_{out} = 5\text{ A}$. (b) Voltages of the individual modules at about nominal Voltage. (c) Switching states z_n of the modules to hold the nominal Voltage.

are depicted in Fig. 3(b) and 3(c), respectively. It can be seen, that the output voltage is kept at about 50 V by altering the switching states, charging and discharging the capacitors. It should be noted that the capacitor balancing must be executed with a several times higher control frequency than the output

voltage modulation frequency. The balancing of the voltages for an infinite time means that the quality of the output signal just depends on the capacitance/switching frequency (quality of holding a stage) and number of modules (high resolution).

Voltage Stage Height of the Output

The IEC61727 standard limits the harmonic current components and the current THD of grid connected converters. According to the IEC norm, the maximum current THD should be lower than 5.0% and the harmonic current components in the order of 3-9, 11-15, 17-21 and 23-33 should be limited to 4.0%, 2.0%, 1.5% and 0.6%, respectively.

Figure 4(a) depicts the output levels relative to the number of series modules for the EMMC and the H-bridge MMC. To compare the number of output voltage levels, the possible number of an MMC can be calculated as

$$n_{\text{MMC}} = N + 1 \quad (2)$$

and for an EMMC as

$$n_{\text{EMMC}} = 2^N + 1 \quad (3)$$

For a converter with four modules per phase ($N = 4$), the possible number of output levels for an MMC is $n_{\text{MMC}} = 5$, whereas the EMMC can achieve up to $n_{\text{EMMC}} = 17$ levels. This influences the output voltage THD. Therefore, the relationship between the number of series modules and the resulting voltage THD, using a pure resistive load, is shown in Fig. 4(b). Here, the capacitors are considered as constant voltage sources, which is of course only the case with extremely large capacitors. The output voltage of the converter is modulated using the fundamental switching technique nearest level control [13, 14]. From 4(b) it can be seen that voltage THD of the EMMC with a minimum stepsize of 50 V and four series modules is about 4.84%. Furthermore, 4(c) compares the normalized voltage harmonics with the IEC requirement on the current harmonics and it can be seen that the normalized voltage harmonics comply with the required normalized current harmonics. This, in turn, means that the current harmonics and the current THD of the EMMC fulfills the requirement of the IEC standard and, thus, the required grid filter theoretically becomes negligibly small (assuming a reasonable fundamental component). This conclusion assumes constant voltage sources in comparison to the capacitors being used, which have to be kept at a constant voltage through charging and discharging as shown in Fig. 3. It is also possible to build a overlapped PWM on the stairs to achieve a better THD with filtering, but without filtering just the stairs are resulting in a better THD.

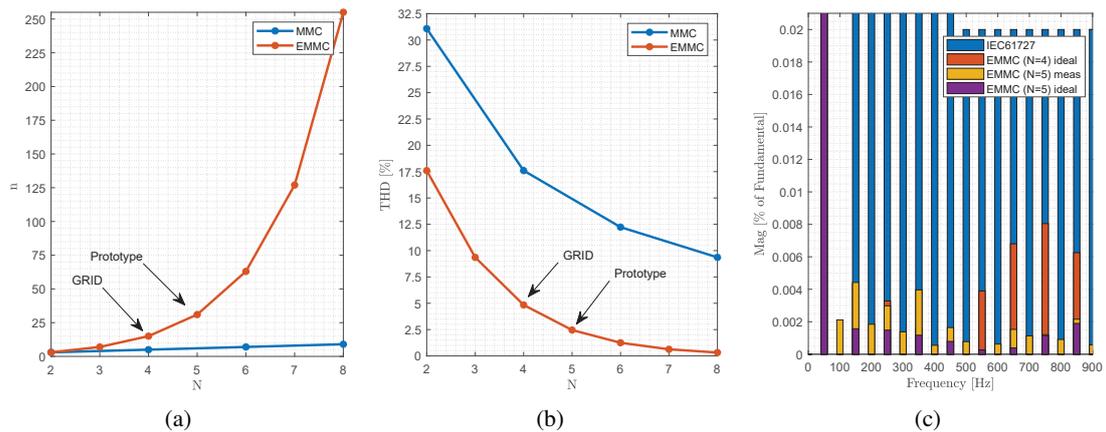


Fig. 4: (a) Voltage levels relative to the number of series modules. (b) Output voltage THD relative to the number of series modules. (c) Normalized output current harmonic components of the EMMC for ($N = 4$) and ($N = 5$), both idealized, and EMMC ($N = 5$) measurement of the real prototype ($P_{\text{out}} = 356 \text{ W}$), in comparison to the IEC61727 standard.

Voltage Balancing and Output Voltage Control

As mentioned before, each voltage level can be represented by different switching combinations, which gives the possibility to charge and discharge the capacitor modules depending on the current polarity. In order to simultaneously comply with the reference value of the output voltage U_{out} and the nominal voltages of the capacitor modules, the controller tries to minimize the voltage differences by selecting an optimal switching combination according to the weighting vector.

In order to select the most suitable combination, the voltage error vector must be calculated as

$$\Delta \vec{U}_{CMn} = \begin{pmatrix} u_{MM_{meas}} \\ u_{CM1_{meas}} \\ \vdots \\ u_{CM(n-1)_{meas}} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} u_{MM_{ref}} \\ u_{CM1_{ref}} \\ \vdots \\ u_{CM(n-1)_{ref}} \end{pmatrix} \quad (4)$$

With n , being the number of submodules per phase, and m , being the number of switching combinations for the i -th voltage level, all possible switching combinations can be gathered in the matrix M_i as

$$M_i = \begin{pmatrix} z_{11} & \cdots & z_{n1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ z_{1m} & \cdots & z_{nm} \end{pmatrix} \quad (5)$$

Consequently, the weighting vector \tilde{g}_i can be calculated as

$$\tilde{g}_i = M_i \cdot \Delta \vec{U}_{CMn} \quad (6)$$

Thus, the effect of each switching combination on the global voltage error can be assessed. The switching combination achieving the most balancing effect is chosen from all switching combinations as

$$\max(\tilde{g}_i) \rightarrow z_{opt} \quad (7)$$

For example, if the reference output voltage level is set to $U_{out} = 50\text{V}$ and all capacitor modules show a voltage difference of about $+1\text{V}$ relative to their nominal rating, the weighting vector becomes

$$\tilde{g}_1 = M_1 \cdot \vec{U}_{CMn} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 0 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & -1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ -1 \\ -3 \end{pmatrix} \quad (8)$$

From this weighting vector, the combination showing the best effect on the unbalance is chosen

$$g_{50\text{V}} = \max(g_{50\text{V}}) = 1 \rightarrow z_{opt} = (0 \ 0 \ 0 \ 1) \quad (9)$$

Since all capacitors have a surplus of charge, the combination discharging just one of them is chosen.

Proof of Concept

Simulation Results

Simulations were used to proof the concept's validity. Further, the capacitor sizing and the switching frequencies of the capacitor modules were tested. With respect to the built prototype, the DC voltage levels were chosen to comply with the IEC 60449 standard ($V_{DC} \leq 120\text{V}$). In this manner, the concept of the system can be tested, while maintaining all safety requirements. Therefore, the before mentioned 400 V main module was down-scaled to 48 V. All series connected modules were down-scaled relative to the main module. Figure 5 shows the down-scaled system with five H-bridge modules.

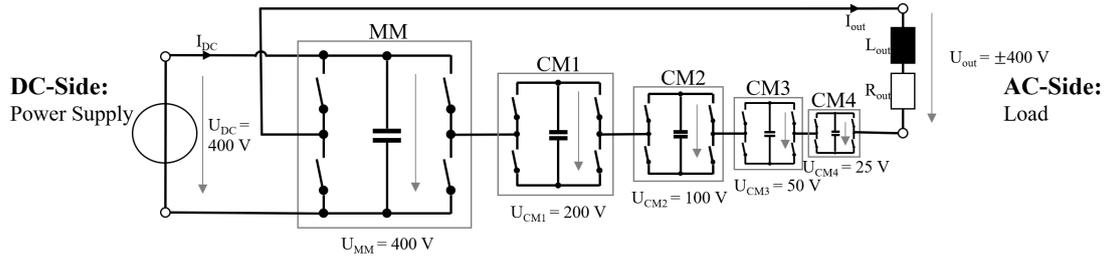


Fig. 5: Down-scaled EMMC with 48 V main module and four additional submodules.

Table II shows the basic configuration of the simulated EMMC and the down-scaled hardware setup, which was built. The capacitances are scaled by a factor of two in reverse order to the voltages of the modules. As a result, during quiescent state, the capacitors charge themselves to the proper voltages according to a capacitive voltage divider. This structure is reasonable, since the capacitor prices are relative to the energy density. This in turn means, that the low voltage capacitors are cheaper compared to the high voltage capacitors, despite having a higher capacitance rating. Table III shows the three

Table II: Voltages and capacitances of the grid connected EMMC (g) and the down-scaled version for simulation and demonstration purposes (s)

	MM_g	$CM1_g$	$CM2_g$	$CM3_g$	MM_s	$CM1_s$	$CM2_s$	$CM3_s$	$CM4_s$
$U_{Cn}[\text{V}]$	400	200	100	50	48	24	12	6	3
$C_{Cn}[\mu\text{F}]$	0.32	0.63	1.27	2.53	22	44	88	176	352

test cases and the obtained switching frequencies f of each individual module, which are determined by the controller using an update frequency of 50 kHz. Other possible test cases would be a different amplitude of the EMMC's sinusoidal output voltage. Here, the individual switching frequencies behave as expected, since these are increasing with the output current. This is due to the reason that a higher output current draws more charges from the capacitor modules. This results in a behavior comparable to a PWM, since the desired output voltage cannot be achieved directly. Figure 6 shows the EMMC's output voltages for different currents. Due to the load inductance L_{out} , the high voltage spikes are filtered out. Figure 6c shows the high fluctuations in the capacitor voltages. First ms of Fig. 6 shows how the

Table III: Simulation results of the EMMC prototype for a peak output voltage of 48 V and an output frequency of 50 Hz.

$U_{out}[\text{V}]$	$I_{out}[\text{A}]$	$P_{out}[\text{W}]$	$THD_U[\%]$	$THD_I[\%]$	$f_{MM}[\text{Hz}]$	$f_{CM1}[\text{Hz}]$	$f_{CM2}[\text{Hz}]$	$f_{CM3}[\text{Hz}]$	$f_{CM4}[\text{Hz}]$
33.97	0.38	12	2.49	2.47	7301	11802	12534	12032	8955
33.90	4.80	115	3.79	3.24	8851	14136	15282	13852	9681
33.80	11.28	381	10.53	5.97	9052	13912	14387	13484	9633

individual capacitors charge at the start up of the EMMC without precharging. This charging process can probably even happen connected to the grid. It can also be seen from simulations that higher currents lead to a worse sinus. Because the capacitor voltages vary more. However, it is still possible for the EMMC to build an sinus, even with a load current of $I_{out} = 11.28 \text{ A}$ which corresponds to a output power $P_{out} = 381 \text{ W}$ that would be in a real grid converter ($U_{DC} = 400 \text{ V}$) 2530 W.

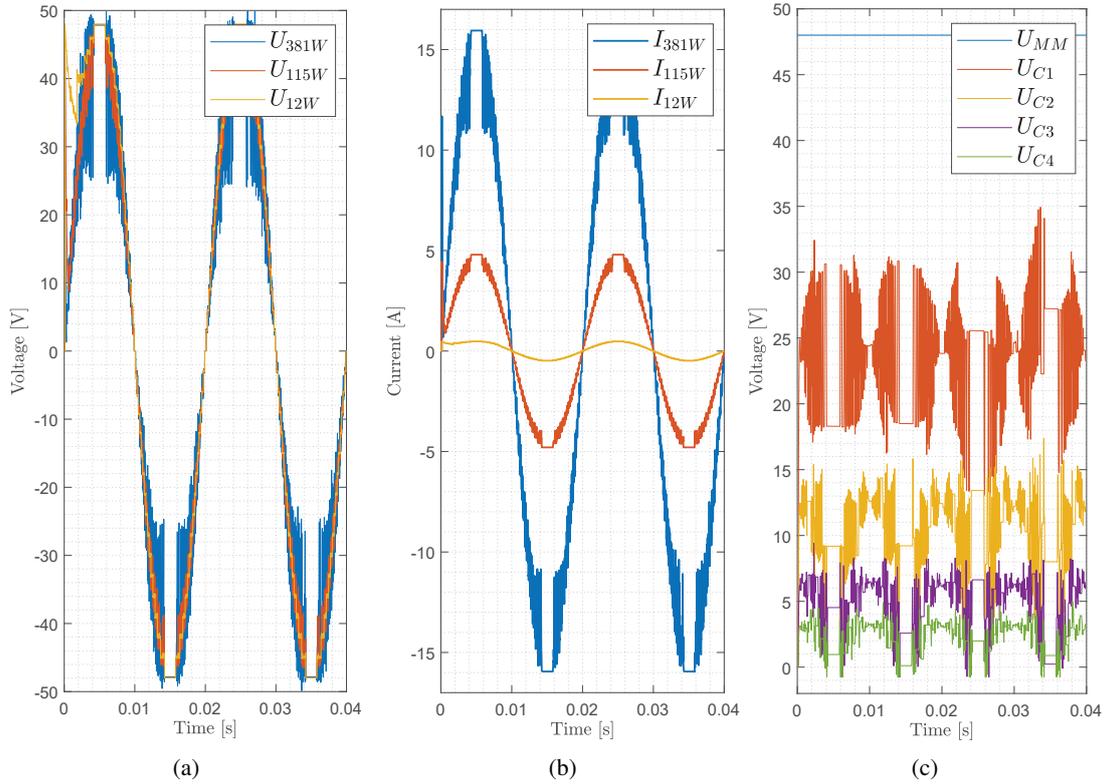


Fig. 6: (a) Effects of different currents on the quality of the prototype's output voltage $U_{out} = 48$ V. (b) Output currents for a load resistance of 3Ω , 10Ω and 100Ω . (c) Individual voltages of the capacitors for $R_{out} = 3 \Omega$.

Experimental Setup

Based on the data obtained by the simulations, an experimental setup was developed. An HDO6104 Oscilloscope (1 GHz and 2.5 GS/s) and four high-voltage differential probes of the type BumbleBee from PKM (bandwidth of 400 MHz, PKM GmbH, Germany) are used for the measurements. The control algorithm for the EMMC was developed in MATLAB/Simulink 2016a (MathWorks Inc., Natick, USA) and implemented on a dSpace MicroLabBox controller (dSPACE GmbH, Paderborn, Germany). The outputs of the switching signals are synchronized with the FPGA, included in the MicroLabBox. The EMMC prototype is based on MOSFETs (Infineon IPT012N08N5 [15]), isolated half-bridge gate drivers (Silicon Labs SI8233 [16]) and ceramic capacitors (X7S ceramic capacitor). To realize 15 isolated power supplies for the gate drivers, which are necessary for this prototype, a PCB-based planar transformer is used [17]. The built prototype has the same voltage and capacitance ratings as shown in Fig. 5. Figure 7 schematically depicts the experimental setup, including the controller interface and the data acquisition. If the EMMC should feed the grid, the voltages and capacitors would have to be selected as shown in Table V.

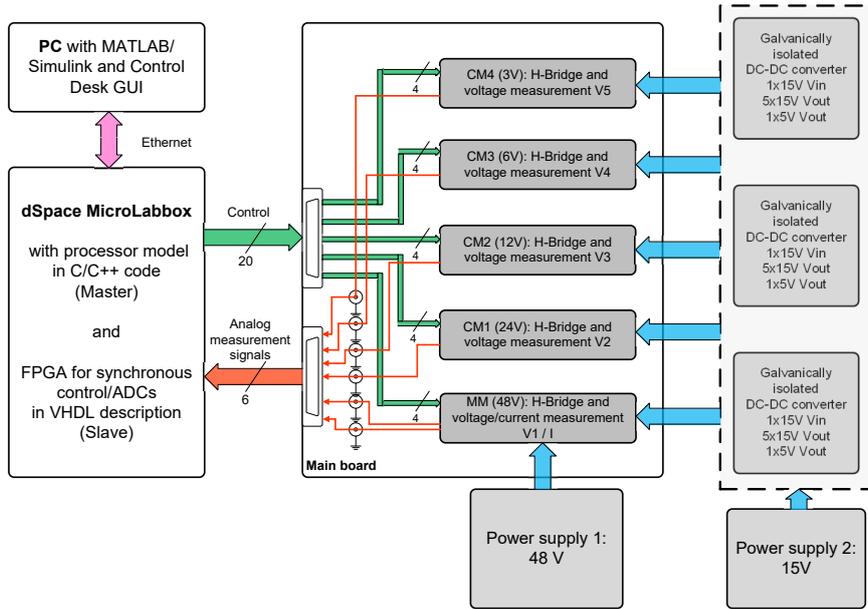


Fig. 7: System overview of the individual components of the down-scaled prototype.

The control algorithm is implemented on the dSpace system (MicroLabBox), which can be monitored and controlled from a PC via the Control Desk software. From the measured voltages and the nominal voltage curve, the MicroLabBox determines the next switching signals for the five modules of the EMMC. Only the largest module ($U_{MM} = 48\text{ V}$) is supplied by a power supply unit and the other modules are recharged and balanced by the control algorithm. Three galvanically isolated DC-DC converters are used to supply the MOSFET-Drivers with the necessary 15 V and the logic components with the necessary 5 V. These DC-DC converters are powered by an additional power supply. In a later version of the EMMC it should be possible to power the individual modules from the capacitors.

Figure 8 shows the obtained measurements. The reference output voltage is set to $U_{out} = 33\text{ V}$, while the resistance R_{out} is varied between $100\ \Omega$, $10\ \Omega$ and $3\ \Omega$. The corresponding output inductance was estimated as seen in Table V. It can be seen that the output voltage U_{out} contains some noise due to the switching events. This is also due to the different turn-on/turn-off delays and the variation of the switching time instants of the used MOSFETs. This can be optimized with an FPGA. The obtained switching frequencies are shown in Table IV. The control algorithm behaves slightly different in comparison to the simulations, because of the voltage measurement of the modules. This leads to a higher switching frequency of the individual modules than predicted by the simulation. As a consequence, the capacitor voltages U_{Cn} are quite well balanced in comparison to the simulations, as can be seen in Fig. 8c. However, the output voltage U_{out} contains voltage spikes due to the overshoots caused by the switching events.

Table IV: Measurement results of the EMMC prototype for a peak output voltage of 48 V and an output frequency of 50 Hz.

U_{out} [V]	I_{out} [A]	P_{out} [W]	THD_U [%]	THD_I [%]	f_{MM} [Hz]	f_{CM1} [Hz]	f_{CM2} [Hz]	f_{CM3} [Hz]	f_{CM4} [Hz]
32.41	11.00	356	6.09	6.08	13032	21164	20438	19585	12765
33.18	3.35	111	5.68	5.64	14025	22055	26287	18714	12246
33.81	0.36	12	5.73	5.67	19818	22636	22266	18357	11367

The EMMC prototype, without the control unit, can be seen in Fig. 9a. The individual modules are

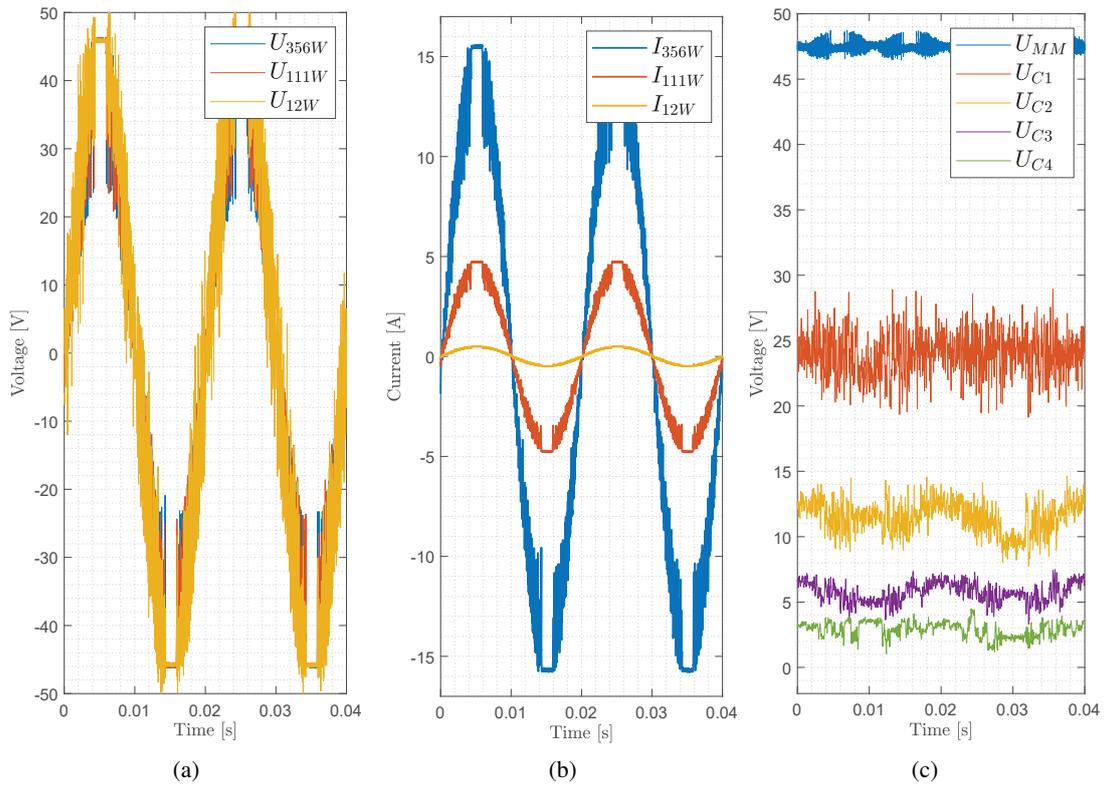


Fig. 8: (a) Effects of different loads on the quality of $U_{out} = 33$ V RMS output voltage in real hardware (b) Currents at different P_{out} 381 W, 111 W and 12 W (c) The right image shows how the individual voltages of the capacitors in the full bridge behave with $P_{out} = 381$ W

mounted on the mainboard, as can be seen on the right of the figure. This system was developed, so that defect modules can be quickly replaced. Next to the mainboard, the necessary DC/DC converters are connected. In the future, all auxiliary components should be integrated on the main PCB. The entire experimental setup including additional power supplies, the MicoLabBox, EMMC, oscilloscope, load resistor, probes and PC is shown on Fig. 9b.

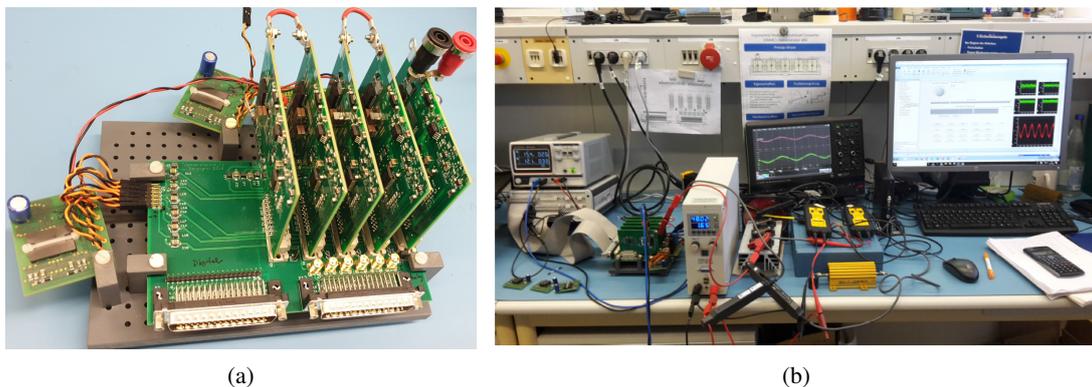


Fig. 9: (a) Detail picture of the prototype with mainboard and 5 power modules. (b) Complete workspace with prototype, measurement tools, etc.

The measured efficiency results can be seen in Table V. The measured peak efficiency of the down-scaled system was 97.5 %. The output power could have been increased further by using active cooling for the load resistance.

Table V: Different R_{out} and the corresponding Input Power P_{DC} , Supply Power P_{sup} and the Output Power P_{Out} of the EMMC and the resulting overall efficiency of the prototype

U_{out} [V]	I_{out} [A]	R_{out} [Ω]	L_{out} [μ H]	P_{DC} [W]	P_{sup} [W]	P_{out} [W]	η
32.41	11.00	3	0.42	362.90	2.47	356.51	97.5%
33.18	3.35	10	0.12	112.30	2.58	111.15	96.7
33.81	0.36	100	0.10	11.84	2.75	12.17	79.7

Conclusion

This paper introduced the topology of the Exponential Modular Multilevel Converter (EMMC) and its relevant characteristics. It is possible to generate a much larger number of output voltage levels than with the conventional multilevel converter and the proposed control scheme is well suited for a different number of voltage levels. It has been shown that the control scheme allows to control the output phase-voltage and to balance the capacitor voltages, while achieving a low output voltage THD. Simulations and an experimental setup have demonstrated a good performance of the EMMC concept. Therefore, the EMMC could minimize the required grid filter size, when working as a grid connected converter. To make further analysis, a three-phase 11 kW EMMC is being built.

References

- [1] S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Pou, L. G. Franquelo, B. Wu, J. Rodriguez, M. A. Perez, and J. I. Leon, "Recent advances and industrial applications of multilevel converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 8, pp. 2553–2580, Aug 2010.
- [2] K. Sharifabadi, L. Harnefors, H.-P. Nee, S. Norrga, and R. Teodorescu, *Design, control, and application of modular multilevel converters for HVDC transmission systems*. John Wiley & Sons, 2016.
- [3] A. Kersten, K. Oberdieck, A. Bubert, M. Neubert, E. Grunditz, T. Thiringer, and R. W. De Doncker, "Fault detection and localization for limp home functionality of three-level npc inverters with connected neutral point for electric vehicles," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, pp. 1–1, 2019.
- [4] A. Kersten, E. Grunditz, and T. Thiringer, "Efficiency of active three-level and five-level npc inverters compared to a two-level inverter in a vehicle," in *2018 20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18 ECCE Europe)*, Sep. 2018, pp. P.1–P.9.
- [5] O. Josefsson, A. Lindskog, S. Lundmark, and T. Thiringer, "Assessment of a multilevel converter for a phev charge and traction application," in *The XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010*, Sep. 2010, pp. 1–6.
- [6] A. Kersten, O. Theliander, E. Grunditz, T. Thiringer, and M. Bongiorno, "Battery loss and stress mitigation in a cascaded h-bridge multilevel inverter for vehicle traction applications by filter capacitors," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, pp. 1–1, 2019.
- [7] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi, "A new neutral-point-clamped pwm inverter," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-17, no. 5, pp. 518–523, Sep. 1981.

- [8] A. Lesnicar and R. Marquardt, "An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range," in *2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings*, vol. 3, June 2003, pp. 6 pp. Vol.3–.
- [9] C. Hochgraf, R. Lasseter, D. Divan, and T. A. Lipo, "Comparison of multilevel inverters for static var compensation," in *Proceedings of 1994 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, vol. 2, Oct 1994, pp. 921–928 vol.2.
- [10] A. Singer, F. Helling, T. Weyh, J. Jungbauer, and H. Pfisterer, "Modular multilevel parallel converter based split battery system (m2b) for stationary storage applications," in *2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe)*, Sept 2017, pp. P.1–P.10.
- [11] Ebrahim Babaei and Seyed Hossein Hosseini, "Charge balance control methods for asymmetrical cascade multilevel converters," in *2007 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Oct 2007, pp. 74–79.
- [12] G. Si, S. Bhadoria, J. Tsai, C. Wang, and R. Kennel, "Asymmetrical hybrid multilevel inverter with she modulated npc cascaded by mpc controlled chb with si/sic switches," in *2018 20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18 ECCE Europe)*, Sept 2018, pp. P.1–P.10.
- [13] P. M. Meshram and V. B. Borghate, "A simplified nearest level control (nlc) voltage balancing method for modular multilevel converter (mmc)," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 1, pp. 450–462, Jan 2015.
- [14] Y. Deng and R. G. Harley, "Space-vector versus nearest-level pulse width modulation for multilevel converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 6, pp. 2962–2974, June 2015.
- [15] Infineon, "IPT012N08N5," https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IPT012N08N5-DS-v02_01-EN.pdf?fileId=5546d4624a75e5f1014aca59127a1eb9, (Accessed on 12/06/2019).
- [16] Silicon Labs, "SI8233," <https://www.silabs.com/documents/public/data-sheets/Si823x.pdf>, (Accessed on 12/06/2019).
- [17] A. Singer, A. Jeyaprakash, S. Goetz, F. Helling, and T. Weyh, "Isolated low-power multi-output dc-dc converters with heterogeneous loads for an efficient supply of modular power electronics systems," in *PCIM Europe 2016; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, May 2016, pp. 1–8.

A.4.

Multi-Engine in Modular Multilevel Converter based Split Battery Systems for Electric Vehicles

Manuel Kuder¹, Arthur Singer^{1,2}, Thomas Weyh¹

¹ Bundeswehr University Munich, Germany

² m-bee GmbH, Germany

Corresponding author: Manuel Kuder, Manuel.Kuder@unibw.de

Abstract

Usually all electric traction engines in electric vehicles (EV) are generated out of the high voltage DC-BUS by a dedicated DC/AC converter. When the conventional drive train or engine converters are substituted by a modular multilevel converter with split batteries, this DC-BUS is obliterated. In this paper an approach to easily supply a number of engines based on the modular concept is presented. Just by adding, one module per engine to each converter arm, a solution for an efficient bidirectional energy exchange between the engines and the traction battery can be realized. It will be shown by simulations, that an implementation based on that technology enables a supply of each engine in any operation point of the electrical vehicle. The technology presented here requires bidirectional switches on the motormoduls.

1 Introduction

The trend in high-performance vehicles is to install an auxiliary drive machine in addition to the main drive machine on the front or rear axle. By doing that, it is possible to bring the desired torque on the road without spinning the tires. The automakers aim is to ultimately equip each wheel with its own electrical engine. This would allow the so-called torque vectoring, which can be used to increase dynamics and improve the drivability of the vehicle [1]. In modern EVs the power train consist of a central high-voltage direct current bus (DC-BUS), a battery storage system and several converters which feed into or from the DC-BUS (see fig 1). Each engine required (in this example four) is powered by a separate AC/DC converter from the DC-BUS.

The battery storage system is built by secondary cells connected in series to increase the system voltage. To boost the overall system capacity and performance, additional secondary cells can be installed in parallel. Due to the static interconnection of the secondary cells and the variances of the secondary cells electrical properties, battery management systems (BMS) are needed to balance the cells State of Charge (SOC) in order to increase

the usable capacity and for safety reasons. Such static systems with PWM-Converters have some serious disadvantages as poor partial load efficiency, high total harmonic distortion (THD) [2], the need for high voltage switches and poor fault tolerance [3]. Moreover, additional converters are needed for the implementation of every additional feature, like high voltage direct current fast charging or inductive charging. To meet these challenges, Modular Multilevel Converter (MMC) [4] based split-battery energy storage systems (sBESS) are discussed in literature [5], [6]. In these systems the commonly used capacitors of MMC modules are replaced by secondary cells or battery modules. The result is a highly integrated system combining the power electronics with traction converter, battery charging interface and BMS. This greatly simplifies the powertrain architecture and charging topologies by combining battery storage system and voltage transformer as well as eliminating dedicated converters. However, the DC-BUS is no longer available. We present a new approach, which enables a highly efficient energy transfer to the motors.

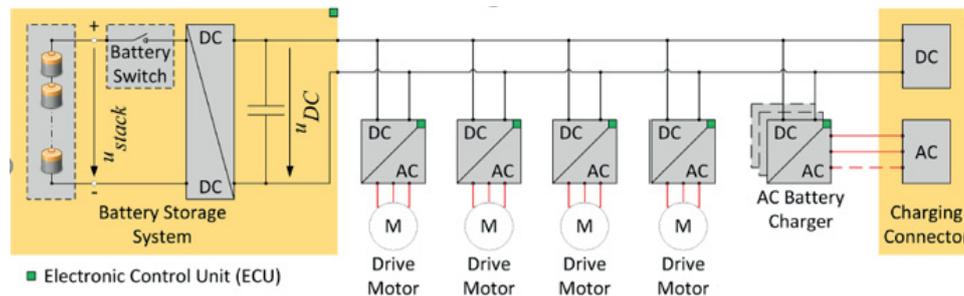


Fig. 1: Power train of modern electric vehicles with four engines.

2 Working principle of the MMC

MMC with split batteries are a promising approach for lessening the aforementioned disadvantages. Today while they are still broadly discussed in literature first systems are already being implemented [6]. One of their main characteristics is the integration of low voltage battery packs. Those are replacing the low voltage capacitors that are commonly used in MMCs. As shown in [7] and [8], MMC based split battery systems also boost partial load efficiency. Despite their increased component complexity, they prove to be cost competitive to state-of-the-art battery storage systems. Numerous variants of MMC based split battery systems have been introduced yet. They differ in their implementation of how the battery packs are interconnected with the corresponding power electronics. Taking the simplest topology as an example, the battery packs can be merged with the power electronics of an MMC module by only replacing its capacitors. In some cases, pulse-width modulation (PWM) is used to reduce total harmonic distortions (THD). The PWM is generated by the modules, whereby the battery packs are exposed to ripple charging and discharging currents with PWM equivalent frequencies and a magnitude that equates to the overall system current. A key feature of MMC based split battery systems is their capability to dynamically address each individual battery pack according to operational needs. At the same time those systems come along with several constraints: Each battery pack is being charged and discharged with pulse currents that amount to the overall system current. This results in high battery pack current slew rates and major filtering effort. In addition, higher average charging and discharging currents correlate with a limitation in efficiency [9]. The systems inherent op-

eration strategy battery packs are bypassed whenever they are not needed is also a limiting factor. Nonetheless, MMC based split battery systems are a promising approach for a further improvement of battery technology. They represent the preliminary stage for the AC Battery, as proposed in [10].

The AC Battery expands traditional MMC split battery systems (SBS) by the ability to dynamically switch neighboring battery modules not only in series, but also in parallel. This essential characteristic refines those systems capability to address each battery module individually and to operate it under consideration of its individual parameters and properties.

Figure 4 shows an exemplary micro topology, which is based on the AC Battery. The normal SBS topology is based of one H-bridge instead of these two. In contrast to MMC based split battery systems, each module is no longer just a two-pole element, but provides four terminals two for each of its immediate neighbors. Those terminals are connected to the battery packs via half-bridges, which in turn consist of two semiconductor switches.

3 Working principle of the Multi-Engine Performance in MMC-Topologies

First, the new approach will be explained for two drive engines, as this is the most likely application in an automobile. This concept can be easily extended to four engines. The secondary of the two engines will have a lower or equal power requirement than the primary one, since the secondary is to act as a support engine. Due to this it is possible to supply the stronger engine ($M1$) with the necessary voltage signal via the split battery inverter built

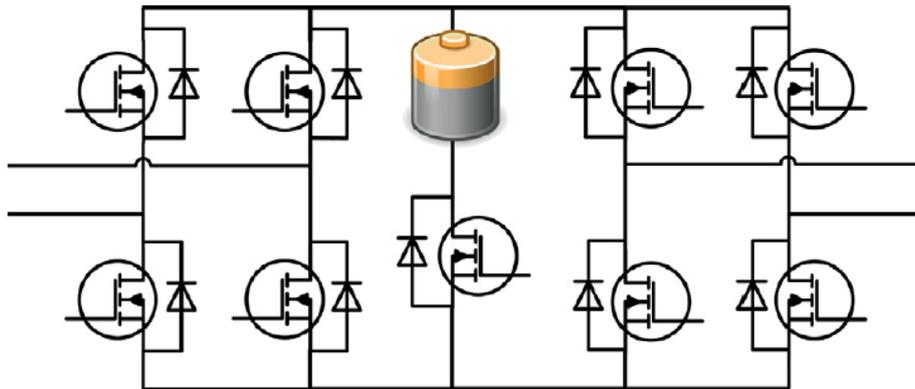


Fig. 2: AC Battery module topology with nine switches.

from the battery modules but as we will see, the maximum output voltage must be increased by the voltage needed by the other engine. The second, smaller engine ($M2$) can now be integrated into a full bridge module. The technology presented here requires bidirectional switches. By switching $M2$ on, the total voltage ($VM12$) is distributed in proportion to the impedance's of the engines. However, if $M2$ is off then $M1$ will get full voltage $VM12$. By switching $M2$, it is possible to adjust the resulting voltages of $M1$ and $M2$, like PWM. The full bridge module offers the possibility to switch $M2$ in both directions, positive and negative. Thus, the power supply for $M2$ can be ensured, even if $M1$ requires a voltage with the opposite sign. The topology is shown in Figure 3 with an exemplary number of four battery modules, a secondary motor module and two motors.

The task is to divide $VM12$ to the motors $M1$ and $M2$ in such a way that both receive their required voltage. This is achieved by switching $M2$ in series, antiseris or bypassing it. The correct voltage ratio of $VM1$ and $VM2$ is formed by PWM.

In general it is possible to use all PWM method's (Delta-, Delta-sigma-, Space-vector-modulation, etc.). In this example the Delta-modulation is use, because it is the easiest method to implement and modify.

Figure 4 shows the procedure used here. First, the source must provide the entire required voltage of both engines. This is ensured by the modular build-up of the flexible voltage source. This is how the

output voltage signal is graded, as shown in fig. 6 (a). Since the first machine cannot change the sign of the voltage, the voltage source must also take into account the sign of the required voltage of the first engine (equation xx). The full bridges have 3 different states, once that they positively contribute to the output voltage state = 1, or negative state = -1 or bypass State = 0.

The algorithm starts to create a sawtooth like a normal PWM and multiply it by the sign of the main engine and the height by the required voltage of the second engine. If this is now multiplied by the complex voltage divider, the sawtooth is standardized to the available voltage. After that, the relative sign has to be formed, because the algorithm has to act differently depending on whether the next engine has the same sign as the main engine.

Next, it is decided whether the main motor has a negative or positive set voltage. Both paths (positive as well as negative) determine whether a positives switch on the next engine is necessary or not.

In order to better understand this technique fig. 4 was added. Here it is shown how the two PWM, which would be attached to two engines, complement each other. The outer gray graph represents the output voltage of the total converter. The red line the voltage that the second engine sees and the blue what the mean voltage is of the dark green PWM. For the first engine, the PWM was shown in violet in the same graph, the set voltage in bright green and the medium voltage in yellow. In the magnification, you can see that when the second

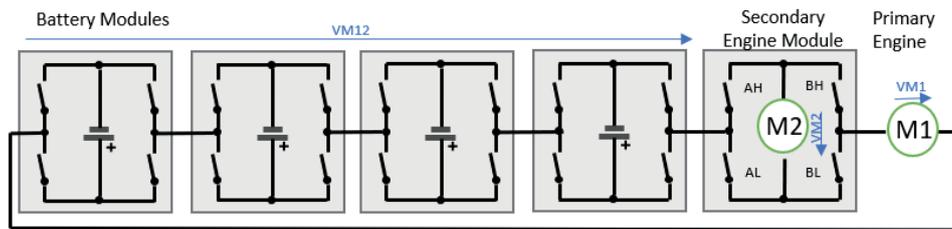


Fig. 3: Basic configuration of multi-engine in a split battery system.

engine gets a voltage, the first engine gets half of the voltage which is available in the converter arm. This is due to the fact that the previous simulations always assume the same internal resistance of the motors. This is not the case in real electrical machines. The regulation of the machines has yet to be adjusted here. In the case that only the first engine should receive a voltage the engine module is put on bypass, so this engine becomes the full voltage.

Figure 6 (a) shows the shape of voltage $VM12$, which is the sum of two sinusoidal target voltages displayed for $VM1_{Target}$ (400 V, 50 Hz) and $VM2_{Target}$ (200 V, 150 Hz). The step-shaped curve results from the fact that the split-battery inverter that drives the main engine was simulated with 12 battery modules and a module voltage of 50 V. $VM12$ is built by switching the battery modules on and off. Figure 6 (b) shows how the calculated sawtooth (SW) at 20 kHz looks like. It can be seen that the shape of the SW is based on the shape of the total voltage $VM12$. Figure 6 (c) shows the resulting voltage $VM1$ in comparison to its target $VM1_{Target}$. For illustration purposes $VM1_{Mean}$ shows a low-pass filtered shape of $VM1$, where one can easily see, that the target signal is well followed. In the intervals in which no PWM is recognizable, all possible voltage is required by $M2$. The PWM signal does not always cross zero because the voltage splits over the divider ratio of the impedances of the engines when $M2$ is switched on. Figure 6(d) shows the same for $M2$.

For illustration purposes two different frequencies were chosen in this example. The algorithm works better for very similar frequencies with or without phase differences.

4 Macro topology

In order to operate both motors on a converter arm, it is necessary to disconnect the smaller second engine at the star point. This is not an unusual occurring in the case of motors and represents only a small cost disadvantage. This procedure is presented in fig. 7. The full bridges with the batteries represent the MMC and M1 and M2 represent the two motors. Where M1 has a normal star point and it was separated from M2, the engine now has six connectors instead of the usual three connections for the phases. Now the voltage allocated to this engine is between the two ports of a phase. In Figure fig. 7, both possible main types of macro topology of the converter arms are shown. Once in Star (left) and once in Delta Configuration (Right). Such a converter can also be operated normally in the Delta Configuration without the third arm by creating the difference voltages by the other two. This is not possible here because the second engine can be assigned no voltage in the strand which has been omitted.

5 Conclusion

A new approach to supply several engines out of a modular multilevel converter without DC-Link bus and without additional converters has been introduced. It has been proved by simulation, that the presented technology enables an energy exchange between the sBESS and the engines in every operation mode of the electrical vehicle. The technology presented here requires bidirectional switches.

References

- [1] Y. Li and J. Liu, "Voltage vector selection strategy of permanent magnet synchronous mo-

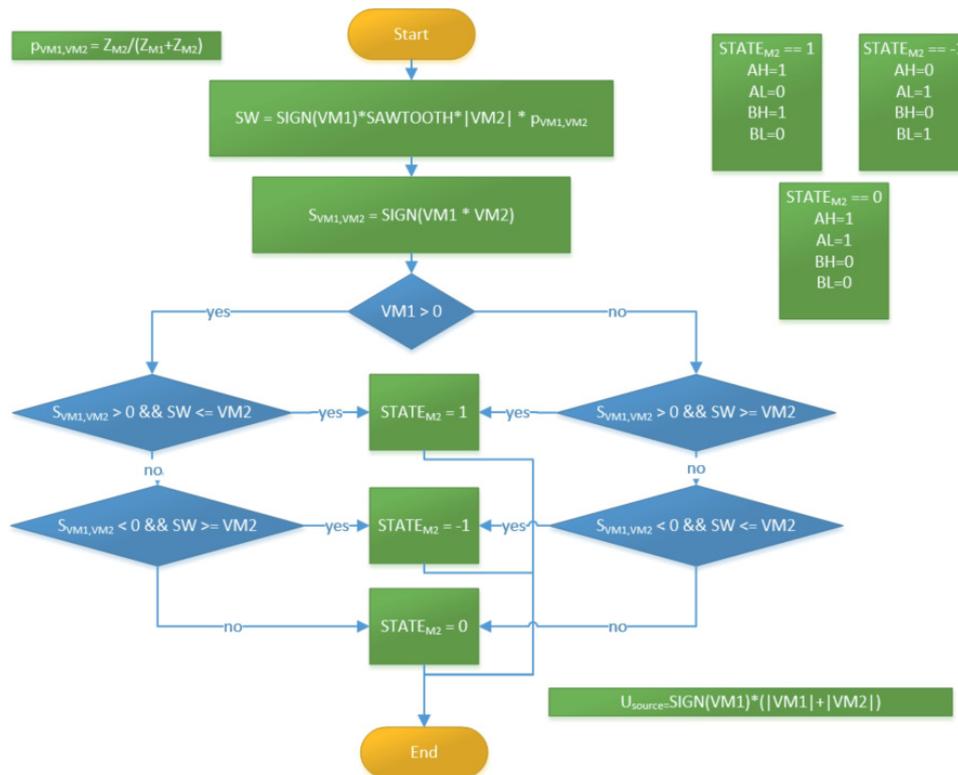


Fig. 4: Flow chart of the voltage split on the two engines.

- tor direct torque control system,” in *Proceedings of the 32nd Chinese Control Conference*, 2013, pp. 4414–4419.
- [2] A. Kersten, E. Grunditz, and T. Thiringer, “Efficiency of active three-level and five-level npc inverters compared to a two-level inverter in a vehicle,” in *2018 20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18 ECCE Europe)*, 2018, P.1–P.9.
- [3] F. Helling, M. Pfaeffl, J. Huber, S. Goetz, and T. Weyh, “Modular multilevel parallel converter (m2pc) for electrically driven vehicles,” in *PCIM Europe 2014; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, 2014, pp. 1–8.
- [4] A. Lesnicar and R. Marquardt, “An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range,” in *2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings*, vol. 3, 2003, 6 pp. Vol.3–. DOI: 10.1109/PTC.2003.1304403.
- [5] N. Kawakami, S. Ota, H. Kon, S. Konno, H. Akagi, *et al.*, “Development of a 500-kw modular multilevel cascade converter for battery energy storage systems,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 6, pp. 3902–3910, 2014. DOI: 10.1109/TIA.2014.2313657.
- [6] M. Vasiladiotis and A. Rufer, “A modular multiport power electronic transformer with integrated split battery energy storage for versatile ultrafast ev charging stations,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 5, pp. 3213–3222, 2015. DOI: 10.1109/TIE.2014.2367237.
- [7] F. Chang, O. Ilina, L. Voss, and M. Lienkamp, “Improving the overall efficiency of automotive inverters using a multilevel converter composed of low voltage si mosfets,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 1–1, 2018. DOI: 10.1109/TPEL.2018.2854756.
- [8] C. Korte, E. Specht, M. Hiller, and S. Goetz, “Efficiency evaluation of mmspc/chb topolo-

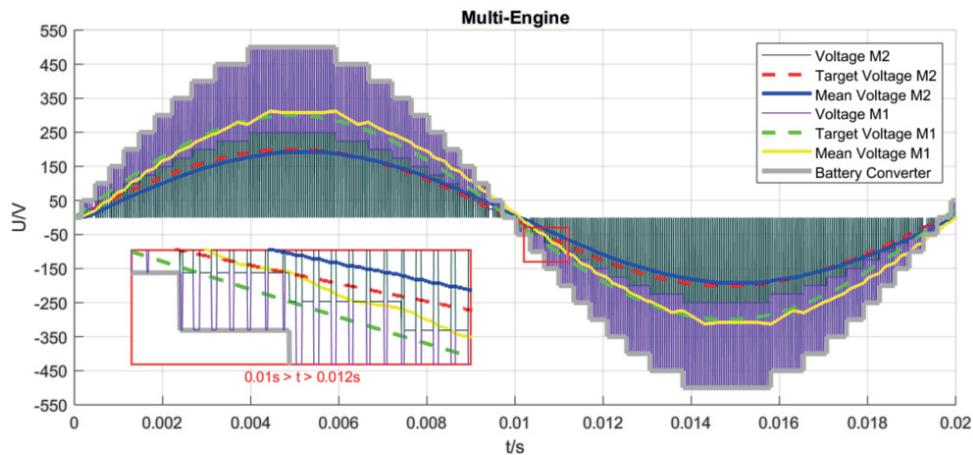


Fig. 5: Presentation of the division of tensions in a full wave

- gies for automotive applications,” in *2017 IEEE 12th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, 2017, pp. 324–330. DOI: 10.1109/PEDS.2017.8289145.
- [9] D. Liu, X. Liu, Q. Wang, Y. Zhang, J. Sun, and C. Zhu, “Thin plate spline-based coulombic efficiency prediction of lithium battery,” in *2014 Fourth International Conference on Instrumentation and Measurement, Computer, Communication and Control*, 2014, pp. 315–319. DOI: 10.1109/IMCCC.2014.72.
- [10] F. Helling, J. Glueck, A. Singer, H.-J. Pfisterer, and T. Weyh”, “The ac battery a novel approach for integrating batteries into ac systems,” *International Journal of Electrical Power Energy Systems*,

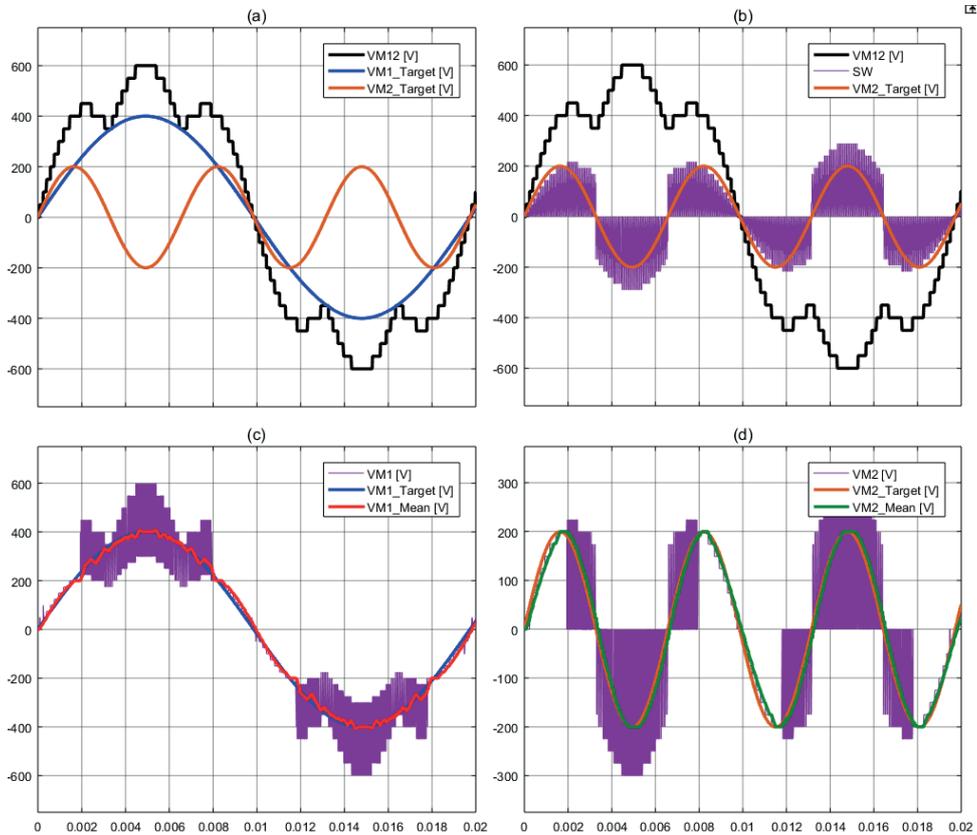


Fig. 6: Characteristic curves of the system for two engines driven $M1$ (400 V, 50 Hz) and $M2$ (200 V, 150 Hz), respectively.

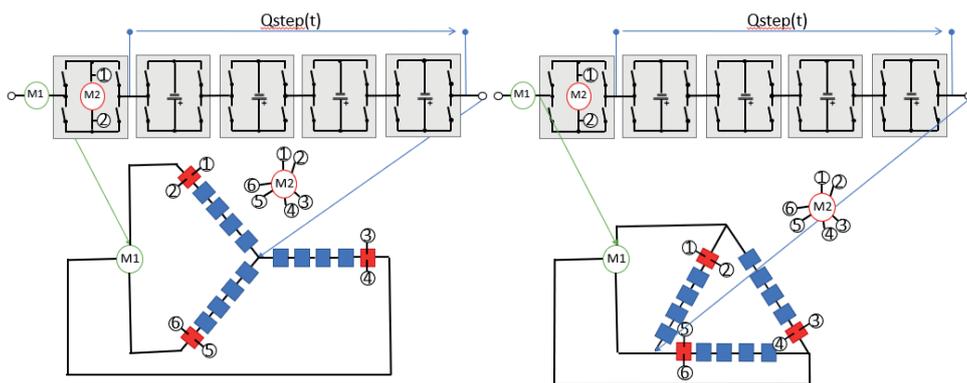


Fig. 7: Three-phase system topology in (left) star configuration, with an optional ground connection, (right) delta configuration with two motors.

A.5.

LiFePO₄ Battery Modeling and Drive Cycle Loss Evaluation in Cascaded H-Bridge Inverters for Vehicles

Oskar Theliander¹, Anton Kersten¹, Manuel Kuder², Emma Grunditz¹, and Torbjörn Thiringer¹

¹Chalmers University of Technology, Gothenburg, Sweden
Email: kersten@chalmers.se

²University of the German Federal Armed Forces, Munich, Germany
Email: manuel.kuder@unibw.de

Abstract—This paper deals with the modeling and parameterization of LiFePO₄ batteries when used in cascaded H-bridge multilevel inverter drive systems. Since the battery packs are intermittently conducting the motor currents, the battery cells are stressed with a dynamic current waveform containing a substantial amount of low order harmonic components in the range of a couple of kHz. Different battery models like a pure resistive or different RC networks are considered, to determine the battery losses. Measurements of the voltage drop for a pulsed current of variable frequency and magnitude are done to be able to determine the model parameters. The models are then verified against measurements on a battery pack placed in a small scale multilevel inverter operated at 6 different operating point that are representative for the operation of an electrified vehicle. It is shown that the dynamic model agrees very well with the measurements for all operating points analyzed with a maximum deviation of 4 %. The results are also compared with the commonly used resistive model which overestimates the losses with typically around 20 % for the evaluated points. Simulations of 4 full drive cycles are performed where it is stated that the resistive model always shows about 20 % more losses compared to the 3 time constant model.

I. INTRODUCTION

The two-level inverter is wide spread and vastly used for the propulsion in today's battery electric vehicles [1]–[3]. However, multilevel inverters are gaining interest for vehicle applications like the Neutral Point Clamped (NPC) inverter or the Cascaded H-bridge (CHB) inverter. These inverter topologies have several advantages compared to the classical two-level inverter, as for example fault tolerant operation possibility, efficiency enhancement and especially low output voltage harmonic and disturbance emissions [4]–[8]. In [8], [9] the cascaded H-bridge topology is considered, while an additional battery paralleling is achieved with the split battery system described in [10]. These multilevel topologies achieve a high inverter efficiency by the usage of low voltage MOSFETs, which in addition come with a low cost. Each battery pack can be drained by its individual capacity, so that the amount of energy in the battery can be utilized to its full extent. However, the battery packs are subject to a current far from DC, containing a substantial amount of low order harmonics [11], which make the energy efficiency calculation difficult.

Different models to describe the battery behaviour with electrical equivalent circuit are discussed in [12]–[16]. A lot of work to parameterize the battery system for dynamic simulations and loss evaluations in hybrid and pure electric vehicles

has been done in [17]–[22]. However, the presented models are used to describe the battery system of a classical two-level inverter drive system. Therefore, these do not consider the frequency components (DC to a couple of kHz) that the battery cells in a multilevel inverter drive system are subject to. Moreover, lacking in literature is also a quantification of the energy efficiency consequences when using a dynamic battery model compared to a pure resistive model or an EIS identified model.

The contribution of this article is to characterize and to verify the battery performance when used in a CHB inverter for an electrified vehicle. Moreover, also to quantify the importance of using a dynamic model compared to using the classical resistive model.

II. CASCADED H-BRIDGE TOPOLOGY AND CONTROL

The Cascaded H-Bridge converter consists of series connected H-bridges, which can be independently controlled. Within the scope of this investigation, a seven level CHB inverter is considered, as shown in Fig. 1. Every H-bridge has

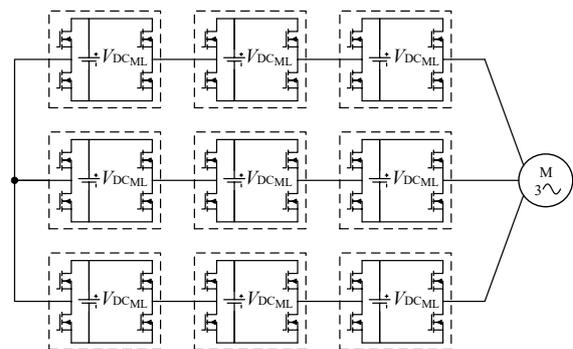


Fig. 1: 7-level cascaded H-bridge drive system with separate battery packs.

a battery pack attached to it. By controlling the switches in the H-bridge in pairs, one module can create the output voltage

$$V_{HB} = \{V_{DC_{ML}}, -V_{DC_{ML}}, 0\}, \quad (1)$$

where $V_{DC_{ML}}$ describes the nominal battery pack voltage. Having n modules in series connected, the number of voltage

levels per phase becomes

$$m = 2n + 1 \quad . \quad (2)$$

In literature, several modulation techniques can be found to control the output voltage of a multilevel inverter [23]–[26]. For this investigation, the chosen modulation technique to control the output voltage of the inverter is Fundamental Selective Harmonic Elimination (FSHE) [24]. This technique achieves a high drive train efficiency at high speeds, since the switching losses are kept to a minimum, while a selection of low order harmonics are eliminated [9]. By choosing the proper time instants to turn on and turn off the switches of the different H-bridges in the multilevel inverter, the amplitude of the fundamental frequency as well as a selection of harmonics are controlled. For an m -level inverter, the amplitude of the fundamental frequency and $\frac{m-3}{2}$ harmonic components can be controlled. Since the motor inductance acts as a current low pass filter, it is of utmost importance to minimize the low frequency voltage harmonics, as for example the 5th and the 7th harmonic. The voltage waveform built up by the 7-level inverter can be expressed with the help of the switching angles α_1 , α_2 and α_3 . The angles describe the instants when H-bridge 1 to 3 should be activated in forward or reverse conduction. According to [24], [27], the fourier series expansion of the signal for the different harmonics, h , can be written as

$$V_{h_{ML}} = \frac{4V_{DC_{ML}}}{h \pi} \left(\cos(h\alpha_1) + \cos(h\alpha_2) + \cos(h\alpha_3) \right) \quad . \quad (3)$$

Equation (3) assumes that the DC-voltages are equal for all H-bridges. The modulation index can go up to 1.07 without loosing the possibility to eliminate the 5th and 7th harmonic [28]. If the modulation index is below 0.487, the control over both harmonics is also lost since α_1 , α_2 and α_3 are constrained to 90° . Nevertheless, the harmonics are minimized with a prioritization on the 5th harmonic. To keep the battery packs balanced, the controller makes sure to use the battery packs according to their capacity. Therefore, during motor operation, the battery pack with the highest voltage and the lowest voltage is used to the largest and smallest extent, respectively, and vice versa during recuperation. The maximum output voltage the inverter can create, while keeping a voltage margin of 10% to account for the voltage drops and the needed blanking time of the inverter valves, as well as to have a sufficient control margin, can be expressed as

$$V_{\text{phaseRMS,MAX}} = 0.9 \cdot 1.07 \frac{V_{DC_{ML}} \cdot n}{\sqrt{2}} \quad . \quad (4)$$

The drawn battery pack current of each module can be expressed as

$$i_{\text{Bat},j} = \begin{cases} +i_{\text{phase}}, & \text{if } \alpha_j \leq \omega t \leq \pi - \alpha_j \\ -i_{\text{phase}}, & \text{if } \pi + \alpha_j \leq \omega t \leq 2\pi - \alpha_j \\ 0, & \text{else} \end{cases} \quad (5)$$

with $j = \{1, 2, \dots, n\}$. Fig. 2(a) depicts the inverter output voltage and the motor phase current of one phase for an arbitrary operating point. It can be seen that all three modules are inserted. The drawn battery current in comparison to the average current for battery pack 1 is depicted in Fig. 2(b). It is far from a DC quantity. The fourier analysis of the drawn battery current yields the harmonic components, as depicted in Fig. 3. The battery is stressed with a substantial amount

of even low order harmonic components. For this operating point, the magnitude of the first battery harmonic exceeds even the DC component for the chosen battery pack. In comparison, the DC bus in a classical two-level inverter is stressed with a high frequency ripple corresponding to the switching harmonics [29]–[31].

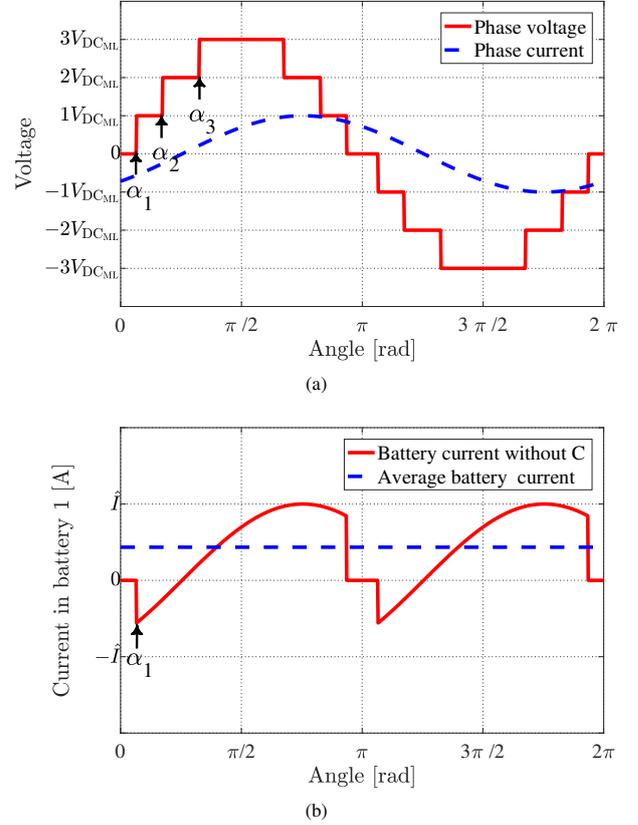


Fig. 2: Phase voltage and current (a) and drawn battery current (b) for an example operating point.

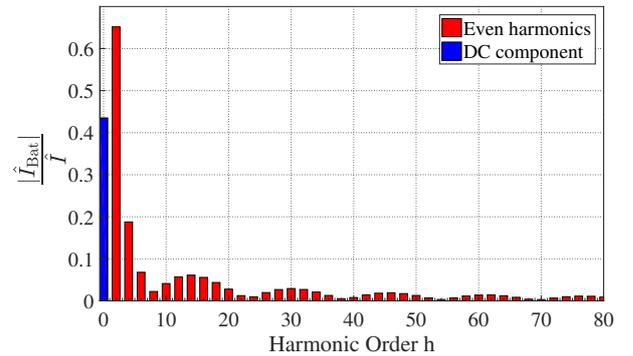


Fig. 3: Harmonic current components of the drawn battery current shown in Fig. 2(b).

III. BATTERY MODELING AND PARAMETER EXTRACTION

The battery cell chosen for this investigation is the ANR26650M1A produced by A123 Systems [32]. It is a cylindrical high power cell based on a LiFePO_4 chemistry. The nominal voltage is 3.3 V and the specified capacity is about 2300 mAh.

A. Dynamic Battery Modeling

Several battery equivalent circuit models can be found in [12]–[16]. The conclusion seems to be that the Randles model, as shown in Fig. 4, describes the battery dynamics and the ohmic battery losses adequately. The battery cell is modeled by an RC network. The three time constants, represented by R_1 to R_2 and C_1 to C_3 , are used to describe the transient battery behavior. The resistance R_0 represents the internal battery resistance. The open circuit voltage V_{OCV} is dependant on the State of Charge (SOC). Since the frequency range is within a range of a couple of kHz, the battery's series inductance is assumed to be negligible in the further analysis.

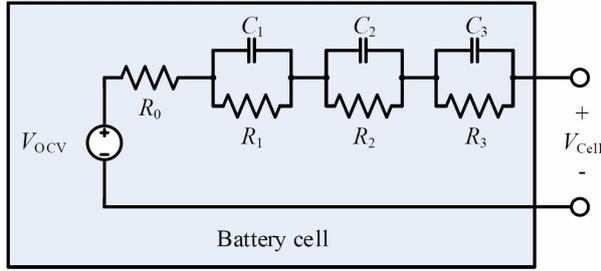


Fig. 4: Randles model of a battery cell, using three time constants.

B. Parameter Extraction

Measurements are done on one battery cell at a characteristic state of charge of about 50%. A resistive load is used, while the cell voltage and current are measured with an oscilloscope. The cell is being stressed with a pulsed current of different magnitudes (28 A and 49 A) and various frequencies (1 Hz to 100 Hz). The three time constant Randles model shown in Fig. 4 has an impedance that is mathematically described as

$$Z_{\text{Cell}}(s) = R_0 + \frac{R_1}{s + R_1 C_1} + \frac{R_2}{s + R_2 C_2} + \frac{R_3}{s + R_3 C_3}, \quad (6)$$

which can be rewritten as

$$Z_{\text{Cell}}(s) = \frac{b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}. \quad (7)$$

Using its corresponding poles, p_3 , p_2 and p_1 , and zeros, z_3 , z_2 and z_1 , the cell impedance term becomes

$$Z_{\text{Cell}}(s) = b_3 \frac{(s - z_3)(s - z_2)(s - z_1)}{(s - p_3)(s - p_2)(s - p_1)}. \quad (8)$$

This impedance term can easily be parameterized by a least-square fit, using the measured voltage and current shape obtained during the pulse test [22]. The equivalent circuit

parameters can then be extracted as follows. From the poles, the system time constants are calculated according to

$$\begin{bmatrix} \tau_3 \\ \tau_2 \\ \tau_1 \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} 1/p_3 \\ 1/p_2 \\ 1/p_1 \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Knowing the time constants, a matrix A is created according to

$$A = \frac{1}{\tau_1 \tau_2 \tau_3} \cdot \begin{bmatrix} \tau_1 \tau_2 \tau_3 & 0 & 0 & 0 \\ \tau_1 \tau_2 + \tau_1 \tau_3 + \tau_2 \tau_3 & \tau_2 \tau_3 & \tau_1 \tau_3 & \tau_1 \tau_2 \\ \tau_1 + \tau_2 + \tau_3 & \tau_2 + \tau_3 & \tau_1 + \tau_3 & \tau_1 + \tau_2 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}, \quad (10)$$

which can be used to calculate the resistances as

$$\begin{bmatrix} R_3 \\ R_2 \\ R_1 \\ R_0 \end{bmatrix} = A^{-1} \begin{bmatrix} b_3 \\ b_2 \\ b_1 \\ b_0 \end{bmatrix}. \quad (11)$$

The capacitances can now be calculated as

$$\begin{bmatrix} C_3 \\ C_2 \\ C_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tau_3 & 0 & 0 \\ 0 & \tau_2 & 0 \\ 0 & 0 & \tau_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1/R_3 \\ 1/R_2 \\ 1/R_1 \end{bmatrix}. \quad (12)$$

If the Randles model is used with two or one time constants, the parameters are calculated in a similar way from the least square fit.

The measurement of a pulsed current of 28 A and 1 Hz, conducted on a single cell, can be seen in Fig. 5. Furthermore, the simulated voltage shapes for the Randles model, using different time-constants are depicted. The resulting parameters were extracted using the before described approach. The parameters and the normalized root mean square deviation of the curve fits can be seen in Table I. It can be noted that the magnitude fit is excellent when using 3 poles and 3 zeros. Moreover, it can be observed that the impedance becomes a bit higher at higher currents. An Electric Impedance Spectroscopy (EIS) sweep has also been performed in the frequency range of 10 mHz to 10 kHz using a battery cell tester, Gamry reference 3000 [33]. For the EIS sweep, the battery parameters, using 3 poles and 3 zeros, were extracted by a least square fit [16]. The resulting Bode plot for some least-square curve fits of different measurements are shown in Fig. 6. For the further analysis the data set 'meas 3.23V 1Hz 28A' is chosen. It can be noted that the 2p2z, 1p1z and resistive model do not fit the high frequency behavior very well, but these show a great match at the lower frequency content, where the pulsed waveform goes towards a steady state. However, the 3p3z fit shows a great fit for the whole frequency range of interest with a normalized root mean square deviation of 99.49%.

IV. SMALL SCALE SYSTEM AND MODEL VERIFICATION

A plug-in hybrid electric vehicle (PHEV) with a 50 km electric driving range is considered as reference system. The modeled vehicle should resemble a small passenger car as described in [9]. The used motor and vehicle parameter can be found in [9]. 9 battery packs are used, building up a total capacity of 10 kWh. Each battery pack consists of 150 cells, 10 in parallel and 15 in series. In this way a nominal battery pack voltage of about 50 V is achieved. Since the drive train of the vehicle operates in a wide range of frequency and torque, six characteristic operating points (OP), as can be seen in

TABLE I: Cell parameters

Measurement:	R0 [mΩ]	R1 [mΩ]	R2 [mΩ]	R3 [mΩ]	C1 [F]	C2 [F]	C3 [F]	Fit [%]
meas 3.3V 100Hz 49A 3p3z	10.16	2.55	2.05	1.26	0.13	1.92	65.31	98.63
meas 3.3V 10Hz 49A 3p3z	10.41	2.67	1.58	1.21	0.20	4.11	84.65	99.40
meas 3.23V 10Hz 28A 3p3z	9.76	1.96	1.43	1.21	0.35	3.43	33.06	99.42
meas 3.23V 1Hz 28A 3p3z	10.02	2.47	1.41	1.37	0.49	9.93	168.94	99.49
meas 3.23V 1Hz 28A 2p2z	11.07	2.60	1.45	-	1.98	110.98	-	99.23
meas 3.23V 1Hz 28A 1p1z	13.04	1.90	-	-	41.61	-	-	97.92
meas 3.23V 1Hz 28A Resistive	14.61	-	-	-	-	-	-	93.99

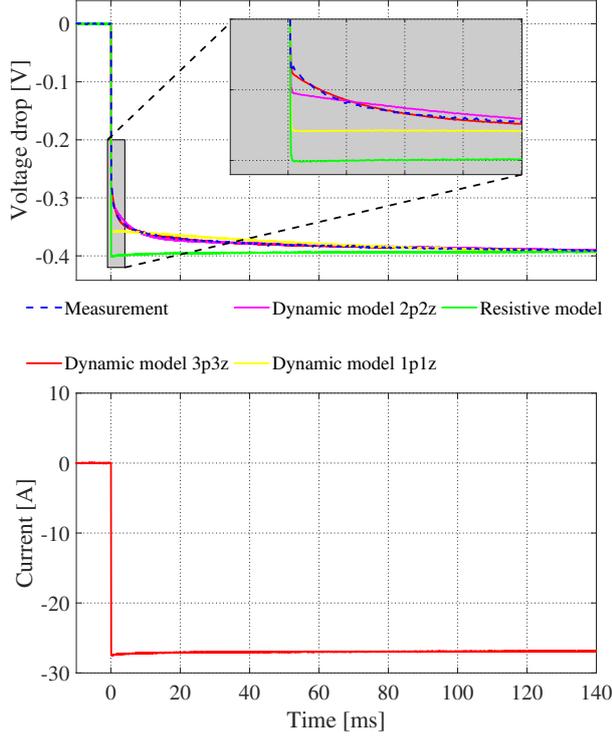


Fig. 5: Operating point at 1 Hz, 28 A (12.2 C) and 3.23 V

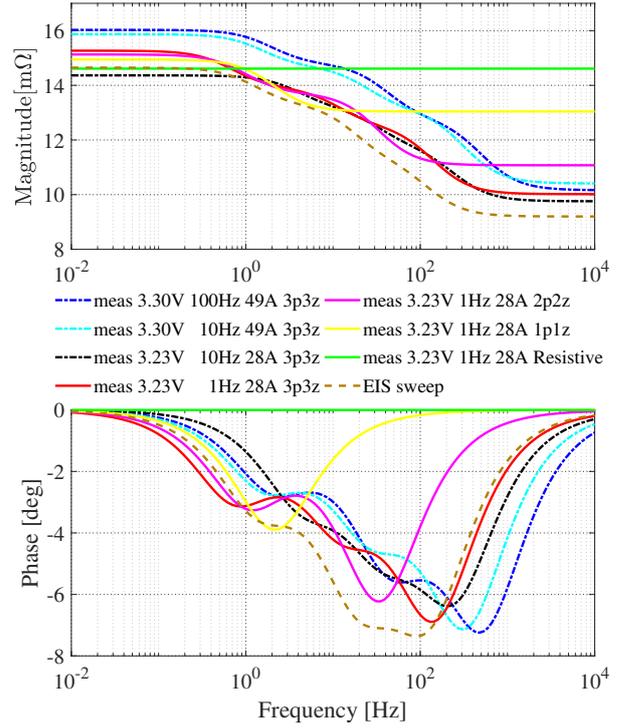


Fig. 6: Bode plot of the extracted battery impedances.

TABLE II, are chosen to assess the behavior of the battery models [9]. To verify the dynamic behavior of the battery

TABLE II: Analyzed operating points for the vehicle in [9]

OP	Speed	T	I_{RMS}	$V_{phaserms}$	φ
1	1000 RPM	30 Nm	78 A	17 V	25 deg
2	1000 RPM	60 Nm	137 A	22 V	36 deg
3	1000 RPM	90 Nm	185 A	28 V	42 deg
4	5000 RPM	30 Nm	78 A	77 V	27 deg
5	5000 RPM	60 Nm	137 A	103 V	40 deg
6	10000 RPM	30 Nm	101 A	106 V	1 deg

models, using the characteristic operating points, a small scale drive system was used. The chosen small scale battery packs

consist of 4 in series connected battery cells, which gives a nominal voltage of 13.2 V and a total capacity of 270 Wh. This results in a voltage ratio of the large and small scale system as

$$\frac{V_{LargeScale}}{V_{SmallScale}} = \frac{N_{ser,Large}}{N_{ser,Small}} = \frac{50.0 \text{ V}}{13.2 \text{ V}} \approx 3.8 \quad (13)$$

and a current ratio according to the capacity as

$$\frac{C_{LargeScale}}{C_{SmallScale}} = \frac{10 \text{ kWh}}{0.27 \text{ kWh}} = \frac{I_{LargeScale} V_{LargeScale}}{I_{SmallScale} V_{SmallScale}}, \quad (14)$$

which results in

$$\frac{I_{LargeScale}}{I_{SmallScale}} \approx 9.7 \quad (15)$$

To get the same operating points for the small scale system, the operating points in TABLE II are down-scaled according

to (13) and (15) and are shown in Table III. In this way, each single cell is stressed with the same current as in the example hybrid vehicle. The built small scale setup can be seen in

TABLE III: Analyzed operating points for the lab setup

OP	Speed	T	I_{RMS}	$V_{phaseRMS}$	φ
1	1000 RPM	30 Nm	8 A	4 V	25 deg
2	1000 RPM	60 Nm	14 A	6 V	36 deg
3	1000 RPM	90 Nm	19 A	7 V	42 deg
4	5000 RPM	30 Nm	8 A	20 V	27 deg
5	5000 RPM	60 Nm	14 A	27 V	40 deg
6	10000 RPM	30 Nm	10 A	28 V	1 deg

Fig. 7. A small induction machine is driven by the MLI. The open circuit voltage V_{OCV} of the battery can be estimated using coulomb counting or using a more advanced estimator. The product of the measured battery voltage drop and the battery current yields the battery losses, so that the simulated and measured battery losses can easily be compared with each other. Fig. 8 shows the drawn battery current and the measured voltage drop waveform in comparison to the simulated voltage drop for operating point 5. It can be seen that the 3p3z dynamic model follows the measurement very well both for higher frequencies but also for the lower ones. The 2p2z model agrees quite well with the measurement as well, and only overestimates the voltage drop with a few percents. The 1p1z and the resistive model do however not agree well with the measurements and overestimate the voltage drop when a current is flowing in the cell (higher losses) and underestimate the voltage drop when no current is flowing through the cell (relaxation). As a total, the resistive model overestimates the losses except for when a pure DC-current is flowing in the cells. However, this never occurs in a multilevel inverter drive system. The EIS model underestimates the voltage drop and therefore the losses.

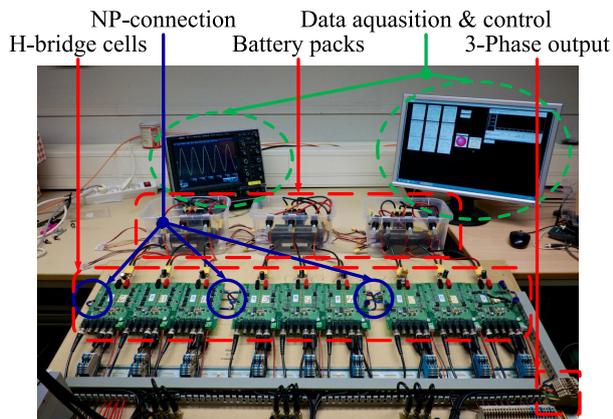


Fig. 7: Small scale CHB inverter setup.

The resulting losses are shown in Fig. 9 and the relative maximum voltage drop compared to the measurements can be seen in Table IV. It can be noted that the dynamic model and the measurements agree very well and that the

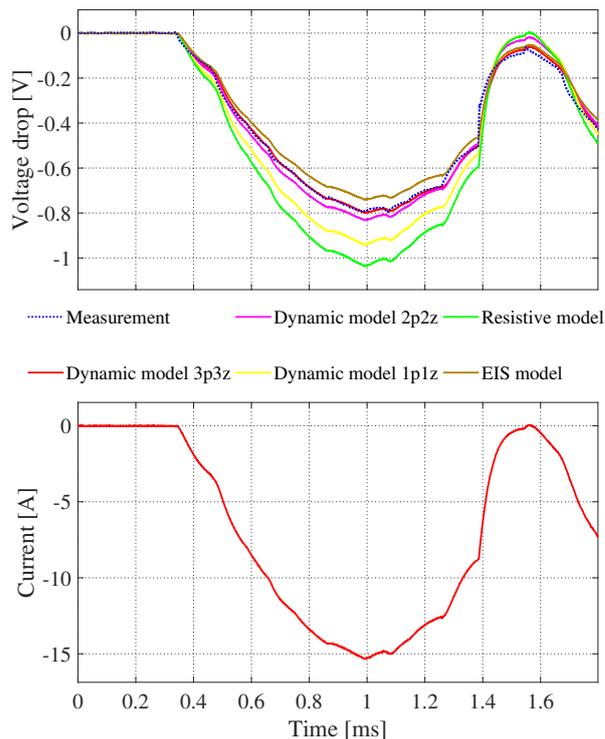


Fig. 8: Battery voltage drop and current for operating point 5.

resistive model always overestimates the losses and the EIS model underestimates the losses. It can also be noted that the resistive model shows a better agreement at lower frequencies (operating point 1) compared to higher frequencies (operating point 6).

TABLE IV: Maximum voltage drop for the six operating points relative to the measurement

Model	1	2	3	4	5	6
Measurement	100 %	100 %	100 %	100 %	100 %	100 %
3p3z	98 %	101 %	98 %	101 %	100 %	102 %
2p2z	98 %	101 %	101 %	105 %	104 %	108 %
1p1z	107 %	111 %	112 %	119 %	118 %	123 %
Resistive	118 %	122 %	124 %	131 %	130 %	136 %
EIS	91 %	94 %	91 %	94 %	93 %	95 %

V. DRIVE CYCLE EVALUATION

Simulations are used to assess the behavior of the battery models for different driving cycles. The compact reference car and the electric motor described in [9] are used to calculate the drive cycle operating points for the inverter. Four typical driving cycles were chosen to cover the characteristic vehicle loads for city driving (FTP75), highway driving (HWFET), aggressive driving (HWFET) and test procedure driving (NEDC). The resulting total battery losses can be seen in Fig. 10. It can be noted that a similar relation between the models is shown

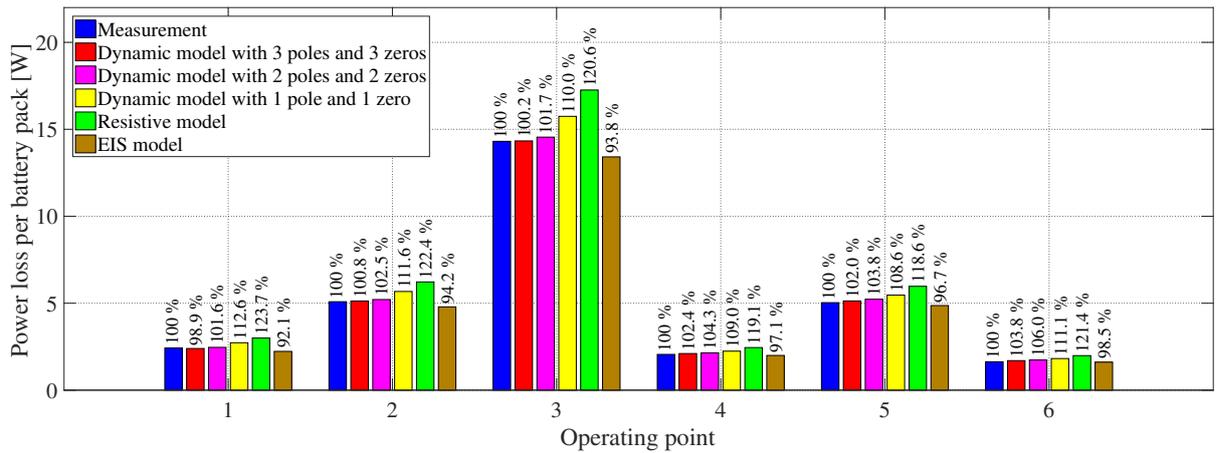


Fig. 9: Loss comparison between measurements, different dynamic models and a pure resistive model for the six characteristic operating points.

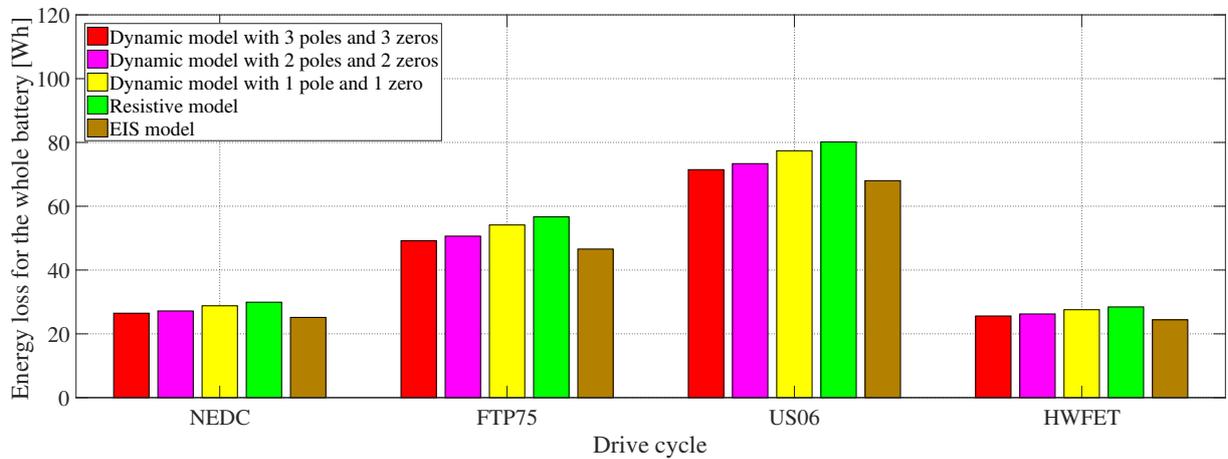


Fig. 10: Comparison between the simulated battery losses for different drive cycles.

for all the driving cycles, even though the vehicle operates at different speeds and accelerations in the four driving cycles. In the same way as for the single operating point verification, the resistive model shows higher losses compared to the 3p3z dynamic model and the EIS model provides a lower loss prediction.

VI. CONCLUSION

In comparison to a two-level inverter, the battery packs in a cascaded H-bridge multilevel inverter are stressed with a substantial amount of low order current harmonics. Therefore, this paper dealt with the modeling and drive cycle loss evaluation of the battery packs used in a seven level CHB inverter. A down-scaled drive system was used to verify and to compare theory and simulation results. It has been shown that a simple measurement of a pulsed current can be used to determine the parameters of the Randles model, using up to three time constants. When evaluated at the chosen six drive train

operating points, the accuracy of a two or three time constant system is very good in comparison to the measurements. It has been shown that a pure resistive battery model overestimates the battery losses to a great extent by about 20 %, whereas a single time constant system overestimates the losses by about 10%. Furthermore, it has been seen that the battery parameters extracted from the electric impedance spectroscopy underestimate the battery losses by about 1.5% to 8%. The simulation results from the drive cycle analysis have shown the same characteristics as the six operating points.

REFERENCES

- [1] A. Bubert, K. Oberdieck, H. Xu, and R. W. De Doncker, "Experimental validation of design concepts for future ev-traction inverters," in *2018 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, June 2018, pp. 795–802.
- [2] E. A. Grunditz and T. Thiringer, "Performance analysis of current bevs based on a comprehensive review of specifications," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 2, no. 3, pp. 270–289, Sep. 2016.

- [3] E. Arfa Grunditz and T. Thiringer, "Characterizing bev powertrain energy consumption, efficiency, and range during official and drive cycles from gothenburg, sweden," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 65, no. 6, pp. 3964–3980, June 2016.
- [4] L. M. Tolbert, F. Z. Peng, and T. G. Habetler, "Multilevel inverters for electric vehicle applications," in *Power Electronics in Transportation (Cat. No.98TH8349)*, Oct 1998, pp. 79–84.
- [5] A. Kersten, K. Oberdieck, A. Bubert, M. Neubert, E. Grunditz, T. Thiringer, and R. W. De Doncker, "Fault detection and localization for limp home functionality of three-level npc inverters with connected neutral point for electric vehicles," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, pp. 1–1, 2019.
- [6] A. Kersten, E. Grunditz, and T. Thiringer, "Efficiency of active three-level and five-level npc inverters compared to a two-level inverter in a vehicle," in *2018 20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18 ECCE Europe)*, Sep. 2018, pp. P.1–P.9.
- [7] H. Xu, A. Bubert, M. Laumen, and R. W. De Doncker, "Active neutral-point balancing of three-level neutral-point-clamped traction inverters," in *2018 21st International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Oct 2018, pp. 2256–2261.
- [8] O. Josefsson, A. Lindskog, S. Lundmark, and T. Thiringer, "Assessment of a multilevel converter for a phev charge and traction application," in *The XIX International Conference on Electrical Machines-ICEM 2010*. IEEE, 2010, pp. 1–6.
- [9] O. Josefsson, *Investigation of a Multilevel Inverter for Electric Vehicle Applications*, ser. Doctoral Thesis at Chalmers University of Technology. Institute of Energy and Environment, Chalmers University of Technology, 2015, 146.
- [10] F. Helling, M. Kuder, A. Singer, S. Schmid, and T. Weyh, "Low voltage power supply in modular multilevel converter based split battery systems for electrical vehicles," in *2018 20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18 ECCE Europe)*, Sep. 2018, pp. P.1–P.10.
- [11] Z. Zheng, K. Wang, L. Xu, and Y. Li, "A hybrid cascaded multilevel converter for battery energy management applied in electric vehicles," *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 29, no. 7, pp. 3537–3546, 2014.
- [12] M. R. Jongerden and B. R. Haverkort, "Which battery model to use?" *IET software*, vol. 3, no. 6, pp. 445–457, 2009.
- [13] M. Einhorn, F. V. Conte, C. Kral, and J. Fleig, "Comparison, selection, and parameterization of electrical battery models for automotive applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 3, pp. 1429–1437, 2013.
- [14] G. L. Plett, "High-performance battery-pack power estimation using a dynamic cell model," *IEEE Transactions on vehicular technology*, vol. 53, no. 5, pp. 1586–1593, 2004.
- [15] B. Enache, E. Lefter, and C. Stoica, "Comparative study for generic battery models used for electric vehicles," in *2013 8TH INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ADVANCED TOPICS IN ELECTRICAL ENGINEERING (ATEE)*. IEEE, 2013, pp. 1–6.
- [16] S. Skoog and S. David, "Parameterization of linear equivalent circuit models over wide temperature and soc spans for automotive lithium-ion cells using electrochemical impedance spectroscopy," *Journal of Energy Storage*, vol. 14, pp. 39–48, 2017.
- [17] R. C. Kroeze and P. T. Krein, "Electrical battery model for use in dynamic electric vehicle simulations," in *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*. IEEE, 2008, pp. 1336–1342.
- [18] X. Hu, S. J. Moura, N. Murgovski, B. Egardt, and D. Cao, "Integrated optimization of battery sizing, charging, and power management in plug-in hybrid electric vehicles," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 24, no. 3, pp. 1036–1043, 2016.
- [19] A. Hentunen, T. Lehmuspelto, and J. Suomela, "Electrical battery model for dynamic simulations of hybrid electric vehicles," in *2011 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*. IEEE, 2011, pp. 1–6.
- [20] L. Y. Wang, M. P. Polis, G. G. Yin, W. Chen, Y. Fu, and C. C. Mi, "Battery cell identification and soc estimation using string terminal voltage measurements," *IEEE transactions on vehicular technology*, vol. 61, no. 7, pp. 2925–2935, 2012.
- [21] A. Hentunen, T. Lehmuspelto, and J. Suomela, "Time-domain parameter extraction method for thévenin-equivalent circuit battery models," *iee transactions on energy conversion*, vol. 29, no. 3, pp. 558–566, 2014.
- [22] S. Skoog, "Parameterization of equivalent circuit models for high power lithium-ion batteries in hev applications," in *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, Sep. 2016, pp. 1–10.
- [23] K. Sharifabadi, L. Harnefors, H.-P. Nee, S. Norrga, and R. Teodorescu, *Design, control, and application of modular multilevel converters for HVDC transmission systems*. John Wiley & Sons, 2016.
- [24] M. S. A. Dahidah and V. G. Agelidis, "Selective harmonic elimination multilevel converter control with variant dc sources," in *2009 4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, May 2009, pp. 3351–3356.
- [25] P. Cortes, A. Wilson, S. Kouro, J. Rodriguez, and H. Abu-Rub, "Model predictive control of multilevel cascaded h-bridge inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 8, pp. 2691–2699, Aug 2010.
- [26] and F. Z. Peng, "Harmonics optimization of the voltage balancing control for multilevel converter/inverter systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 1, pp. 211–218, Jan 2006.
- [27] H. Lou, C. Mao, D. Wang, J. Lu, and L. Wang, "Fundamental modulation strategy with selective harmonic elimination for multilevel inverters," *IET Power Electronics*, vol. 7, no. 8, pp. 2173–2181, August 2014.
- [28] E. Guan, P. Song, M. Ye, and B. Wu, "Selective harmonic elimination techniques for multilevel cascaded h-bridge inverters," in *2005 International Conference on Power Electronics and Drives Systems*, vol. 2, Nov 2005, pp. 1441–1446.
- [29] S. Haghbin and T. Thiringer, "Dc bus current harmonics of a three-phase pwm inverter with the zero sequence injection," in *2014 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, June 2014, pp. 1–6.
- [30] A. Karvonen and T. Thiringer, "Parameter analysis of current and voltage ripple in a hybrid vehicle traction system," in *2015 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*. IEEE, 2015, pp. 1838–1845.
- [31] S. Haghbin, A. Rabiei, and T. Thiringer, "High-frequency modelling of a three-phase pulse width modulation inverter towards the dc bus considering line and controller harmonics," *The Journal of Engineering*, vol. 2014, no. 10, pp. 581–589, 2014.
- [32] A123 Systems, *High Power Lithium Ion ANR26650M1A*, mD100001-02 datasheet, 2009-2010.
- [33] "Gamry reference 3000 potentiostat/galvanostat/zra," <https://www.gamry.com/potentiostats/reference-3000/>, (Accessed on 04/19/2019).

A 6. Battery Modeling and Parameter Extraction for Drive Cycle Loss Evaluation of a Modular Battery System for Vehicles based on a Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter

Oskar Theliander, Anton Kersten, *Student Member, IEEE*, Manuel Kuder, Weiji Han, *Member, IEEE*, Emma Grunditz, and Torbjörn Thiringer, *Senior Member, IEEE*

Abstract—This paper deals with the modeling and the parameterization of the battery packs used in cascaded H-bridge multilevel propulsion inverters. Since the battery packs are intermittently conducting the motor currents, the battery cells are stressed with a dynamic current containing a substantial amount of low-order harmonic components up to a couple of kHz, which is a major difference in comparison to a traditional two-level inverter drive. Different models, such as pure resistive and dynamic RC-networks, are considered to model the energy losses for different operating points and driving cycles. Using a small-scale setup, the models' parameters are extracted using both a low-frequency, pulsed current and an electrochemical impedance spectroscopy sweep. The models are compared against measurements conducted on the small-scale setup at different operating points. Additionally, a drive cycle loss comparison is simulated. The simple resistive model overestimates the losses by about 20% and is, thus, not suitable. The dynamic three-time-constant model, parameterized by a pulsed current, complies with the measurements for all analyzed operating points, especially at low speed, with a maximum deviation of 3.8%. Extracting the parameters using an electrochemical impedance spectroscopy seems suitable for higher speeds, though the losses for the chosen operating points are underestimated by 1.5% to 7.9%.

Index Terms—Batteries, Inverters, Multilevel systems, Vehicles.

I. INTRODUCTION

The two-level inverter is widely used for the propulsion in today's Battery Electric Vehicles (BEVs) [2]–[4]. However, Multilevel Inverters (MLI) are gaining interest in the field of vehicle propulsion applications [5]–[7], such as the Neutral Point Clamped (NPC) and the Cascaded H-bridge (CHB) inverter, referred to as modular battery systems [8]. These inverter topologies have several advantages compared to the classical two-level inverter, for example possible fault tolerant operation [9]–[11], efficiency enhancement [11]–[14] and, especially, low output voltage harmonic and electromagnetic emissions [15], [16]. In [6], [11] and [14] the cascaded H-bridge topology utilizing low voltage MOSFETs is considered. This multilevel topology achieves a high inverter

efficiency by the usage of low voltage MOSFETs, which in addition come with a low cost. Each battery pack can be drained by its individual capacity, since the inverter acts as a part of the battery management system [17], so that the amount of energy in the entire battery system can be utilized to its full extent [11].

In a BEV, independent of the inverter topology, the battery cells are subjected to a DC component, which varies while driving. On the one hand, the switching events of a two-level inverter generate a high-frequency current ripple (≥ 10 kHz), which is easily filtered out by the DC-link capacitor [18], [19]. Hence, for energy calculations, the battery is often just modeled as a single resistor [20]–[23]. On the other hand, the battery packs in a cascaded H-bridge inverter are subjected to a low-frequency current ripple, containing a substantial amount of low-order harmonics, especially a second order harmonic component. Thus, the low-frequency current ripple varies in frequency depending on the operating point of the vehicle [16], [24]. This, in turn makes accurate energy calculations and efficiency comparisons between two-level and various multilevel inverters difficult. Consequently, assuming a pure resistive model for a modular battery system based on a multilevel inverter topology, as for example chosen in [25]–[27], might not be suitable. In [14], [28] the efficiencies of different multilevel inverters are extensively modeled and assessed, but the overall system efficiencies can not be evaluated since the battery losses are omitted. In [12] it is shown that the battery losses have a significant influence on the overall efficiency.

Different models to extensively describe the dynamic battery behavior with electrical equivalent circuits for a two-level inverter system are discussed in [29]–[35]. In general, the conclusion is that the Randles model [35] of series connected RC-links describes the battery performance in a sufficiently adequate way. Depending on the battery load scenario to be described, a pure resistive model or a model with up to three RC-links can be chosen. For example, as shown in [36], a simple resistive model can be used to determine the steady state losses of a battery, as for example when used in a two-level inverter drive, but a more complex model is needed to describe the dynamics during transients.

Additionally, work to parameterize the battery system for dynamic simulations and loss evaluations in hybrid and pure electric vehicles has been done in [34], [37]–[40]. Here, two main approaches can be distinguished, the recur-

This article is an extension of the conference article "LiFePO₄ Battery Modeling and Drive Cycle Loss Evaluation in Cascaded H-Bridge Inverters for Electric Vehicles" published at the ITEC 2019 [1].

O. Theliander, A. Kersten, E. Grunditz, W. Han and T. Thiringer are with the Department of Electrical Engineering at Chalmers University of Technology, Gothenburg, Sweden (e-mail: oskar.theliander@gmail.com, kersten@chalmers.se, emma.grunditz@chalmers.se, weiji.han@chalmers.se, torbjorn.thiringer@chalmers.se). M. Kuder is with the Bundeswehr University Munich (e-mail: manuel.kuder@unibw.de).

sive time-domain parameter extraction using low-frequency discharge/charge pulses [38], [39] and the electrochemical impedance spectroscopy [34].

However, the available literature does not cover the dependency of the chosen battery model on the estimated battery losses of modular multilevel inverters with a split battery system used for variable speed drives. Due to the dynamic current drawn from the individual battery packs and the broad frequency range of operation, a pure resistive battery model seems unsuitable for energy calculations as for example for the determination of drive cycle losses.

Therefore, the key contribution of this article is to demonstrate the importance of using a more complex, dynamic battery model and, hence, to quantify the overestimation of the battery losses in a multilevel propulsion inverter for different operating points and drive cycles when using just a resistive battery model. Additionally, it is determined which parameter extraction method is more suitable for a multilevel inverter with a split battery system, the electrochemical impedance spectroscopy or the recursive time-domain based extraction.

II. MODULAR BATTERY SYSTEM BASED ON CASCADED H-BRIDGE INVERTER TOPOLOGY AND ITS CONTROL

The Cascaded H-Bridge (CHB) inverter consists of series connected H-bridges, which can be independently controlled. Within the scope of this investigation, a seven-level CHB inverter, as shown in Fig. 1, is considered. Each H-bridge has a battery pack attached to it. By controlling the switches in the H-bridge in pairs, one module can create the following output voltage levels

$$V_{HB} = \{+V_{DC_{ML}}, -V_{DC_{ML}}, 0\} \quad , \quad (1)$$

where $V_{DC_{ML}}$ describes the nominal battery pack voltage. Having n series connected H-bridge modules, the number of voltage levels per phase becomes

$$m = 2n + 1 \quad . \quad (2)$$

In literature, several modulation techniques can be found to control the output voltage of a multilevel inverter [41]–[44]. For this investigation, the chosen modulation technique to control the output voltage of the inverter is Fundamental Selective Harmonic Elimination (FSHE) [42]. This technique achieves a high drive train efficiency at high speeds, since the switching losses are kept to a minimum, while a selection of low order harmonics are eliminated [6]. By choosing the proper time instants to turn on and turn off the switches of the different H-bridges in the multilevel inverter, the amplitude of the fundamental frequency as well as a selection of harmonics are controlled. For an m -level inverter, the amplitude of the fundamental frequency and $\frac{m-3}{2}$ harmonic components can be controlled. Since the motor inductance acts as a current low pass filter, it is of utmost importance to minimize the low frequency voltage harmonics, for example the 5th and the 7th harmonic.

The voltage waveform built up by the seven-level inverter can be expressed with the help of the switching angles α_1, α_2

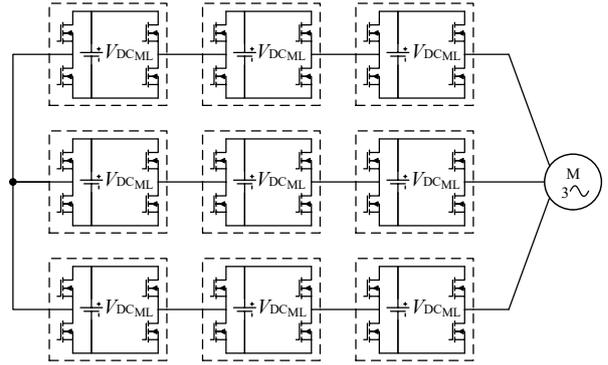


Fig. 1: Seven-level cascaded H-bridge converter with integrated battery packs forming a modular battery system.

and α_3 . The angles describe the instants when H-bridge 1 to 3 should be activated in forward or reverse conduction in one phase. According to [42], [45], the Fourier series expansion of the signal for the different harmonics, h , can be written as

$$V_{h_{ML}} = \frac{4V_{DC_{ML}}}{h\pi} [\cos(h\alpha_1) + \cos(h\alpha_2) + \cos(h\alpha_3)] \quad . \quad (3)$$

Equation (3) assumes that the DC-voltages are equal for all H-bridges. The modulation index can go up to 1.07 without losing the possibility to eliminate the 5th and 7th harmonic [46]. If the modulation index is below 0.487, the control over both harmonics is also lost since α_1, α_2 and α_3 are constrained to 90° . Nevertheless, the harmonics are minimized with a prioritization on the 5th harmonic. To keep the battery packs balanced, the controller makes sure to use the battery packs according to their capacity. Therefore, during motor operation, the battery pack with the highest voltage and the lowest voltage is used to the largest and smallest extent, respectively, and vice versa during recuperation. The maximum output voltage the inverter can create, while keeping a voltage margin of about 10% to account for the voltage drops and the needed blanking time of the inverter valves, as well as maintaining a sufficient control margin, can be expressed as

$$V_{\text{phasERMS,MAX}} = 0.9 \cdot 1.07 \frac{V_{DC_{ML}} \cdot n}{\sqrt{2}} \quad . \quad (4)$$

The drawn battery pack current of each module can be expressed as

$$i_{\text{Bat},j} = \begin{cases} +i_{\text{phase}}, & \text{if } \alpha_j \leq \omega t \leq \pi - \alpha_j \\ -i_{\text{phase}}, & \text{if } \pi + \alpha_j \leq \omega t \leq 2\pi - \alpha_j \\ 0, & \text{else} \end{cases} \quad (5)$$

with $j = \{1, 2, \dots, n\}$. Fig. 2(a) depicts the inverter output voltage and the motor phase current of one phase for an arbitrary operating point. It can be seen that all three modules are inserted. The drawn battery current in comparison to the average current for battery pack 1 is depicted in Fig. 2(b). It is quite different from a DC quantity. The Fourier analysis of the drawn battery current yields the harmonic components, as depicted in Fig. 3. The battery is stressed with a substantial amount of even low order harmonic components. For this op-

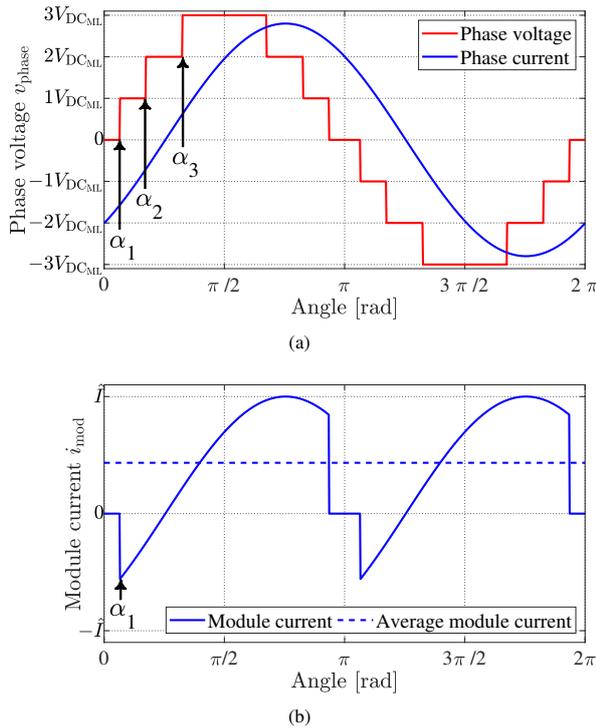


Fig. 2: (a) Phase voltage and phase current and (b) drawn battery current for an example operating point.

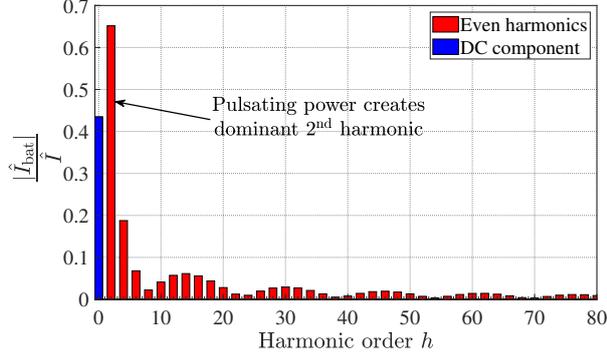


Fig. 3: Harmonic current components of the drawn battery current shown in Fig. 2(b).

erating point, the magnitude of the double frequency harmonic exceeds even the DC component for the chosen battery pack. In comparison, the DC bus in a classical two-level inverter is stressed with a large DC component and a high frequency ripple corresponding to the switching harmonics [32], [47], [48]. Therefore, it is important to characterize the battery packs with respect to a broad frequency range, up to several kHz for the MLI, and not just for the dominant DC component as for a two-level inverter.

III. BATTERY MODELING AND PARAMETER EXTRACTION

The battery cell chosen for this investigation is the ANR26650M1A produced by A123 Systems [49]. It is a cylindrical high power cell based on the LiFePO₄ chemistry.

The nominal voltage is 3.3 V and the specified capacity is about 2300 mAh. The maximum continuous discharge current is 70 A. The identification of the battery parameters can in fact be done online during standstill, when a sufficiently high-sampling data acquisition system is available on-board. However, within the scope of this paper, the following described methods are applied in the laboratory using an external battery cell tester [50]. Within the frame of this article, only the irreversible heat losses are considered, whereas the reversible heat generation caused by the entropy change, for example described in [51], [52], is neglected.

A. Dynamic Battery Modeling

Several battery equivalent circuit models can be found in [29]–[31], [34], [40]. The general conclusion is, that the Randles model, as shown in Fig. 4, describes the battery dynamics and the ohmic battery losses adequately. The battery cell is modeled by an RC-network. The three time constants, represented by R_1 to R_3 and C_1 to C_3 , are used to describe the transient battery behavior. The resistance R_0 represents the internal battery resistance. The open circuit voltage V_{OCV} is dependant on the State of Charge (SOC). Considering the high frequency behavior, the modeled series inductance L is required. Thus, the battery cell impedance can be mathematically described as

$$\bar{Z}_{Cell}(s) = R_0 + \frac{R_1}{1 + sR_1C_1} + \frac{R_2}{1 + sR_2C_2} + \frac{R_3}{1 + sR_3C_3} + sL. \quad (6)$$

Since the battery parameters are dependent on the state of charge (SOC), the parameter extraction methods should be performed at a characteristic state of charge of about 50 %.

The instantaneous joule losses can be described as the sum of the losses of each branch as

$$P_{Loss} = \sum_{j=0}^k R_j i_{R_j}^2 \quad (7)$$

with k as the number of the chosen RC-pairs [16]. Since the RC-pairs do not have a physical representation, the joule losses can be calculated using the measured battery current and cell voltage, as well as the estimation of the open circuit voltage, as

$$P_{Loss} = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} (V_{OCV} - V_{Cell}) i_{bat} dt \quad (8)$$

The open circuit voltage can be estimated using Coulomb counting or a Kalman-Filter. In order to obtain the energy loss, as for example over a driving cycle, the instantaneous power loss can be integrated over the drive cycle duration as

$$E_{Loss} = \int_{t_0}^{t_1} P_{Loss} dt \quad (9)$$

As depicted in Fig. 4, the low-frequency current harmonics (LF) can easily pass through the capacitances C_1 to C_3 , whereas the DC component is conducted through the resistors R_1 to R_3 , causing higher joule losses.

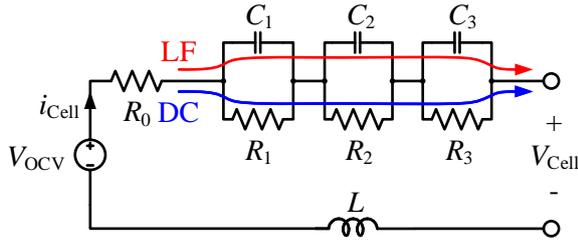


Fig. 4: Randles model of a battery cell, using three time constants. The low-frequency current harmonics (LF) can easily pass through the capacitances C_1 to C_3 , whereas the DC component is conducted through the resistors R_1 to R_3 .

B. Time-Domain Parameter Extraction

To extract the battery parameters in time-domain, as described in [39], the battery cell is stressed with a high pulsed current with a low frequency. Meanwhile, the battery voltage and current are monitored to estimate the system's transfer function, which should be equal to the battery cell's impedance as

$$\bar{Z}_{\text{Cell}}(s) = \frac{b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (10)$$

Using its corresponding poles, p_3 , p_2 and p_1 , and zeros, z_3 , z_2 and z_1 , the cell impedance term becomes

$$\bar{Z}_{\text{Cell}}(s) = b_3 \frac{(s - z_3)(s - z_2)(s - z_1)}{(s - p_3)(s - p_2)(s - p_1)} \quad (11)$$

It should be noted, that the battery series inductance is neglected in (10) and (11) due to the commonly low pulse frequency and the direct connection of the battery cell tester. In an actual vehicle, the inductance is closely related to the cable and wire harness routing. In the lab setup, the cable lengths were minimized through the direct connection of the H-bridges onto the battery modules. For an actual cascaded H-bridge setup in a vehicle, the cable lengths and the related inductances are not known. However, for a two-level setup, the inductance is estimated to be $1 \mu\text{H}$ for a 10 kW h, 400 V traction battery and about 500 nH to 700 nH for the 2 m long cable routing, seen from the inverter. [18], [53], [54]. Nonetheless, the transfer function in (10) and (11) can easily be parameterized using a generic recursive least-square fit. Therefore, numerical computer tools, such as MATLAB's curve fitting toolbox, can be used. The equivalent circuit parameters can then be extracted as follows. From the poles, the system's time constants can be calculated according to

$$\begin{bmatrix} \tau_1 \\ \tau_2 \\ \tau_3 \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} 1/p_1 \\ 1/p_2 \\ 1/p_3 \end{bmatrix} \quad (12)$$

Knowing the time constants, a matrix A can be created according to

$$A = \frac{1}{\tau_1 \tau_2 \tau_3} \begin{bmatrix} \tau_1 \tau_2 \tau_3 & 0 & 0 & 0 \\ \tau_1 \tau_2 + \tau_1 \tau_3 + \tau_2 \tau_3 & \tau_2 \tau_3 & \tau_1 \tau_3 & \tau_1 \tau_2 \\ \tau_1 + \tau_2 + \tau_3 & \tau_2 + \tau_3 & \tau_1 + \tau_3 & \tau_1 + \tau_2 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}, \quad (13)$$

which can be used to calculate the resistances as

$$\begin{bmatrix} R_0 & R_1 & R_2 & R_3 \end{bmatrix}^T = A^{-1} \begin{bmatrix} b_3 & b_2 & b_1 & b_0 \end{bmatrix}^T \quad (14)$$

The capacitances can now be calculated as

$$\begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tau_1 & 0 & 0 \\ 0 & \tau_2 & 0 \\ 0 & 0 & \tau_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1/R_1 \\ 1/R_2 \\ 1/R_3 \end{bmatrix} \quad (15)$$

If the Randles model is used with two or one time constants, the parameters can be calculated in a similar way from the least-square fit.

When extracting the parameters, a pulsed current of varying amplitude and frequency was applied to a single battery cell. The parameters as well as the normalized root mean square deviation are shown in TABLE I. It can be observed that the impedance becomes slightly greater at higher currents. Further, the magnitude fit is excellent when using 3 poles and 3 zeros and a pulsed current of 28 A and 1 Hz. Figure 5 depicts the measured and simulated voltage shapes for this case, using different time-constants as well.

C. Electrochemical Impedance Spectroscopy

The Electrochemical Impedance Spectroscopy (EIS) is another method to extract the battery parameters, as for example described in [34]. A sinusoidal current of varying frequency is injected into to battery cell while the battery cell's voltage is monitored. Consequently, the impedance can be obtained by the complex relation of current and voltage. To obtain the battery parameters a least square fit can be used to match the impedance for a certain frequency range. It should be noted that the series inductance of the battery model in Fig. 4 cannot be neglected using an EIS, since the frequency range typically reaches up to a couple of kHz.

For the chosen battery cell an EIS sweep has been performed in the frequency range from 10 mHz to 7.27 kHz using a battery cell tester, Gamry reference 3000 [50]. In comparison to the pulse test, the current of the cell tester was limited to a low value of 2 A (RMS). As seen from the pulse tests, using a low current with a high frequency might lead to a lower value of the battery resistances. The obtained imaginary and real parts of the battery cell impedance are depicted in Fig. 6. The battery parameters were determined, using a least square fit, so that these match the impedance plot within the range from about 1 Hz to 3.72 kHz. As can be seen in Fig. 6, the estimated impedance matches quite well with the measured impedance. The parameters obtained from the EIS sweep are shown in TABLE I.

IV. SMALL-SCALE SYSTEM AND EXPERIMENTAL EVALUATION OF BATTERY LOSSES

Within the scope of this analysis a plug-in hybrid electric vehicle (PHEV) with a 50 km electric driving range is considered as a reference system. The modeled vehicle should resemble a small passenger car. The used motor and vehicle parameters can be found in [6] and are shown in TABLE II. A setup of 9 battery packs are used, building up a total capacity of 10 kWh. Thus, each battery pack consists of 150 cells, 10

TABLE I: Extracted battery cell parameters

Measurement:	R0 [mΩ]	R1 [mΩ]	R2 [mΩ]	R3 [mΩ]	C1 [F]	C2 [F]	C3 [F]	Fit [%]
meas 3.3V 100Hz 49A 3p3z	10.16	2.55	2.05	1.26	0.13	1.92	65.31	98.63
meas 3.3V 10Hz 49A 3p3z	10.41	2.67	1.58	1.21	0.20	4.11	84.65	99.40
meas 3.23V 10Hz 28A 3p3z	9.76	1.96	1.43	1.21	0.35	3.43	33.06	99.42
meas 3.23V 1Hz 28A 3p3z	10.02	2.47	1.41	1.37	0.49	9.93	168.94	99.49
meas 3.23V 1Hz 28A 2p2z	11.07	2.60	1.45	-	1.98	110.98	-	99.23
meas 3.23V 1Hz 28A 1p1z	13.04	1.90	-	-	41.61	-	-	97.92
meas 3.23V 1Hz 28A Resistive	14.61	-	-	-	-	-	-	93.99
meas 3.3V EIS extraction	9.50	2.04	1.20	1.15	0.21	4.35	91.9	99.20

The selected parameters are marked in green and blue for the recursive time-domain, using a current pulse, and the EIS sweep extraction, respectively.

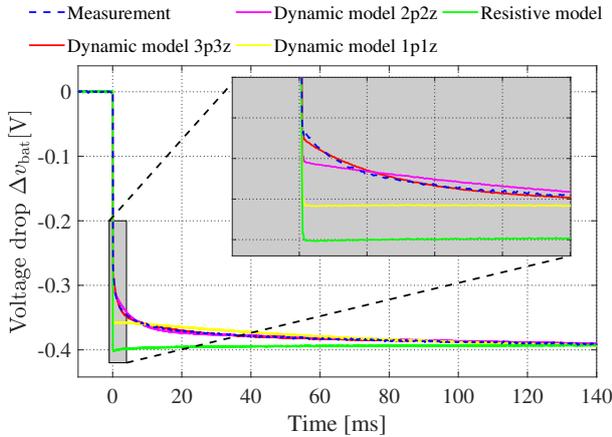


Fig. 5: Monitored and modeled battery voltage drop when using a pulsed current of 1 Hz and 28 A (12.2 C).

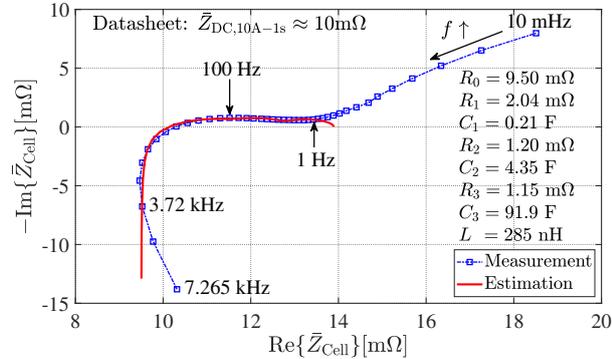


Fig. 6: Battery cell impedance obtained from the electrochemical impedance spectroscopy sweep. The estimated battery parameters match the measured impedance by about 99.2% in the range from 1 Hz to 3.72 kHz.

in parallel and 15 in series. In this way a nominal battery pack voltage of about 50 V is achieved.

However, for simplicity, the dynamic behavior of the battery model was verified using a down-scaled laboratory drive system, referred to as small-scale system. Thus, the chosen small-scale battery packs consist of just 4 in series connected

TABLE II: Drive train parameters

(a) Vehicle		
	Value	Unit
Vehicle mass m_{veh}	1025	kg
Occupant weight m_{occ}	75	kg
Frontal area A	2.2	m ²
Drag coefficient C_d	0.205	
Rolling resistance C_r	0.01	
Wheel radius r_{wheel}	0.33	m
Gear box ratio G_r	11.5	
Gearbox efficiency η_G	90	%
Top speed v_{max}	130	km/h

(b) Motor-PMSM

	Value	Unit
Stator resistance R_s	20	mΩ
D-axis inductance L_d	150	μH
Q-axis inductance L_q	300	μH
Flux constant ψ_m	33	mWb
Pole pairs n_p	5	
Max torque T_{max}	109	N m
phase current I_{RMS}	212	A
phase voltage \hat{V}_{pk}	150	V
Max speed n	12000	rpm

battery cells, which gives a nominal voltage of 13.2 V and a total capacity of 270 Wh. This results in a voltage ratio of the large and small-scale system as

$$\frac{V_{LargeScale}}{V_{SmallScale}} = \frac{N_{ser, Large}}{N_{ser, Small}} = \frac{50.0 \text{ V}}{13.2 \text{ V}} \approx 3.8 \quad (16)$$

and a current ratio according to the battery pack capacity as

$$\frac{C_{LargeScale}}{C_{SmallScale}} = \frac{10 \text{ kWh}}{0.27 \text{ kWh}} = \frac{I_{LargeScale} V_{LargeScale}}{I_{SmallScale} V_{SmallScale}}, \quad (17)$$

which results in

$$\frac{I_{LargeScale}}{I_{SmallScale}} \approx 9.7 \quad (18)$$

Using the current and voltage ratios, any operating point

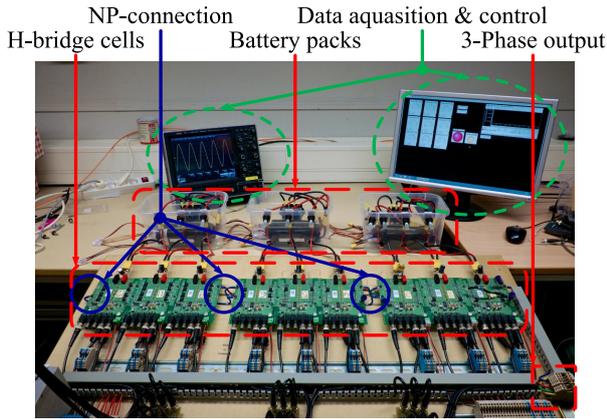


Fig. 7: Small-scale CHB inverter setup.

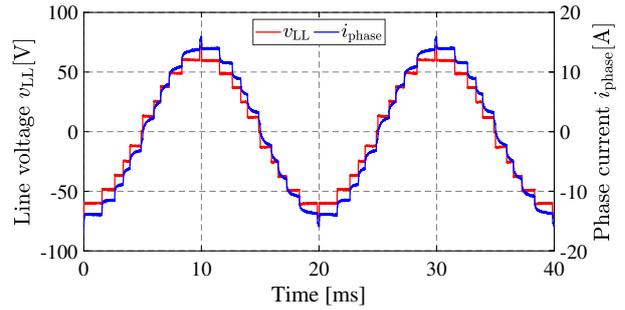
TABLE III: Analyzed operating points for the vehicle

OP	Speed	T	I_{RMS}	$V_{phaserms}$	φ
1	1000 RPM	30 Nm	78 A	17 V	25 deg
2	1000 RPM	60 Nm	137 A	22 V	36 deg
3	1000 RPM	90 Nm	185 A	28 V	42 deg
4	5000 RPM	30 Nm	78 A	77 V	27 deg
5	5000 RPM	60 Nm	137 A	103 V	40 deg
6	10000 RPM	30 Nm	101 A	106 V	1 deg

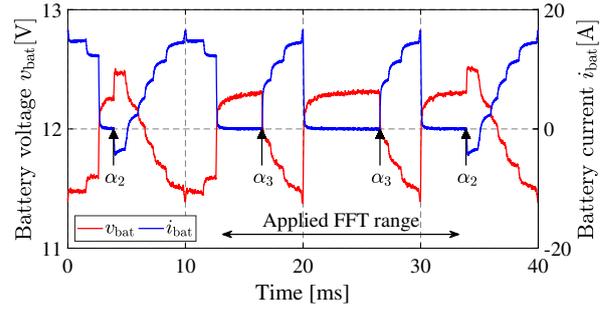
TABLE IV: Analyzed operating points for the lab setup

OP	Speed	T	I_{RMS}	$V_{phaserms}$	φ
1	1000 RPM	30 Nm	8 A	4 V	25 deg
2	1000 RPM	60 Nm	14 A	6 V	36 deg
3	1000 RPM	90 Nm	19 A	7 V	42 deg
4	5000 RPM	30 Nm	8 A	20 V	27 deg
5	5000 RPM	60 Nm	14 A	27 V	40 deg
6	10000 RPM	30 Nm	10 A	28 V	1 deg

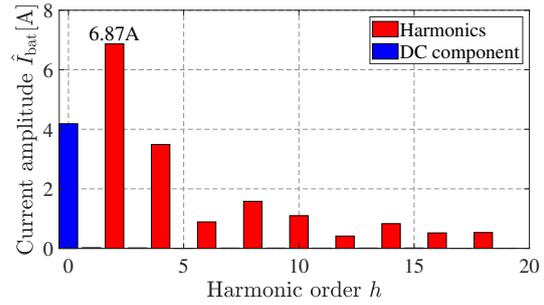
of the reference hybrid car can easily be transferred to the small-scale system. In this way, each single cell is theoretically stressed with the same current as in the reference hybrid vehicle. The built small-scale setup can be seen in Fig. 7. A small induction machine is driven by the MLI. The open circuit voltage V_{OCV} of each battery pack was estimated using a simple coulomb counting approach, whereas even a more advanced estimator as for example an extended Kalman filter could be used. Consequently, the product of the battery voltage drop and the battery current yields the ohmic/joule battery losses. In this way, the simulated and measured battery losses can easily be compared with each other. Figure 8 shows the operation of the small-scale system. For the depicted operating point, the power factor is close to unity. The battery packs in each phase are balanced by swapping the angles α_1 to α_3 . When performing an FFT on the drawn battery current, as shown in Fig. 8(c), it can be seen that the second harmonic component is dominant.



(a)



(b)



(c)

Fig. 8: Operation of the small-scale laboratory setup: (a) line voltage and phase current, (b) drawn battery current and voltage of one battery pack and (c) battery current harmonics.

Since the drive train of the vehicle operates in a wide range of frequency/speed and torque, as shown in Fig. 9, it is reasonable to limit the analysis at first to a certain number of operating points. Therefore, six typical operating points (OPs) of the speed-torque characteristic, as can be seen in TABLE III, are initially chosen to assess the dynamic behavior of the battery models in relation to characteristic vehicle loads [6]. To obtain the equivalent operating points for the small-scale system, the operating points in TABLE III are down-scaled according to (16) and (18), shown in Table IV. Fig. 10 shows the drawn battery current and the measured battery voltage drop in comparison to the simulated voltage drop for operating point 4. It can be seen that the 3p3z dynamic model follows the measurement very well. The 2p2z model agrees quite well with the measurement, as well, and only overestimates the voltage drop to a small extent. However,

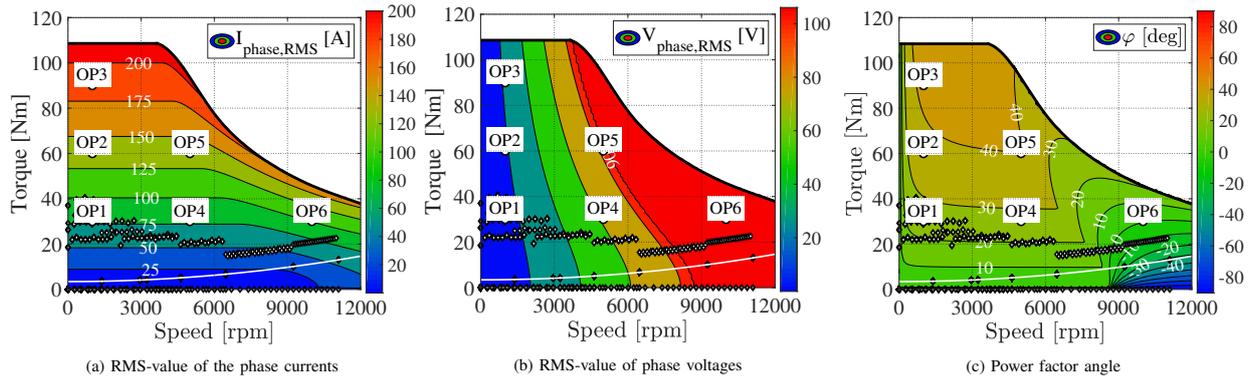


Fig. 9: Inverter operating points when using an electric vehicle with the electrical machine in TABLE II. The New European Driving Cycle (NEDC) is marked with diamonds as a reference, while the white line shows the torque needed to propel the vehicle at constant speed. Circles mark the six analyzed operating points.

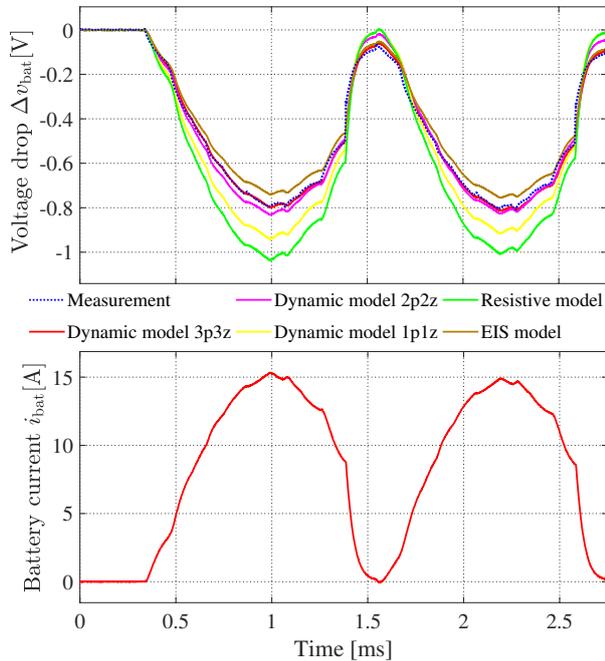


Fig. 10: Dynamic battery behavior for the different battery models in comparison to the measurement conducted on one battery pack of the small-scale setup for operating point 4.

the 1p1z and the pure resistive model do not agree well with the measurement and overestimate the voltage drop when a current is drawn from the cell (higher losses) and underestimate the voltage drop when no current is flowing through the cell (relaxation). As a consequence, the resistive model overestimates the losses except in the case of a pure DC-current, which typically does not occur in a multilevel inverter drive system. Furthermore, it can be seen that the EIS model underestimates the voltage drop and therefore the losses, however, less pronounced in comparison to the overestimation of the 1p1z and the pure resistive model.

The relative maximum voltage drops at the six operat-

TABLE V: Maximum voltage drop at the six operating points relative to the measurement

Model	OP1	OP2	OP3	OP4	OP5	OP6
Meas.	100 %	100 %	100 %	100 %	100 %	100 %
3p3z	98 %	101 %	98 %	101 %	100 %	102 %
2p2z	98 %	101 %	101 %	105 %	104 %	108 %
1p1z	107 %	111 %	112 %	119 %	118 %	123 %
Resistive	118 %	122 %	124 %	131 %	130 %	136 %
EIS(3p3z)	91 %	94 %	91 %	94 %	93 %	95 %

ing points in comparison to the measurements are listed in TABLE V. It can be noted that the dynamic models, 3p3z and 2p2z, agree very well with the measurements. On the contrary, the resistive model always overestimates the voltage drop, whereas the EIS model underestimates it. Further, it can also be noted that the resistive model shows a better agreement at lower frequencies (OP1 to OP3) compared to higher frequencies (OP3 to OP6).

The obtained losses at the 6 characteristic operating points are depicted in Fig. 11. On the one hand, it can be seen that the dynamic models with two to three RC-pairs show a very good agreement with the measurements. On the other hand, it can be seen that the dynamic model with one RC-link and the resistive model overestimate the losses by about 10 % and 20 %, respectively. Considering the EIS-model, the losses are generally underestimated, while the operating points at higher frequencies (OP4 to OP6) agree better with the measurements than the ones at low frequency (OP1 to OP3).

From the loss results it can be seen that the 3p3z model is the most accurate one for five of the six operating points, whereas the EIS model is the most suitable for OP6 at the highest chosen frequency.

Consequently, it can be stated that the selection of a simple battery model, for example a pure resistive model, might be suitable for energy calculations concerning a two-level inverter system, whereas these overestimate the losses in a CHB inverter by up to 20 %.

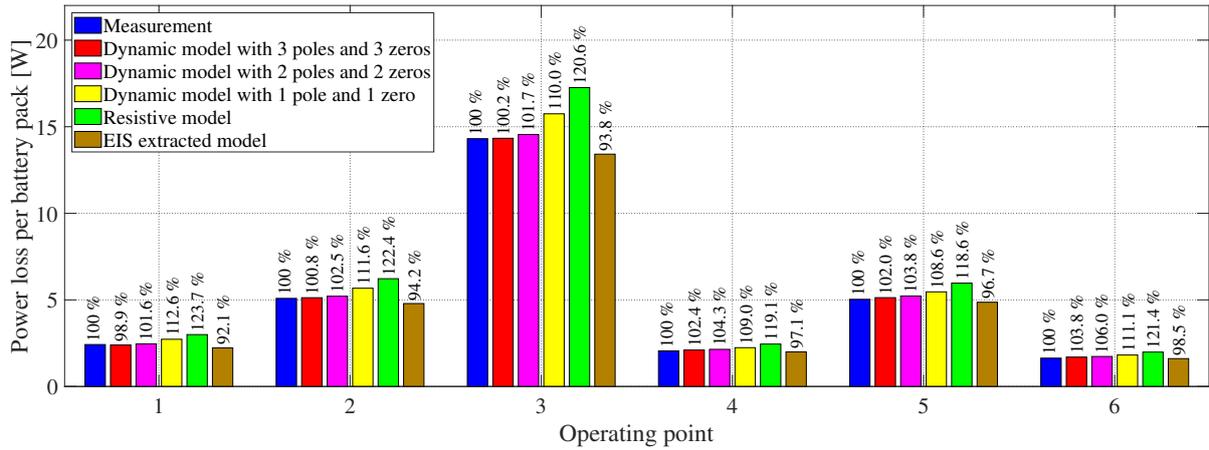


Fig. 11: Loss comparison between measurements, for different dynamic models and a pure resistive model at the six characteristic operating points for the seven-level cascaded H-bridge multilevel inverter.

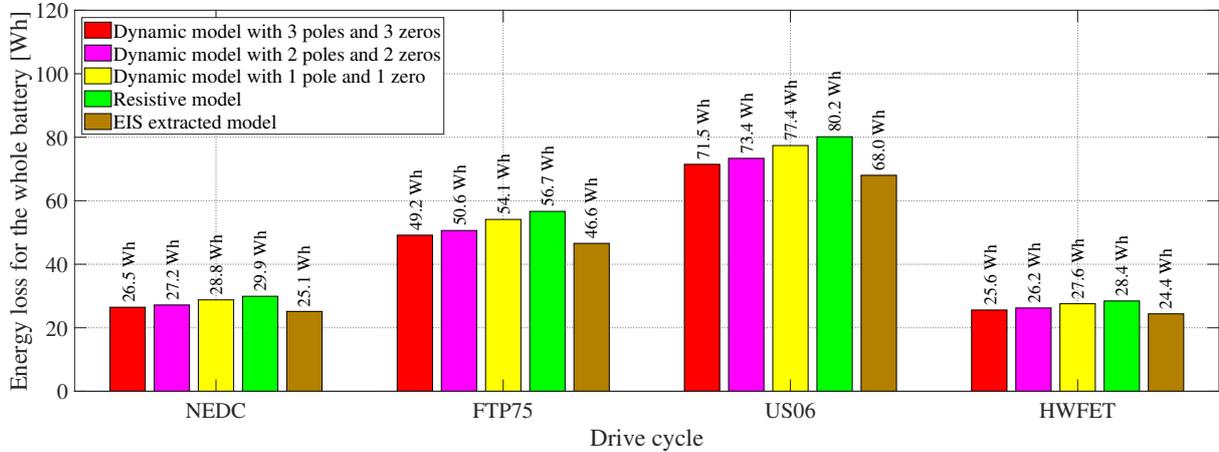


Fig. 12: Comparison between the simulated battery losses for different drive cycles Comparison between the simulated battery losses for different drive cycles for the seven-level cascaded H-bridge multilevel inverter.

V. DRIVE CYCLE EVALUATION

Simulations are used to assess and compare the behavior of the battery models for different driving cycles. The compact reference car and the electric motor described in TABLE II are used to calculate the drive cycle operating points. Four typical driving cycles were chosen to cover the characteristic vehicle loads for city driving (FTP75), highway driving (HWFET), aggressive driving (HWFET) and test procedure driving (NEDC). The resulting total energy losses of the battery system can be seen in Fig. 12. It can be noted that a similar relation among the models is seen for all driving cycles, even though the vehicle operates at different speeds and accelerations throughout the four driving cycles. Similar as for the single operating points, the resistive model shows higher losses compared to the 3p3z dynamic model, whereas the EIS parameterized model provides a lower loss estimation.

VI. CONCLUSION

In comparison to a two-level inverter, the battery packs in a cascaded H-bridge multilevel propulsion inverter are stressed

with a substantial amount of low order current harmonics, especially a second order harmonic component, of varying frequency depending on the range of operation. Therefore, it is important to have an accurate model of the battery packs used in an MLI to accurately evaluate the energy losses for different driving cycles. The Randles model with different complexity, from a simple resistive to a three-time-constant model, has been considered. A small-scale drive system has been used to extract the battery parameters and, further, to verify and compare theory and simulation results. The recursive time-domain parameter extraction using a discharge pulse and the electrochemical impedance spectroscopy have been used to determine the battery parameters.

It has been shown that a pure resistive battery model extensively overestimates the battery losses, by about 20 %, whereas a single time constant system overestimates the losses by about 10 %. Using a two-time or even a three-time constant model, the losses can be more accurately estimated. Furthermore, it has been seen that the battery parameters extracted from the electrochemical impedance spectroscopy match very well with

the measured losses at high frequencies, whereas the losses at low frequencies are underestimated by about 8%. Although, the 3p3z-model might seem rather detailed, it is still a model representation of a highly non-linear, complex object, and as such, discrepancies between the EIS and time-domain are to be expected. The simulation results of the drive cycle analysis have shown similar relationships as observed for the battery losses measured and simulated at the six operating points.

Finally, it can be concluded that even though a simple battery model, such as a pure resistive model, might be suitable for the loss calculation in a classical two-level inverter system, in a CHB inverter or MLI system the battery losses are overestimated by up to 20%. Therefore, a dynamic model with two or three RC-links should be preferably chosen. Moreover, the parameter extraction using a pulsed current is very suitable for CHB drive trains, unless dealing with very high fundamental frequencies. This method could be easily implemented and applied online during standstill.

REFERENCES

- [1] O. Theliander, A. Kersten, M. Kuder, E. Grunditz, and T. Thiringer, "LiFePo4 battery modeling and drive cycle loss evaluation in cascaded h-bridge inverters for vehicles," in *2019 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, June 2019, pp. 1–7.
- [2] A. Bubert, K. Oberdieck, H. Xu, and R. W. De Doncker, "Experimental validation of design concepts for future ev-traction inverters," in *2018 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, June 2018, pp. 795–802.
- [3] E. A. Grunditz and T. Thiringer, "Performance analysis of current bevs based on a comprehensive review of specifications," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 2, no. 3, pp. 270–289, Sep. 2016.
- [4] B. Sarlioglu, C. T. Morris, D. Han, and S. Li, "Driving toward accessibility: A review of technological improvements for electric machines, power electronics, and batteries for electric and hybrid vehicles," *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 23, no. 1, pp. 14–25, 2017.
- [5] L. M. Tolbert, F. Z. Peng, and T. G. Habetler, "Multilevel inverters for electric vehicle applications," in *Power Electronics in Transportation (Cat. No.98TH8349)*, Oct 1998, pp. 79–84.
- [6] O. Josefsson, "Investigation of a multilevel inverter for electric vehicle applications," Doctoral Thesis, Technical University Chalmers, Gothenburg, Sweden, 2015.
- [7] H. Xu, A. Bubert, M. Laumen, and R. W. De Doncker, "Active neutral-point balancing of three-level neutral-point-clamped traction inverters," in *2018 21st International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Oct 2018, pp. 2256–2261.
- [8] O. Josefsson, T. Thiringer, S. Lundmark, and H. Zelaya, "Evaluation and comparison of a two-level and a multilevel inverter for an ev using a modularized battery topology," in *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2012, pp. 2949–2956.
- [9] A. Kersten, K. Oberdieck, A. Bubert, M. Neubert, E. Grunditz, T. Thiringer, and R. W. De Doncker, "Fault detection and localization for limp home functionality of three-level npc inverters with connected neutral point for electric vehicles," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, pp. 1–1, 2019.
- [10] M. Laumen, M. Schubert, A. Bubert, A. Lamprecht, and R. W. De Doncker, "Optimized space vector modulation for dc-link balancing in three-level neutral-point-clamped inverters for electric drives," in *2017 IEEE 12th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, Dec 2017, pp. 1,135–1,140.
- [11] O. Josefsson, A. Lindskog, S. Lundmark, and T. Thiringer, "Assessment of a multilevel converter for a phev charge and traction application," in *The XIX International Conference on Electrical Machines-ICEM 2010*, IEEE, 2010, pp. 1–6.
- [12] A. Kersten, M. Kuder, E. Grunditz, Z. Geng, E. Wikner, T. Thiringer, T. Weyh, and R. Eckerle, "Inverter and battery drive cycle efficiency comparisons of chb and mmsp traction inverters for electric vehicles," in *2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe)*, Sep. 2019, pp. P.1–P.12.
- [13] A. Kersten, E. Grunditz, and T. Thiringer, "Efficiency of active three-level and five-level npc inverters compared to a two-level inverter in a vehicle," in *2018 20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18 ECCE Europe)*, Sep. 2018, pp. P.1–P.9.
- [14] F. Chang, O. Ilina, M. Lienkamp, and L. Voss, "Improving the overall efficiency of automotive inverters using a multilevel converter composed of low voltage si mosfets," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 4, pp. 3586–3602, April 2019.
- [15] A. Kersten, K. Oberdieck, J. Gossmann, A. Bubert, R. Loewenherz, M. Neubert, T. Thiringer, and R. De Doncker, "Measuring and separating conducted three-wire emissions from a fault-tolerant, npc propulsion inverter with a split-battery using hardware separators based on hf transformers," *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 1–1, 2020.
- [16] A. Kersten, O. Theliander, E. A. Grunditz, T. Thiringer, and M. Bongiorno, "Battery loss and stress mitigation in a cascaded h-bridge multilevel inverter for vehicle traction applications by filter capacitors," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 5, no. 3, pp. 659–671, 2019.
- [17] W. Han, T. Wik, A. Kersten, G. Dong, and C. Zou, "Next-Generation Battery Management Systems: Dynamic Reconfiguration," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, 2020, accepted.
- [18] A. Karvonen and T. Thiringer, "Parameter analysis of current and voltage ripple in a hybrid vehicle traction system," in *2015 IEEE International Electric Machines Drives Conference (IEMDC)*, May 2015, pp. 1838–1845.
- [19] M. Diana, P. Guglielmi, G. Piccoli, and S. G. Rosu, "Multi-n-phase smpm drives," in *2015 IEEE International Electric Machines Drives Conference (IEMDC)*, May 2015, pp. 1011–1017.
- [20] E. Arfa Grunditz and T. Thiringer, "Characterizing bev powertrain energy consumption, efficiency, and range during official and drive cycles from gothenburg, sweden," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 65, no. 6, pp. 3964–3980, June 2016.
- [21] L. R. Gantt, R. J. Alley, and D. J. Nelson, "Battery sizing as a function of powertrain component efficiencies for various drive cycles," in *ASME 2011 International Design Engineering Technical Conferences and Computers and Information in Engineering Conference*. American Society of Mechanical Engineers Digital Collection, 2011, pp. 663–672.
- [22] X. Hu, N. Murgovski, L. Johannesson, and B. Egardt, "Energy efficiency analysis of a series plug-in hybrid electric bus with different energy management strategies and battery sizes," *Applied Energy*, vol. 111, pp. 1001–1009, 2013.
- [23] M. A. Roscher, W. Leidholdt, and J. Trepte, "High efficiency energy management in bev applications," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 37, no. 1, pp. 126–130, 2012.
- [24] Z. Zheng, K. Wang, L. Xu, and Y. Li, "A hybrid cascaded multilevel converter for battery energy management applied in electric vehicles," *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 29, no. 7, pp. 3537–3546, 2014.
- [25] C. Korte, E. Specht, M. Hiller, and S. Goetz, "Efficiency evaluation of mmspc/chb topologies for automotive applications," in *2017 IEEE 12th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, Dec 2017, pp. 324–330.
- [26] M. Quraan, P. Tricoli, S. D'Arco, and L. Piegari, "Efficiency assessment of modular multilevel converters for battery electric vehicles," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 3, pp. 2041–2051, March 2017.
- [27] F. Chang, "Improving the partial load efficiency of electric powertrains by silicon mosfet multilevel inverters," Doctoral Thesis, Technical University Munich, Munich, Germany, 2020.
- [28] A. Hillers, M. Stojadinovic, and J. Biela, "Systematic comparison of modular multilevel converter topologies for battery energy storage systems based on split batteries," in *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*. IEEE, 2015, pp. 1–9.
- [29] M. R. Jongerden and B. R. Haverkort, "Which battery model to use?" *IET software*, vol. 3, no. 6, pp. 445–457, 2009.
- [30] G. L. Plett, "High-performance battery-pack power estimation using a dynamic cell model," *IEEE Transactions on vehicular technology*, vol. 53, no. 5, pp. 1586–1593, 2004.
- [31] B. Enache, E. Lefter, and C. Stoica, "Comparative study for generic battery models used for electric vehicles," in *2013 8TH INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ADVANCED TOPICS IN ELECTRICAL ENGINEERING (ATEE)*. IEEE, 2013, pp. 1–6.
- [32] Y. Cao, R. C. Kroeze, and P. T. Krein, "Multi-timescale parametric electrical battery model for use in dynamic electric vehicle simulations," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 2, no. 4, pp. 432–442, Dec 2016.

- [33] A. Hentunen, T. Lehmuspelto, and J. Suomela, "Electrical battery model for dynamic simulations of hybrid electric vehicles," in *2011 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*. IEEE, 2011, pp. 1–6.
- [34] S. Skoog and S. David, "Parameterization of linear equivalent circuit models over wide temperature and soc spans for automotive lithium-ion cells using electrochemical impedance spectroscopy," *Journal of Energy Storage*, vol. 14, pp. 39–48, 2017.
- [35] S. M. M. Alavi, A. Mahdi, S. J. Payne, and D. A. Howey, "Identifiability of generalized randles circuit models," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 25, no. 6, pp. 2112–2120, 2016.
- [36] Hanlei Zhang and Mo-Yuen Chow, "Comprehensive dynamic battery modeling for phev applications," in *IEEE PES General Meeting*, July 2010, pp. 1–6.
- [37] L. Y. Wang, M. P. Polis, G. G. Yin, W. Chen, Y. Fu, and C. C. Mi, "Battery cell identification and soc estimation using string terminal voltage measurements," *IEEE transactions on vehicular technology*, vol. 61, no. 7, pp. 2925–2935, 2012.
- [38] A. Hentunen, T. Lehmuspelto, and J. Suomela, "Time-domain parameter extraction method for thévenin-equivalent circuit battery models," *IEEE transactions on energy conversion*, vol. 29, no. 3, pp. 558–566, 2014.
- [39] S. Skoog, "Parameterization of equivalent circuit models for high power lithium-ion batteries in hev applications," in *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, Sep. 2016, pp. 1–10.
- [40] M. Einhorn, F. V. Conte, C. Kral, and J. Fleig, "Comparison, selection, and parameterization of electrical battery models for automotive applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 3, pp. 1429–1437, 2013.
- [41] K. Sharifabadi, L. Harnefors, H.-P. Nee, S. Norrga, and R. Teodorescu, *Design, control, and application of modular multilevel converters for HVDC transmission systems*. John Wiley & Sons, 2016.
- [42] M. S. A. Dahidah and V. G. Agelidis, "Selective harmonic elimination multilevel converter control with variant dc sources," in *2009 4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, May 2009, pp. 3351–3356.
- [43] P. Cortes, A. Wilson, S. Kouro, J. Rodriguez, and H. Abu-Rub, "Model predictive control of multilevel cascaded h-bridge inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 8, pp. 2691–2699, Aug 2010.
- [44] and F. Z. Peng, "Harmonics optimization of the voltage balancing control for multilevel converter/inverter systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 1, pp. 211–218, Jan 2006.
- [45] H. Lou, C. Mao, D. Wang, J. Lu, and L. Wang, "Fundamental modulation strategy with selective harmonic elimination for multilevel inverters," *IET Power Electronics*, vol. 7, no. 8, pp. 2173–2181, August 2014.
- [46] E. Guan, P. Song, M. Ye, and B. Wu, "Selective harmonic elimination techniques for multilevel cascaded h-bridge inverters," in *2005 International Conference on Power Electronics and Drives Systems*, vol. 2, Nov 2005, pp. 1441–1446.
- [47] S. Haghbin and T. Thiringer, "Dc bus current harmonics of a three-phase pwm inverter with the zero sequence injection," in *2014 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, June 2014, pp. 1–6.
- [48] S. Haghbin, A. Rabiei, and T. Thiringer, "High-frequency modelling of a three-phase pulse width modulation inverter towards the dc bus considering line and controller harmonics," *The Journal of Engineering*, vol. 2014, no. 10, pp. 581–589, 2014.
- [49] A123 Systems, *High Power Lithium Ion Battery Cell ANR26650M1A, mD100001-02 datasheet*, 2009-2010.
- [50] "Gamry reference 3000 potentiostat/galvanostat/zra," <https://www.gamry.com/potentiostats/reference-3000/>, (Accessed on 04/19/2019).
- [51] C. R. Pals and J. Newman, "Thermal modeling of the lithium/polymer battery: I. discharge behavior of a single cell," *Journal of the Electrochemical Society*, vol. 142, no. 10, p. 3274, 1995.
- [52] Z. Geng, J. Groot, and T. Thiringer, "A time- and cost-effective method for entropic coefficient determination of a large commercial battery cell," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 6, no. 1, pp. 257–266, 2020.
- [53] S. Haghbin, A. Karvonen, and T. Thiringer, "Harmonic modeling of a vehicle traction circuit towards the dc bus," in *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA)*, 2014, pp. 1373–1378.
- [54] A. Holm, "Sic converter for electrical vehicle–dc-link ripple," Master Thesis, Technical University Chalmers, Gothenburg, Sweden, 2017.

A.7.

Sensorless Capacitor Voltage Balancing of a Grid-Tied, Single-Phase Hybrid Multilevel Converter with Asymmetric Capacitor Voltages using Dynamic Programming

Anton Kersten¹, *Student Member, IEEE*, Manuel Kuder², Jose-Luis Marques-Lopez², Florian Schwitzgebel², Torbjörn Thiringer¹, *Senior Member, IEEE*, Rainer Marquardt², Thomas Weyh², and Richard Eckerle²

¹*Chalmers University of Technology, Department of Electrical Engineering, Gothenburg, Sweden*
Email: kersten@chalmers.se

²*Bundeswehr University Munich, Department of Electrical Engineering, Neubiberg, Germany*
Email: manuel.kuder@unibw.de

Abstract—This paper shows a sensorless capacitor voltage balancing control approach for a grid-connected, single-phase hybrid multilevel inverter based on an NPC main stage with a voltage stiff DC-link and an arbitrary number of H-Bridge modules (capacitor modules) with asymmetric capacitor voltages. Using nearest-level control, a model predictive control (MPC) approach with a prediction horizon of one time step is chosen to find an optimal switching-state combination among the redundant switching combinations to balance the capacitor voltages as quick as possible. Using the Lyapunov stability criterion, it is shown that an offline calculated optimal switching-state sequence for each discrete output voltage level can be used to operate the inverter without using any voltage sensors for the capacitor voltages. To validate the stability of the approach, a laboratory inverter with a resistive load is operated with the offline calculated optimal switching-state sequences and it is shown that the capacitor voltages converge to their desired reference voltages.

Index Terms—Modular multilevel converters, Multilevel systems.

I. INTRODUCTION

Multilevel converters are commonly used for high voltage applications for power systems [1]–[3] or, sometimes, these are even suggested for large electric drives [4]–[6]. Lately, multilevel inverters are gaining in interest for low voltage applications ($V < 1$ kV) due to their advantages in comparison to two-level converters, for example fault-tolerant operation [7], [8], reduced common mode noise emissions [9] and the application of cheap low voltage MOSFETs [10]–[12]. Nonetheless, a major drawback is that the DC-sources are typically exposed to low order harmonics, which can be mitigated by different approaches [13]–[15].

In [16], the authors have presented a hybrid multilevel converter, similar as described in [17]. The additional series connected H-bridges, containing capacitor modules, should help to reduce the grid-filter size, when operated at the grid. The authors have presented a model predictive control

approach, using a prediction horizon of one time step, for a hybrid multilevel converter. The presented approach determines the optimal switching-state combination among all redundant combinations to balance all capacitor voltages as fast as possible. However, as described in [16], all capacitor voltages are constantly measured.

In extension to [16], this paper shows that a series of offline calculated optimal switching-state sequences can be used to operate a hybrid converter with an arbitrary number of switched capacitor modules without actually measuring the capacitors' voltages. This kind of approach is commonly referred to as dynamic programming. The stability of the proposed approach is assessed using Lyapunov's stability criterion and a laboratory converter setup is operated with resistive load to demonstrate the control concept's validity.

II. EXPONENTIAL MODULAR MULTILEVEL CONVERTER BASICS

The topology of a grid-connected asymmetric hybrid multilevel converter based on an NPC main stage and n H-bridges, can be seen in Fig. 1. This topology is referred to as exponential modular multilevel converter (EMMC) [16]. For simplicity, a lossy L-filter with an inductance L_{filter} and a series resistance R_{filter} is chosen as a grid-filter within the scope of this paper's analysis. Besides a pure inductive filter, an LCL-filter, as for example described in [18], [19], could be chosen. To ensure not only the proper control of the active power flow, the DC link voltage V_{DC} must be larger than the peak value of the grid voltage ($V_{\text{AC,pk}} = \sqrt{2} \cdot 230$ V) to control also the reactive power flow. For example, considering a sufficient control margin, it might be suitable to chose a DC link voltage of $V_{\text{DC}} = 350$ V. The semiconductor switches of the main stage (NPC module) are operated in pairs and only adjacent switches should be activated at a time. If three switches in series are activated, as for example $S_{1,\text{NPC}}, S_{2,\text{NPC}}$ and $S_{3,\text{NPC}}$, one DC

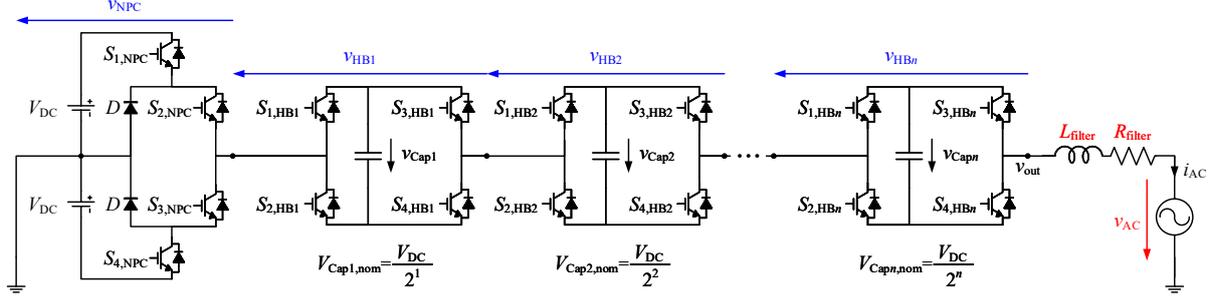


Fig. 1: Grid-connected, single-phase EMMC arrangement using an NPC module as the main stage.

source is short-circuited. Therefore, the switching-state of the NPC main stage relative to the individuals switches' states can be expressed as

$$S_{NPC} = \{1, 0, -1\} = S_{1,NPC}S_{2,NPC} - S_{3,NPC}S_{4,NPC} \quad (1)$$

and, thus, the output voltage of the NPC stage becomes

$$v_{NPC} = V_{DC}S_{NPC} \quad (2)$$

The nominal reference voltages of the series connected H-bridges are graded by a factor of 2. Similar to the NPC module, the switches of each H-bridge are operated in pairs. If the two upper ($S_{1,HBi}$ and $S_{3,HBi}$) or the two lower switches ($S_{2,HBi}$ and $S_{4,HBi}$) are activated, the voltage source (capacitor module) is bypassed. If the switches are operated diagonally, the corresponding voltage source (capacitor module) is inserted in forward ($S_{2,HBi}$ and $S_{3,HBi}$) and reverse ($S_{1,HBi}$ and $S_{4,HBi}$) direction into the phase strand, respectively. Consequently, the switching-state of each H-bridge relative to the individuals switches' states, can be expressed as

$$S_{HBi} = \{1, 0, -1\} = S_{2,HBi}S_{3,HBi} - S_{1,HBi}S_{4,HBi} \quad (3)$$

which can be used to express the output voltage of each H-bridge according to

$$v_{HBi} = \frac{V_{DC}}{2^i} S_{HBi} \quad (4)$$

with $i = 1, 2, \dots, n$. Using (2) and (4) the output voltage of the EMMC can be expressed as

$$v_{out} = V_{DC}S_{NPC} + \sum_{i=1}^n S_{HBi} \frac{V_{DC}}{2^i} \quad (5)$$

while the switching-state vector can be defined as

$$S_{EMMC} = \begin{bmatrix} S_{NPC} \\ S_{HB1} \\ \vdots \\ S_{HBn} \end{bmatrix}' \quad (6)$$

The modulation index can be calculated according to

$$M = \frac{v_{out}}{V_{DC}} \quad (7)$$

and it should be limited to a maximum of 1. With n H-bridge modules, the number of output voltage levels L can be expressed as

$$L = 2^{n+1} + 1 \quad (8)$$

Due to the fairly high number of output voltage levels, the desired sinusoidal output voltage shape can be easily generated using a fundamental frequency switching technique, for example nearest-level control [20].

III. CONTROL OF THE EMMC

The current control scheme of the EMMC is depicted in Fig. 2. A detailed description about the current control and the sensorless capacitor balancing technique, using an offline calculated optimal switching-sequence, is given in the following section.

A. Current Control using a Proportional-Resonant Controller

The derivative of the output current i_{AC} can be expressed as

$$\frac{di_{AC}}{dt} = -\frac{R_{filter}}{L_{filter}}i_{AC} - \frac{1}{L_{filter}}(v_{out} - v_{AC}) \quad (9)$$

with v_{out} as described in (6). Using the Laplace transform of (9), the current i_{AC} in relation to the output voltage v_{out} can be expressed in transfer-function form as

$$G_p(s) = \frac{i_{AC}}{v_{out} - v_{AC}} = \frac{1}{sL_{filter} + R_{filter}} \quad (10)$$

To control a sinusoidal single-phase current through the grid filter, a Proportional-Resonant (PR) controller, as described in [21], can be used. Its gain can be mathematically expressed as

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i s}{s^2 + \omega_0} \quad (11)$$

Using the forward Euler method as described in [22],

$$\frac{1}{s} \rightarrow T_s \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (12)$$

the controller gain $G_c(s)$ can be transformed into the z-domain, which results in

$$G_c(z^{-1}) = K_p + T_s \frac{K_i z^{-1}}{T_s^2 \frac{z^{-2}}{1 - z^{-1}} - \omega_0 - \omega_0 z^{-1}} \quad (13)$$

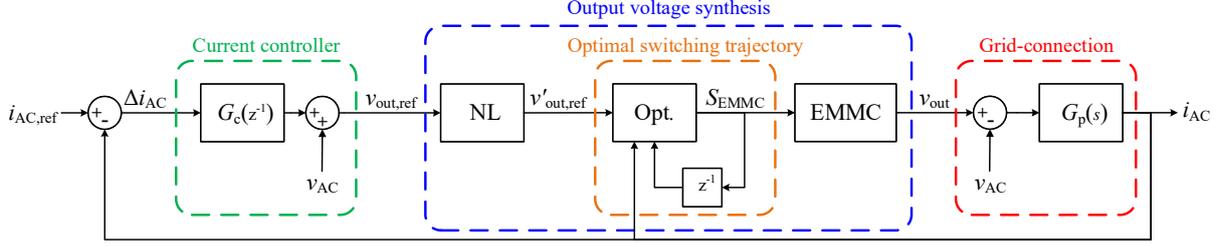


Fig. 2: Current control scheme of the EMMC.

The sample time T_s is the inverse of the switching frequency f_{sw} at which the entire converter leg is operated. The controller parameters K_i and K_p can be parametrized in a similar manner as for a PI-controller, for example as described in [20], [23]. To improve the performance of the current controller, the measured grid voltage v_{AC} can be used as feedforward term, as can be seen in Fig. 2. Hence, the current controller determines the required output voltage $v_{out,ref}$, which should be synthesized by the nearest discrete output voltage level $v'_{out,ref}$. Then a switching-state combination should be chosen and applied to actually output the required voltage.

B. Sensorless Capacitor Voltage Balancing using Dynamic Programming Approach

To properly control the current, the capacitor voltages must be balanced according to their nominal rating by the alternately selection of optimal switching-state combinations, as highlighted in orange in Fig. 2. In the following, a model predictive control approach with a prediction horizon of one time step is introduced to find the optimal switching-state vector to mitigate the capacitors' voltages imbalance within the next switching interval as much as possible.

The dynamics of the capacitors' voltages, according to Fig. 1, can be described as

$$\frac{dv_{Cap i}}{dt} = -\frac{1}{C_i} S_{HB i} i_{AC} \quad (14)$$

with $i = 1, 2, \dots, n$. The deviation of the capacitors' voltages relative to their nominal reference voltages can be expressed as

$$\Delta v_{Cap} = \begin{bmatrix} v_{Cap1} \\ v_{Cap2} \\ \vdots \\ v_{Capn} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{Cap1,ref} \\ V_{Cap2,ref} \\ \vdots \\ V_{Capn,ref} \end{bmatrix}. \quad (15)$$

For each output voltage level of the EMMC, there are m switching-state combinations according to

$$S_{EMMC m} = \begin{bmatrix} S_{NPC,1} & S_{HB1,1} & \cdots & S_{HBn,1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{NPC,m} & S_{HB1,m} & \cdots & S_{HBn,m} \end{bmatrix}. \quad (16)$$

TABLE I: Switching state combinations for $v_{out} = \frac{V_{DC}}{2^4}$ and $n = 4$, which gives $m = 5$ possible combinations

$S_{NPC} \left(\frac{V_{DC}}{2^0} \right)$	$S_{HB1} \left(\frac{V_{DC}}{2^1} \right)$	$S_{HB2} \left(\frac{V_{DC}}{2^2} \right)$	$S_{HB3} \left(\frac{V_{DC}}{2^3} \right)$	$S_{HB4} \left(\frac{V_{DC}}{2^4} \right)$
1	-1	-1	-1	-1
0	1	-1	-1	-1
0	0	1	-1	-1
0	0	0	1	-1
0	0	0	0	1

Thus, considering just the switching-states of the H-bridges comprising the capacitor modules, $S_{EMMC m}$ can be reduced to

$$S_{HB m} = \begin{bmatrix} S_{HB1,1} & \cdots & S_{HBn,1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{HB1,m} & \cdots & S_{HBn,m} \end{bmatrix}. \quad (17)$$

Consequently, the weighting vector W , relative to the direction of the current, to assess the effectiveness of each individual switching-state combination can be calculated as

$$W = \begin{cases} +S_{HB m} \cdot \Delta v_{Cap} & \text{for } i_{AC} \geq 0 \\ -S_{HB m} \cdot \Delta v_{Cap} & \text{for } i_{AC} < 0 \end{cases}. \quad (18)$$

Thus, the switching combination achieving the maximum value of W yields the optimal switching-state combination according to

$$\max(W) \rightarrow S_{opt}. \quad (19)$$

To understand the suggested approach better, a short example is given. The output voltage v_{out} should be $\frac{V_{DC}}{2^4}$ and the current is positive according to $i_{AC} \geq 0$. The number of H-bridge modules is $n = 4$. This results in $m = 5$ possible switching-state combinations as stated in TABLE I. Presumably, the first two capacitor modules are balanced, whereas the third and fourth show a deviation of -1 V and 2 V, respectively. Thus, the weighting vector can be calculated as

$$W = \begin{bmatrix} -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & -1 \\ 0 & 1 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 \text{ V} \\ 0 \text{ V} \\ -1 \text{ V} \\ 2 \text{ V} \end{bmatrix}, \quad (20)$$

which results in

$$W = \begin{bmatrix} -1 \text{ V} \\ -1 \text{ V} \\ 1 \text{ V} \\ -3 \text{ V} \\ 2 \text{ V} \end{bmatrix} . \quad (21)$$

Finally, the optimal switching-state combination becomes

$$S_{\text{opt}} = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1] . \quad (22)$$

The suggested approach can be used for each discrete output voltage level and a corresponding sequence of optimal switching-state combinations can be calculated offline and only the stored sequences can be used online without measuring the capacitor voltages, as shown in Fig. 2. This approach is referred to as dynamic programming.

IV. STABILITY OF DYNAMIC PROGRAMMING APPROACH

It is assumed that for some desired steady state current trajectory $i_{AC,\text{ref}}$ the required optimal switching sequences S'_{NPC} and $S'_{\text{HB}i}$, for achieving the necessary output voltage $v_{\text{out}} = V_{\text{DC}} S'_{\text{NPC}} + \sum_{i=1}^n S'_{\text{HB}i} v_{\text{Cap}i}$, can be accurately generated. The developed converter system displays experimentally the following behavior: when driven by such optimal switching sequence, independent of the initial state, the system eventually reaches the desired current trajectory. This section is aimed in proving this behavior.

The considered system is described by the current i_{AC} and n capacitor voltages $v_{\text{Cap}i}$, which represent together the state vector. The deviation between the actual state and the desired reference trajectory is described by

$$\Delta i_{AC} = i_{AC} - i_{AC,\text{ref}} \quad (23)$$

and

$$\Delta v_{\text{Cap}i} = v_{\text{Cap}i} - v_{\text{Cap}i,\text{ref}} . \quad (24)$$

The dynamics of the actual and the reference current, both driven by the same optimal switching sequences S'_{NPC} and $S'_{\text{HB}i}$, are given by

$$\frac{di_{AC}}{dt} = -\frac{R_{\text{filter}}}{L_{\text{filter}}} i_{AC} - \frac{1}{L_{\text{filter}}} (V_{\text{DC}} S'_{\text{NPC}} + \sum_{i=1}^n S'_{\text{HB}i} v_{\text{Cap}i} - v_{AC}) \quad (25)$$

and

$$\frac{di_{AC,\text{ref}}}{dt} = -\frac{R_{\text{filter}}}{L_{\text{filter}}} i_{AC,\text{ref}} - \frac{1}{L_{\text{filter}}} (V_{\text{DC}} S'_{\text{NPC}} + \sum_{i=1}^n S'_{\text{HB}i} v_{\text{Cap}i,\text{ref}} - v_{AC}) , \quad (26)$$

respectively, such that the current error's dynamic becomes

$$\frac{d\Delta i_{AC}}{dt} = -\frac{R_{\text{filter}}}{L_{\text{filter}}} \Delta i_{AC} - \frac{1}{L_{\text{filter}}} \sum_{i=1}^n S'_{\text{HB}i} \Delta v_{\text{Cap}i} . \quad (27)$$

Analogously, the dynamics of the actual and the reference capacitor voltages, both again driven by the same optimal switching sequences S'_{NPC} and $S'_{\text{HB}i}$, are given by

$$\frac{dv_{\text{Cap}i}}{dt} = -\frac{1}{C_i} S'_{\text{HB}i} i_{AC} \quad (28)$$

and

$$\frac{dv_{\text{Cap}i,\text{ref}}}{dt} = -\frac{1}{C_i} S'_{\text{HB}i} i_{AC,\text{ref}} , \quad (29)$$

leading to the following dynamics for the capacitors' voltage errors

$$\frac{d\Delta v_{\text{Cap}i}}{dt} = -\frac{1}{C_i} S'_{\text{HB}i} \Delta i_{AC} . \quad (30)$$

The proof of the behavior mentioned at the beginning of this section is easily shown by introducing the following Lyapunov function $V = V(\Delta i_{AC}, \Delta v_{\text{Cap}i})$ according to

$$V = \frac{L_{\text{filter}}}{2} (\Delta i_{AC})^2 + \sum_{i=1}^n \frac{C_i}{2} (\Delta v_{\text{Cap}i})^2 , \quad (31)$$

analogous in form to the total energy stored in the inductance and capacitances of the system. This function V is strictly positive as soon as some of the errors Δi_{AC} and/or $\Delta v_{\text{Cap}i}$ do not vanish. According to (27) and (30) the time derivative of V shows that V is a non-increasing function

$$\frac{dV}{dt} = -R_{\text{filter}} \Delta i_{AC}^2 . \quad (32)$$

Therefore, the system dynamics drive the Lyapunov function to lower values, decreasing all along Δi_{AC} and $\Delta v_{\text{Cap}i}$, until reaching $\Delta i_{AC} = 0$ which also yields $\sum_{i=1}^n S'_{\text{HB}i} \Delta v_{\text{Cap}i} = 0$. At this point $\Delta v_{\text{Cap}i}$ also stops being reduced, according to (30), without necessarily implying $\Delta v_{\text{Cap}i} = 0$. Nevertheless, since the switching sequence values $S'_{\text{HB}i}$ change the whole time, the only way to satisfy $\sum_{i=1}^n S'_{\text{HB}i} \Delta v_{\text{Cap}i} = 0$ under these conditions at any time after reaching $\Delta i_{AC} = 0$ is $\Delta v_{\text{Cap}i} = 0$. In other words, the Lyapunov function (31) shows that when driving the converter system with the optimal switching sequence corresponding to some desired reference trajectory, such trajectory is achieved asymptotically

$$i_{AC} \xrightarrow{t \rightarrow \infty} i_{AC,\text{ref}} \quad \text{and} \quad v_{\text{Cap}i} \xrightarrow{t \rightarrow \infty} v_{\text{Cap}i,\text{ref}} . \quad (33)$$

This is the Lyapunov theorem ([24], chapter 3) applied to the considered converter dynamics. It is worth noting (although quite trivial) that the main ingredient in the previous proof is the existence of a nonvanishing (positive) resistance R_{AC} , which constantly dissipates power and thus ensures the Lyapunov function decrease.

V. MEASUREMENTS

To validate the effectiveness of the introduced control approach, a laboratory converter setup, based on the power module demonstrators from Imperix Ltd., was used. All of the power modules' switches are IGBTs. The laboratory converter consists of an NPC main-stage, connected to two DC-sources, and four H-bridge modules. The DC-link voltages of the main stage were chosen to be $V_{\text{DC}} = 350 \text{ V}$. The converter was operated only with a resistive load ($L_{\text{filter}} \approx 0$ and $V_{AC} = 0$).

- 1 Oscilloscope 3 Power modules 5 Control platform
 2 Power supplies 4 R-load 6 Measurement probes

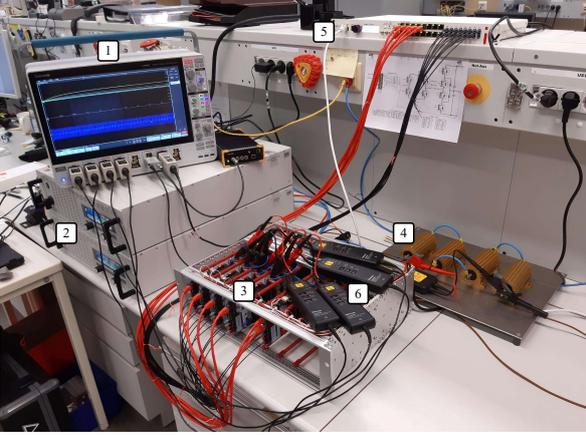
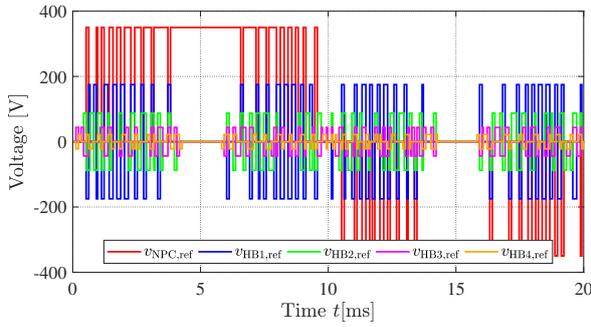
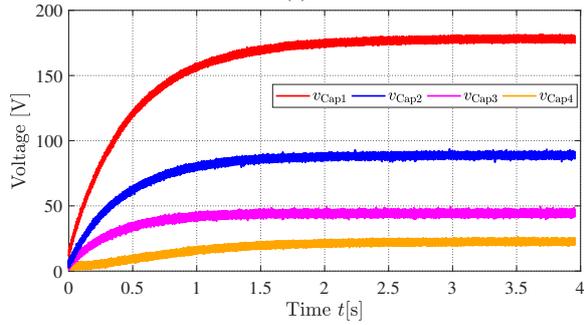


Fig. 3: Laboratory setup of the EMMC with one NPC main-stage and four H-bridge modules.



(a)



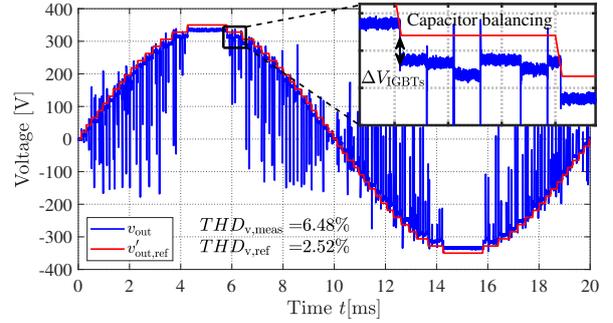
(b)

Fig. 4: (a) Ideal output voltages of the individual converter stages for one fundamental period based on the offline calculated optimal switching-state sequences and (b) measured charging process of the individual capacitor voltages.

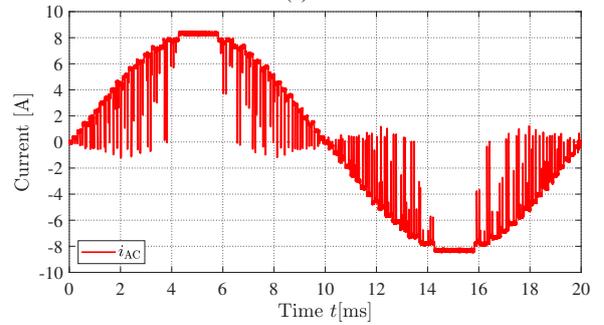
The laboratory setup can be seen in Fig. 3. The current was controlled to about 8.5 A with a fundamental frequency of

TABLE II: Average switching frequency of the individual converter stages corresponding to the switching sequence illustrated in Fig. 4(a)

$\bar{f}_{sw,NPC}$	$\bar{f}_{sw,HB1}$	$\bar{f}_{sw,HB2}$	$\bar{f}_{sw,HB3}$	$\bar{f}_{sw,HB4}$
1.85 kHz	3.75 kHz	3.80 kHz	4.05 kHz	4.00 kHz



(a)



(b)

Fig. 5: (a) Measured output voltage v_{out} and (b) current i_{AC} with balanced capacitor voltages.

50 Hz to reach a modulation index of one, achieving an output power of about 1.5 kW. Figure 4(a) shows the ideal output voltage waveforms (assuming $\Delta v_{Cap_i} = 0$) of the single stages of the converter to illustrate the applied switching sequence for the time duration of one electrical period. Initially, the capacitors were discharged. As can be seen from Fig. 4(b), within about 4 s the measured capacitor voltages converge to their required reference voltages, graded with a factor of two relative to the adjacent converter modules. The actual average switching frequencies of the individual converter stages for the switching sequence illustrated in Fig. 4(a) are listed in TABLE II. The NPC module is operated with about 1.85 kHz, while the H-bridges' switching frequency is doubled to about $\bar{f}_{sw,HBi} \approx 3.9$ kHz. The measured output voltage v_{out} and current i_{AC} can be seen in Fig. 5. As depicted in the figure, the measured voltage distortion $THD_{v,meas}$ is 6.48%, which is higher than the ideal voltage distortion $THD_{v,ref}$ of 2.52%. The reason for this deviation is that the ideal voltage

waveform does not consider the voltage drop across the IGBT switches and the occurring voltage dips, caused by the slight asynchronous executing of the switching-states of the NPC and H-bridge modules due to the usage of different gate-drive circuitries. Furthermore, the inset in Fig. 5(a) shows that the switching-state combination is constantly changing, even if the reference voltage level is the same, depending on the selected update time T_s . In this manner, the capacitors' are constantly being balanced. Since an almost pure resistive load is chosen, the current waveform, shown in Fig. 5(b), looks quite similar to the voltage waveform.

VI. CONCLUSION

This paper has presented a control approach for a single-phase, grid-tied hybrid multilevel converter with asymmetric capacitor voltages. A simple PR-controller is used for the current control and the output voltage is generated using nearest-level control. To ensure a proper current control, the capacitor voltages are balanced using dynamic programming. Meaning, an optimal sequence of switching-state sequences, based on a model predictive control approach with a prediction horizon of one time step, for each voltage level is calculated offline and applied online without measuring the capacitors' voltages. Using the Lyapunov stability criterion, it has been shown that the proposed control approach is asymptotically stable. To experimentally validate the derived stability of the control approach, a laboratory converter has been operated using a resistive load. It has been seen that the control approach charged all capacitors from zero to their set reference voltages and the desired output voltage waveform was properly generated.

ACKNOWLEDGMENT

The financial support provided by the Swedish Energy Agency is gratefully acknowledged.

REFERENCES

- [1] A. Lesnicar and R. Marquardt, "An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range," in *2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings*, vol. 3, 2003, pp. 6 pp. Vol.3-.
- [2] E. Behrouzian, M. Bongiorno, and R. Teodorescu, "Impact of switching harmonics on capacitor cells balancing in phase-shifted pwm-based cascaded h-bridge statcom," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 1, pp. 815–824, 2017.
- [3] E. Behrouzian and M. Bongiorno, "Investigation of negative-sequence injection capability of cascaded h-bridge converters in star and delta configuration," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 2, pp. 1675–1683, 2017.
- [4] L. M. Tolbert, Fang Zheng Peng, and T. G. Habetler, "Multilevel converters for large electric drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 35, no. 1, pp. 36–44, 1999.
- [5] K. Corzine and Y. Familiant, "A new cascaded multilevel h-bridge drive," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 1, pp. 125–131, Jan 2002.
- [6] O. Josefsson, A. Lindskog, S. Lundmark, and T. Thiringer, "Assessment of a multilevel converter for a phev charge and traction application," in *The XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010*, Sept 2010, pp. 1–6.
- [7] M. Ma, L. Hu, A. Chen, and X. He, "Reconfiguration of carrier-based modulation strategy for fault tolerant multilevel inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 5, pp. 2050–2060, 2007.
- [8] A. Kersten, K. Oberdieck, A. Bubert, M. Neubert, E. Grunditz, T. Thiringer, and R. W. De Doncker, "Fault detection and localization for limp home functionality of three-level npc inverters with connected neutral point for electric vehicles," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, pp. 1–1, 2019.
- [9] A. Kersten, K. Oberdieck, J. Gossmann, A. Bubert, R. Loewenherz, M. Neubert, T. Thiringer, and R. De Doncker, "Measuring and separating conducted three-wire emissions from a fault-tolerant, npc propulsion inverter with a split-battery using hardware separators based on hf transformers," *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 1–1, 2020.
- [10] F. Chang, O. Ilin, M. Lienkamp, and L. Voss, "Improving the overall efficiency of automotive inverters using a multilevel converter composed of low voltage si mosfets," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 4, pp. 3586–3602, 2019.
- [11] A. Kersten, E. Grunditz, and T. Thiringer, "Efficiency of active three-level and five-level npc inverters compared to a two-level inverter in a vehicle," in *2018 20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18 ECCE Europe)*, Sep. 2018, pp. P.1–P.9.
- [12] A. Kersten, M. Kuder, E. Grunditz, Z. Geng, E. Wikner, T. Thiringer, T. Weyh, and R. Eckerle, "Inverter and battery drive cycle efficiency comparisons of chb and mmsh traction inverters for electric vehicles," in *2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe)*, Sep. 2019, pp. P.1–P.12.
- [13] G. Mademlis, Y. Liu, and N. Saadat, "Combined voltage balancing techniques of the dc link in five-level medium voltage npc back-to-back converters for offshore renewable generation," in *2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe)*, 2017, pp. P.1–P.10.
- [14] A. Kersten, O. Theliander, E. A. Grunditz, T. Thiringer, and M. Bongiorno, "Battery loss and stress mitigation in a cascaded h-bridge multilevel inverter for vehicle traction applications by filter capacitors," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 5, no. 3, pp. 659–671, Sep. 2019.
- [15] O. Theliander, A. Kersten, M. Kuder, E. Grunditz, and T. Thiringer, "Life04battery modeling and drive cycle loss evaluation in cascaded h-bridge inverters for vehicles," in *2019 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, June 2019, pp. 1–7.
- [16] M. Kuder, A. Kersten, L. Bergmann, R. Eckerle, F. Helling, and T. Weyh, "Exponential modular multilevel converter for low voltage applications," in *2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe)*, Sep. 2019, pp. P.1–P.11.
- [17] D. G. Holmes and T. A. Lipo, *Pulse width modulation for power converters: principles and practice*. John Wiley & Sons, 2003, vol. 18.
- [18] S. Haghbin, T. Thiringer, M. Alatalo, and R. Karlsson, "An lcl filter with an active compensation for a fast charger station," in *2017 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2017 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I CPS Europe)*, 2017, pp. 1–5.
- [19] M. Liserre, F. Blaabjerg, and S. Hansen, "Design and control of an lcl-filter-based three-phase active rectifier," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 5, pp. 1281–1291, 2005.
- [20] K. Sharifabadi, L. Harnefors, H.-P. Nee, S. Norrga, and R. Teodorescu, *Design, control, and application of modular multilevel converters for HVDC transmission systems*. John Wiley & Sons, 2016.
- [21] H. Cha, T.-K. Vu, and J.-E. Kim, "Design and control of proportional-resonant controller based photovoltaic power conditioning system," in *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. IEEE, 2009, pp. 2198–2205.
- [22] S. A. Richter and R. W. De Doncker, "Digital proportional-resonant (pr) control with anti-windup applied to a voltage-source inverter," in *Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications*, 2011, pp. 1–10.
- [23] L. Harnefors, *Control of variable-speed drives*. Applied Signal Processing and Control, Department of Electronics, Mälardalen . . . , 2002.
- [24] J.-J. E. Slotine, W. Li *et al.*, *Applied nonlinear control*. Prentice hall Englewood Cliffs, NJ, 1991, vol. 199, no. 1.

A.8.

Online and On-Board Battery Impedance Estimation of Battery Cells, Modules or Packs in a Reconfigurable Battery System or Multilevel Inverter

Anton Kersten¹, *Student Member, IEEE*, Manuel Kuder², Weiji Han¹, *Member, IEEE*, Torbjörn Thiringer¹, *Senior Member, IEEE*, Anton Lesnicar², Thomas Weyh², and Richard Eckerle²

¹*Chalmers University of Technology, Department of Electrical Engineering, Gothenburg, Sweden*
Email: kersten@chalmers.se

²*Bundeswehr University Munich, Department of Electrical Engineering, Neubiberg, Germany*
Email: manuel.kuder@unibw.de

Abstract—This paper shows two approaches to determine the battery impedance of battery cells or battery modules when used in a reconfigurable battery system (RBS) or in any type of modular multilevel converter (MMC) for electric drive applications. A generic battery model is used and the concepts of the recursive time and frequency-domain parameter extraction, using a current step and an electrochemical impedance spectroscopy, are explained. Thus, it is shown and demonstrated that the balancing current of neighboring cells/modules, when in parallel operation, can be used, similar to the time-domain parameter extraction utilizing a current step, to determine the battery parameters. Furthermore, it is shown and demonstrated that a part of the inverter can be used as variable AC voltage source to control a sinusoidal current through the motor inductances of the drive train, which can be injected to the inserted battery cells/modules of an adjacent phase to perform an on-board impedance spectroscopy. Using either of the two presented approaches, the individual battery impedances can be easily determined, yielding the state of health (SOH) and the power capability of individual battery cells/modules. Nonetheless, the analyzed approaches were just considered to be applied at machine standstill, which is not suitable for grid-tied applications.

Index Terms—Batteries, Electrochemical impedance spectroscopy, Modular multilevel converters, Multilevel systems, Parameter estimation.

I. INTRODUCTION

Modular multilevel converter or reconfigurable battery system topologies are gaining in interest within the field of transportation electrification or electric energy storage systems. Multilevel converters, in comparison to classical two-level converters, have several advantages as for example fault tolerant operation [1]–[3], increased drive cycle or partial load efficiency, when using low voltage MOSFETs in comparison to common IGBT solutions [4]–[9], and reduced electromagnetic emissions (EME) [10]–[12]. Nevertheless, due to the cascaded or interleaved structure of the converter, the integrated battery packs are stressed with additional low order

harmonic components, which reduces the battery efficiency in comparison to a classical two-level converter system [6], [13], [14]. It is often controversially discussed that these low order harmonics can cause a rapid aging of the battery cells, which has been proven to be wrong in [15], [16]. Integrating the power electronics even on cell or small battery pack level, the converter can additionally act as a part of the battery management system (BMS) [16]–[18], sometimes referred to as a reconfigurable battery system [17]–[19]. Using a multilevel converter with integrated batteries or an RBS drive train topology, each battery cell/module can be drained according to its individual capacity. In this manner the battery can be fully utilized even if individual battery cells have a reduced state of health. This in turn increases the actual life time of the drive train, since common traction batteries are typically replaced if the SOH drops below 80%. However, an RBS typically needs an additional, dedicated propulsion inverter.

For two-level inverter drives, different algorithms to trigger battery faults [20] or to monitor the battery pack's state of health and state of charge (SOC) [21], [22] can be found. Furthermore, detailed analysis for the recursive parameter extraction of a generic electric impedance model [23]–[27] in time [27]–[31] and frequency-domain [27], [32], [33] can be found. Especially, the battery's impedance is of interest, since it indicates power capability and state of health [34], [35]. Nonetheless, a common battery pack consists of hard-wired connections, which make an impedance determination and replacement of weak or faulty battery cells complicated, which is indeed an advantage of multilevel converter or RBS topologies. In [36] the SOHs of individual battery packs are determined and balanced over time to increase the life time of the drive system.

However, missing in the entire previously mentioned literature is the battery impedance determination of individual

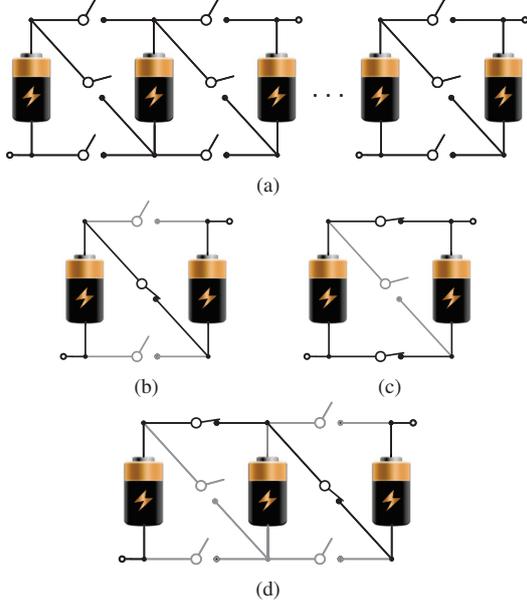


Fig. 1: (a) Arrangement and working principle of the reconfigurable battery BM3 system with flexible series and parallel connections of battery cells: (b) series connection, (c) parallel connection and (d) bypass connection.

battery cells/modules of RB or multilevel drive systems. Therefore, this paper introduces the application of two diagnostic approaches to determine the impedance of battery cells/modules when used in an RB or multilevel drive system without needing any additional hardware. The first approach utilizes the balancing current when a parallel operation is triggered between adjacent battery cells/modules. The second approach, rearranges the inverter and traction motor so that an online impedance spectroscopy can be carried out. Both methods are validated by experiments and simulations.

II. RECONFIGURABLE BATTERY AND MULTILEVEL CONVERTER SYSTEM

In literature, several RB [17]–[19] or multilevel converter systems [37]–[39] can be found.

For example, the RBS topology shown and described in Fig. 1, referred to as battery modular multilevel management (BM3) [16], [40] system, can be used to dynamically alter the connections between adjacent battery cells/modules. In this way, parallel or series connections can be dynamically formed or individual cells can be bypassed. In this way, a dedicated BMS becomes obsolete. An RBS is normally operated with an additional, dedicated propulsion inverter. Using one strand per phase, the BM3 topology could even be applied as a propulsion converter, similar to the cascaded H-bridge (CHB) [41], [42] or the M2B/MMSP [6], [43] converter, shown in Fig. 2. In comparison to an RBS, a multilevel converter utilizes dedicated battery packs with a moderate number of series

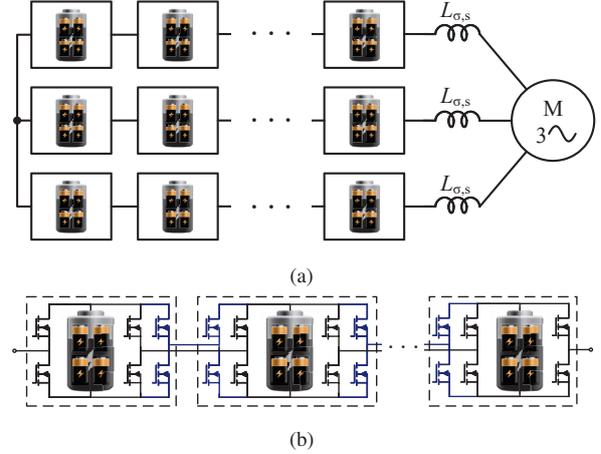


Fig. 2: (a) Structure of the CHB or M2B/MMSP multilevel inverter topology for a drive application with the motor's stator inductance $L_{\sigma,s}$ and (b) submodule arrangement of the CHB inverter and additional half-bridges of the M2B/MMSP topology emphasized in blue.

connected battery cell strings. Thus, each battery pack is equipped with a passive balancing circuit. Due to the limited number of series connected battery cells, the balancing effort is not as large as for high voltage battery packs. The shown CHB converter can dynamically insert the battery packs in forward or reverse direction and these could also be bypassed. In this manner any kind of phase output voltage waveform can be achieved. Additionally, the M2B/MMSP converter can parallelize battery modules to reduce the battery losses.

Within the frame of this paper's analysis just the two mentioned topologies are considered. However, the in the following described algorithms can be easily adapted to several types of multilevel converter or RB systems.

III. BATTERY MODELING

Several battery equivalent circuit models, based on RC-networks, can be found in [23]–[27]. The Randles model, as can be seen in Fig. 3, seems to be the most suitable to describe the electric dynamics of the battery. With the help of the battery impedance the maximum power limit of the battery cell can be determined and, as a function over time, the battery aging can be assessed. Furthermore, as described in [13] and [6], simple energy calculations can be performed using the equivalent circuit models.

The impedance of the Randles model in the s -domain can be mathematically described as

$$\bar{Z}_{\text{Cell}}(s) = R_0 + \frac{R_1}{s + R_1 C_1} + \dots + \frac{R_n}{s + R_n C_n} + sL_{\sigma,b}. \quad (1)$$

When neglecting the stray inductance $L_{\sigma,b}$, (1) can be rewritten in transfer function form as

$$\bar{Z}_{\text{Cell}}(s) = \frac{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + b_0}{s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0}. \quad (2)$$

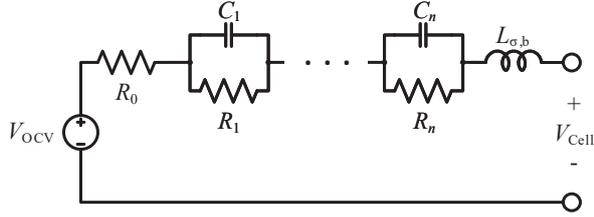


Fig. 3: Generalized Randles model of a battery cell's impedance including the stray inductance $L_{\sigma,b}$.

Using its corresponding poles, $p = \{p_n, p_{n-1}, p_{n-2} \dots p_1\}$, and zeros, $z = \{z_n, z_{n-1}, z_{n-2} \dots z_1\}$, the cell impedance term becomes

$$\bar{Z}_{\text{Cell}}(s) = b_n \frac{(s - z_n)(s - z_{n-1}) \dots (s - z_1)}{(s - p_n)(s - p_{n-1}) \dots (s - p_1)} \quad (3)$$

The selection of the number of RC-links n depends on the actual application to be described by the model. For example, as described in [13], when used for energy calculations of CHB propulsion inverters it can be reasonable to choose up to three RC pairs.

IV. RECURSIVE TIME-DOMAIN BATTERY PARAMETER EXTRACTION USING CURRENT AND VOLTAGE WAVEFORM

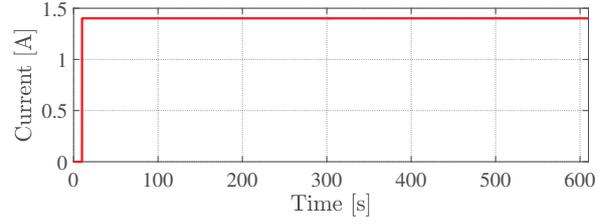
A. Parameter Extraction using a Pulsed Current

A common way to determine the parameters of the transfer function in (3) is the time-domain parameter extraction using the current and voltage waveforms of the battery cell under test, as for example described in [27]–[29]. Using an adaptive control approach, the determination can be directly applied during the operation of the vehicle [30]. However, due to the dynamics of the drive train it might be more suitable to apply just a defined current step during stand-still. Hence, the transfer function can easily be parametrized using a generic least-square fit approach. Numerical computer tools, such as MATLAB's curve fitting toolbox, can be used. The equivalent circuit parameters, neglecting the stray inductance and using three RC pairs, can then be extracted as described in the following. From the poles, the system's time constants can be calculated according to

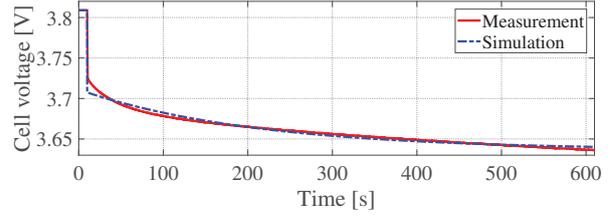
$$\begin{bmatrix} \tau_1 \\ \tau_2 \\ \tau_3 \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} 1/p_1 \\ 1/p_2 \\ 1/p_3 \end{bmatrix} \quad (4)$$

Knowing the time constants, a matrix A can be created according to

$$A = \frac{1}{\tau_1 \tau_2 \tau_3} \cdot \begin{bmatrix} \tau_1 \tau_2 \tau_3 & 0 & 0 & 0 \\ \tau_1 \tau_2 + \tau_1 \tau_3 + \tau_2 \tau_3 & \tau_2 \tau_3 & \tau_1 \tau_3 & \tau_1 \tau_2 \\ \tau_1 + \tau_2 + \tau_3 & \tau_2 + \tau_3 & \tau_1 + \tau_3 & \tau_1 + \tau_2 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (5)$$



(a)



(b)

Fig. 4: Battery cell parameter extraction using a pulsed current: observed (a) current step and (b) battery cell's voltage drop.

which can be used to calculate the equivalent circuit resistances as

$$\begin{bmatrix} R_0 \\ R_1 \\ R_2 \\ R_3 \end{bmatrix} = A^{-1} \begin{bmatrix} b_3 \\ b_2 \\ b_1 \\ b_0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

The capacitances can now be calculated as

$$\begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tau_1 & 0 & 0 \\ 0 & \tau_2 & 0 \\ 0 & 0 & \tau_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1/R_1 \\ 1/R_2 \\ 1/R_3 \end{bmatrix} \quad (7)$$

If the Randles model is used with two or one time constants, the parameters can be calculated in a similar way from the least-square fit.

For example, Fig. 4(a) shows a 0.5C pulse applied to a single 18650 battery cell ([44]). Meanwhile, the battery voltage drop is monitored as depicted in Fig. 4(b) in red. Using MATLAB's system identification toolbox and, for simplification, considering just one RC pair, the cell impedance was determined to be

$$\bar{Z}_{\text{Cell}}(s) = \frac{0.07251s + 0.0005935}{s + 0.004811} \quad (8)$$

which can be rearranged to the pole-zero form as

$$\bar{Z}_{\text{Cell}}(s) = 0.07251 \frac{s + 0.0082}{s + 0.004811} \quad (9)$$

Thus, the time constant τ_1 can be calculated using the system pole as

$$\tau_1 = -\frac{1}{p_1} = 207.86 \text{ s} \quad (10)$$

and the A -matrix becomes

$$A = \frac{1}{\tau_1} \cdot \begin{bmatrix} \tau_1 & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (11)$$

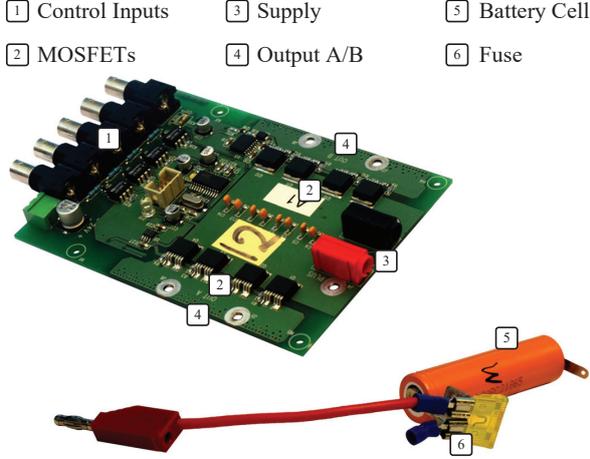


Fig. 5: Used H-bridge module and battery cell with fuse.

Consequently, the equivalent circuit resistances can be calculated as follows:

$$\begin{bmatrix} R_0 \\ R_1 \end{bmatrix} = A^{-1} \begin{bmatrix} b_1 \\ b_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1 & \tau_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_1 \\ b_0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$R_0 = b_1 = 72.5 \text{ m}\Omega \quad (13)$$

$$R_1 = b_0 \tau_1 - b_1 = 51 \text{ m}\Omega \quad (14)$$

Last, the equivalent circuit capacitance can be calculated as

$$C_1 = \frac{\tau_1}{R_1} = 4.08 \text{ kF} \quad (15)$$

The simulated voltage drop, using the extracted parameters, can be seen in Fig. 4(b) in blue. Due to the selection of just one RC pair, the simulated voltage drop slightly differs from the measurement in the beginning of the current step.

B. Parameter Extraction using Balancing Current

Considering the multilevel inverter or reconfigurable battery system topologies as shown in Figs. 1 and 2, the battery parameters can be extracted using the balancing current between battery cells/modules when in parallel operation.

As a short recap, in case of different SOC of neighboring battery cells or modules, a difference in their battery voltages can be observed. Thus, when paralleling batteries with different SOC, charges, in form of an electric current, are automatically transferred from the battery cell/module with the higher SOC to the one with the lower SOC. Similar as for an applied current pulse, with the help of the monitored balancing current and the battery voltages the transfer function in (1) can be parameterized.

To demonstrate this approach, a laboratory, small-scale setup of a reconfigurable battery system, as shown in Fig. 1, was built. For the small-scale setup the H-bridges and battery cells ([44]) as shown in Fig. 5 are used. Two H-bridges,

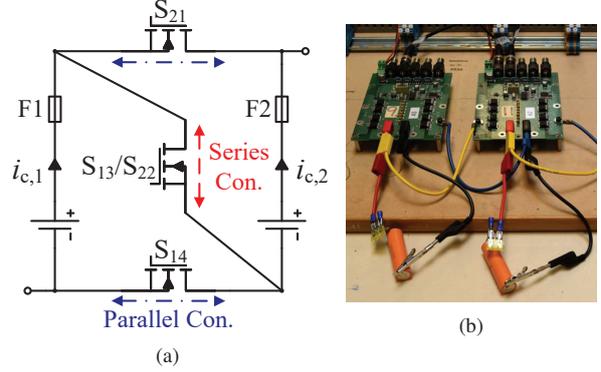


Fig. 6: (a) Schematic H-bridge arrangement of adjacent cells to achieve an RBS topology and (b) laboratory, small-scale setup.

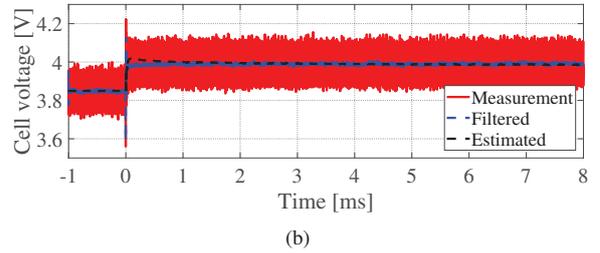
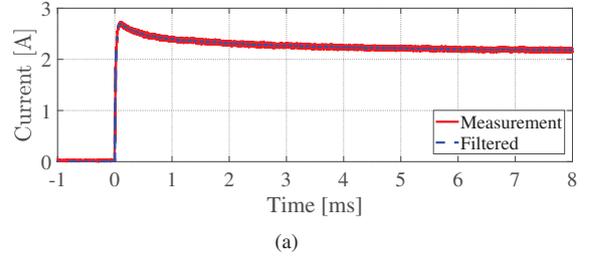


Fig. 7: (a) Balancing current between adjacent battery cells (initially, $V_{\text{Cell},1} = 3.85 \text{ V}$ and $V_{\text{Cell},2} = 4.14 \text{ V}$) and (b) monitored battery cell voltage of battery cell number one and simulated battery voltage using the extracted parameters. Extracted Parameters: $R_0 = 62.5 \text{ m}\Omega$; $R_1 = 60.1 \text{ m}\Omega$ and $C_1 = 3.42 \text{ kF}$.

each equipped with one battery cell, were connected as schematically depicted in Fig. 6(a). The actual laboratory setup can be seen in Fig. 6(b). During a simple test, the battery cells were switched from the series to the parallel connection. The waveform of the measured balancing current, when paralleling both battery cells (initially, $V_{\text{Cell},1} = 3.85 \text{ V}$ and $V_{\text{Cell},2} = 4.14 \text{ V}$), can be seen in Fig. 7(a). It should be noted that the battery current flows from the second to the first cell. The current looks similar to a proper current step, except for the overshoot in the beginning. Furthermore, the measured battery voltage of cell number one can be seen in Fig. 7(b). Due to the noise of the voltage probe, the voltage

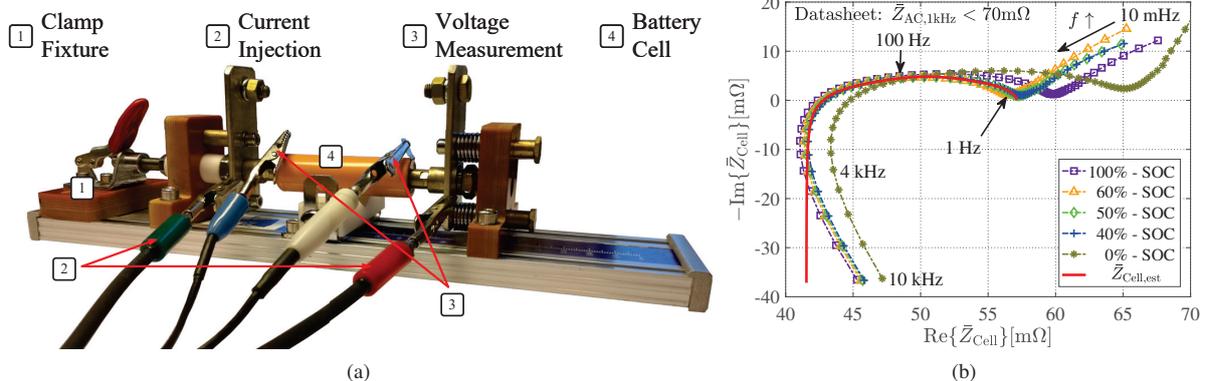


Fig. 8: (a) Battery cell test fixture and (b) impedance plot of the high energy cell for different SOC levels [6].

TABLE I: Battery cell parameters extracted from EIS [6] (shown in Fig. 8(b) in red)

R_0 [mΩ]	R_1 [mΩ]	R_2 [mΩ]	R_3 [mΩ]	C_1 [mF]	C_2 [mF]	C_3 [F]	$L_{\sigma,b}$ [nH]
41.53	5.02	7.32	3.23	75.44	339.5	3.625	590.8

signal needed to be filtered. Again, using MATLAB's system identification toolbox, similar as described in (8) to (12), the equivalent circuit parameters of the battery were determined as

$$R_0 = 62.5 \text{ m}\Omega; R_1 = 60.1 \text{ m}\Omega \text{ and } C_1 = 3.42 \text{ kF} \quad (16)$$

Consequently, using (16), the battery voltage was simulated as can be seen in Fig. 7(b) in black (dashed). Similar as for the before analyzed current step response, the model using just one RC pair slightly overestimates the voltage swing during the switching transient, while the steady state voltage drop is accurately estimated. The proposed technique can be easily extended to multiple RC pairs.

Nonetheless, the basic principle of the battery parameter estimation using the balancing current between battery cells/modules could be validated. Consequently, the presented estimation approach could be implemented for any multilevel inverter or reconfigurable battery system, which allows for dynamic paralleling of battery cells/modules.

V. FREQUENCY-DOMAIN BATTERY PARAMETER EXTRACTION USING IMPEDANCE SPECTROSCOPY

A. Parameter Extraction using Impedance Spectroscopy

Another way to extract the equivalent circuit parameters of a battery cell/module is the electrochemical impedance spectroscopy (EIS), which is extensively covered in [27], [32] and [33]. For this method, a sinusoidal current with a certain frequency is injected into the battery cell/module, while the battery cell/module voltage oscillation is monitored. Thus, the impedance for the selected frequency can be calculated using the relation of the injected current, monitored voltage and their phase shift. Using a frequency sweep, the impedance can be determined for a broad frequency range. For example, Fig. 8 shows an EIS performed at a single battery cell ([44]) using

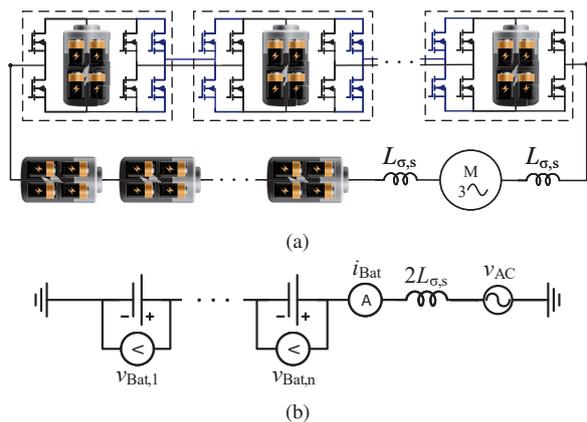


Fig. 9: (a) Rearrangement of CHB/MMSP multilevel inverter topology to apply an online impedance spectroscopy. (b) Electric scheme of impedance spectroscopy application.

the battery analyzer Gamry Reference 3000 [45]. The battery was mounted on a fixture to have a low contact resistance. The obtained impedances for a frequency range from 10 mHz to 10 kHz can be seen in Fig. 8(b). As can be seen, the impedance is highly dependent on the SOC. Nevertheless, around an SOC of about 50 % the impedance deviation relative to the SOC is not that significant. Therefore, the impedance is often extracted only for the characteristic SOC of about 50 % [6]. To determine the equivalent circuit parameters of the battery model a least square fit was used, considering three RC pairs, to match the impedance within a frequency range from 1 Hz to about 4 kHz. The obtained parameters can be seen in TABLE I and the impedance is plotted in red in Fig. 8(b).

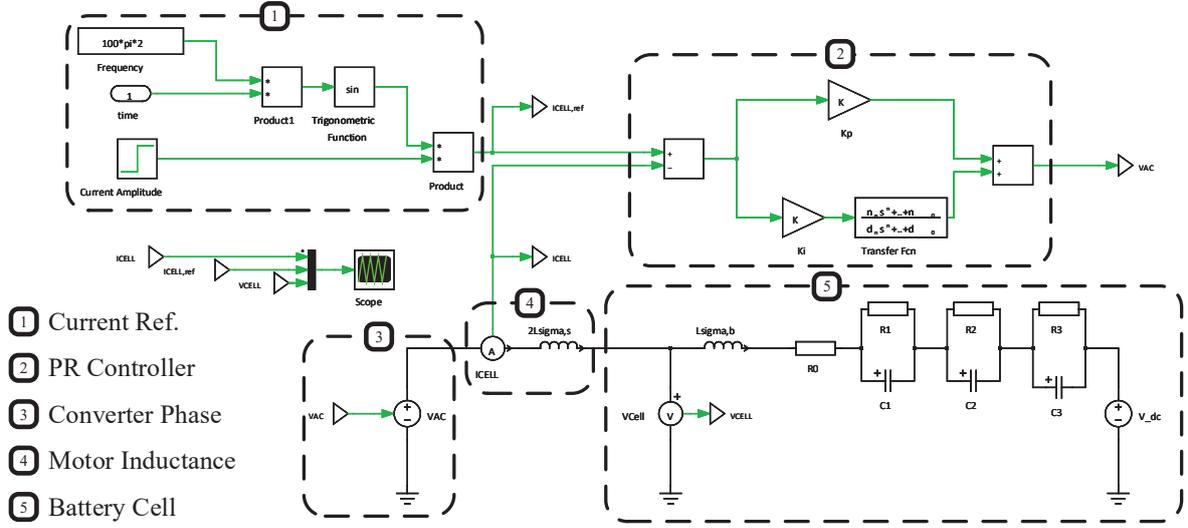


Fig. 10: Schematic implementation of a PR controller to conduct an on-board impedance spectroscopy.

In comparison to the parameter extraction in time-domain, the resistance R_0 is a bit smaller. This is due to the reason that the electric impedance spectroscopy considers a broader frequency range up to several kHz, whereas the parameter extraction in time-domain, depending on the length of the current step, focuses rather on the low frequency range. As can be seen from Fig. 8(b), the real part of the impedance significantly increases when approaching 0 Hz.

B. Parameter Extraction using Impedance Spectroscopy by Converter Rearrangement and Utilization of Motor Inductance

Considering the multilevel inverter or reconfigurable battery system topologies as shown in Figs. 1 and 2, an on-board impedance spectroscopy could be applied utilizing the motor inductance and a part of the inverter or reconfigurable battery system as a voltage source. For example, Fig. 9 shows the rearrangement of the CHB/MMSP multilevel inverter topology for a motor load in star-connection. If the motor would be operated in delta connection, the same principle could be applied, whereas the effective inductance value would become $0.667L_{\sigma,s}$ instead of $2L_{\sigma,s}$. As shown in Fig. 9, one phase could be used as dynamic voltage source to inject a sinusoidal current into the battery cells/modules of the neighboring phase's cells/modules. To properly control a sinusoidal current waveform, the utilization of the motor inductance is required. Figure 10 shows the schematic implementation of a proportional-resonant (PR) controller to conduct an on-board impedance spectroscopy. A PR controller, as described in [46], [47], has a controller gain as can be written according to

$$F_c(s) = K_p + K_i \frac{s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (17)$$

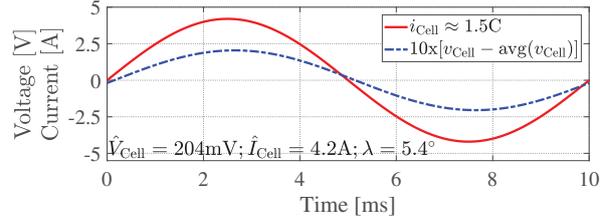


Fig. 11: Monitored battery cell current and voltage oscillation for the simulated impedance spectroscopy.

which is typically used to control sinusoidal current quantities tuned for a certain frequency. For a simulation, the battery parameters shown in TABLE I and Fig. 8(b) were chosen. Next, a part of the converter or RBS was simulated as a variable AC source to control a current of 1.5C and 100 Hz through the motor inductances ($2L_{\sigma,s}$), injected in one battery cell. Figure 11 shows the obtained battery voltage oscillation relative to the controlled current. Thus, the battery cell impedance for that specific can be calculated follows:

$$\bar{Z}_{\text{Cell}} = \frac{\hat{V}_{\text{Cell}}}{\hat{I}_{\text{Cell}}} e^{-j\lambda} = \frac{204 \text{ mV}}{4.2 \text{ A}} e^{-j5.4^\circ} \quad (18)$$

$$\bar{Z}_{\text{Cell}} = 48.6 \text{ m}\Omega e^{-j5.4^\circ} \quad (19)$$

$$\bar{Z}_{\text{Cell}} = 48.6 \text{ m}\Omega [\cos(-5.4^\circ) + j\sin(-5.4^\circ)] \quad (20)$$

and, finally,

$$\bar{Z}_{\text{Cell}} = 48.38 \text{ m}\Omega - j4.57 \text{ m}\Omega \quad (21)$$

Comparing the obtained result in (21) with Fig. 8(b), it can be seen that correct impedance value is obtained. Sweeping the

frequency of the injected current, such as shown in Fig. 8(b), and using least-square fit, the impedance can be determined for a broad frequency range.

VI. CONCLUSION

Modular multilevel converter or reconfigurable battery systems offer a better utilization of the battery cells in comparison to a classical two-level inverter battery. In this manner, the actual battery life-time can be increased. However, the battery/cell monitoring and state estimation becomes more complex, but offers certain possibilities to localize and replace or bypass faulty battery cells. Therefore, this paper has been shown the novel application of two diagnostic approaches to determine the battery's cell/module impedance.

The first approach, a recursive time-domain parameter extraction, uses the balancing current between paralleled cells/modules, while monitoring the cell voltage. This approach has been experimentally validated. It can be applied even during the operation of the vehicle.

The second approach, rearranges the inverter topology so that a part of the converter can be used to conduct an electrochemical impedance spectroscopy at another part of the by controlling a sinusoidal current through the motor inductance. This method can be applied at standstill or halt.

For the application of either of the two approaches no additional hardware is needed and, thus, these could be easily implemented in any type of multilevel converter or RBS used for vehicle traction or variable speed drive applications.

ACKNOWLEDGMENT

The financial support provided by the Swedish Energy Agency is gratefully acknowledged.

REFERENCES

- [1] A. Kersten, K. Oberdieck, A. Bubert, M. Neubert, E. Grunditz, T. Thiringer, and R. W. De Doncker, "Fault detection and localization for limp home functionality of three-level npc inverters with connected neutral point for electric vehicles," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, pp. 1–1, 2019.
- [2] A. Bubert, S. Lim, and R. W. De Doncker, "Comparison of 2-level b6c and 3-level npc inverter topologies for electric vehicles," in *2017 IEEE Southern Power Electronics Conference (SPEC)*, Dec 2017, pp. 1–6.
- [3] V. F. Pires, D. Foito, and J. F. Silva, "Fault-tolerant multilevel topology based on three-phase h-bridge inverters for open-end winding induction motor drives," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 32, no. 3, pp. 895–902, Sep. 2017.
- [4] F. Chang, O. Ilina, M. Lienkamp, and L. Voss, "Improving the overall efficiency of automotive inverters using a multilevel converter composed of low voltage si mosfets," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 4, pp. 3586–3602, 2019.
- [5] A. Kersten, E. Grunditz, and T. Thiringer, "Efficiency of active three-level and five-level npc inverters compared to a two-level inverter in a vehicle," in *2018 20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18 ECCE Europe)*, Sep. 2018, pp. P.1–P.9.
- [6] A. Kersten, M. Kuder, E. Grunditz, Z. Geng, E. Wikner, T. Thiringer, T. Weyh, and R. Eckerle, "Inverter and battery drive cycle efficiency comparisons of chb and mmsp traction inverters for electric vehicles," in *2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe)*, Sep. 2019, pp. P.1–P.12.
- [7] O. Josefsson, T. Thiringer, S. Lundmark, and H. Zelaya, "Evaluation and comparison of a two-level and a multilevel inverter for an ev using a modularized battery topology," in *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Oct 2012, pp. 2949–2956.
- [8] O. Josefsson, A. Lindskog, S. Lundmark, and T. Thiringer, "Assessment of a multilevel converter for a phev charge and traction application," in *The XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010*, Sept 2010, pp. 1–6.
- [9] A. Acquaviva, A. Rodionov, A. Kersten, T. Thiringer, and Y. Liu, "Analytical conduction loss calculation of a mosfet three-phase inverter accounting for the reverse conduction and the blanking time," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp. 1–1, 2020.
- [10] A. Bubert, K. Oberdieck, H. Xu, and R. W. De Doncker, "Experimental validation of design concepts for future ev-traction inverters," in *2018 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, June 2018, pp. 795–802.
- [11] A. Kersten, K. Oberdieck, J. Gossmann, A. Bubert, R. Loewenherz, M. Neubert, T. Thiringer, and R. De Doncker, "Measuring and separating conducted three-wire emissions from a fault-tolerant, npc propulsion inverter with a split-battery using hardware separators based on hf transformers," *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 1–1, 2020.
- [12] M. Kuder, A. Kersten, L. Bergmann, R. Eckerle, F. Helling, and T. Weyh, "Exponential modular multilevel converter for low voltage applications," in *2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe)*, Sep. 2019, pp. P.1–P.11.
- [13] O. Theliander, A. Kersten, M. Kuder, E. Grunditz, and T. Thiringer, "Lifep04battery modeling and drive cycle loss evaluation in cascaded h-bridge inverters for vehicles," in *2019 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, June 2019, pp. 1–7.
- [14] A. Kersten, O. Theliander, E. A. Grunditz, T. Thiringer, and M. Bongiorno, "Battery loss and stress mitigation in a cascaded h-bridge multilevel inverter for vehicle traction applications by filter capacitors," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 5, no. 3, pp. 659–671, Sep. 2019.
- [15] A. Bessman, R. Soares, O. Wallmark, P. Svens, and G. Lindbergh, "Aging effects of ac harmonics on lithium-ion cells," *Journal of Energy Storage*, vol. 21, pp. 741–749, 2019.
- [16] F. Helling, S. Götz, and T. Weyh, "A battery modular multilevel management system (bm3) for electric vehicles and stationary energy storage systems," in *2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications*, Aug 2014, pp. 1–10.
- [17] S. Ci, N. Lin, and D. Wu, "Reconfigurable battery techniques and systems: A survey," *IEEE Access*, vol. 4, pp. 1175–1189, 2016.
- [18] F. Chen, W. Qiao, and L. Qu, "A modular and reconfigurable battery system," in *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, March 2017, pp. 2131–2135.
- [19] W. Han, T. Wik, A. Kersten, G. Dong, and C. Zou, "Next-Generation Battery Management Systems: Dynamic Reconfiguration," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, 2020, accepted.
- [20] X. Li and Z. Wang, "A novel fault diagnosis method for lithium-ion battery packs of electric vehicles," *Measurement*, vol. 116, pp. 402–411, 2018.
- [21] D. Andre, C. Appel, T. Soczka-Guth, and D. U. Sauer, "Advanced mathematical methods of soc and soh estimation for lithium-ion batteries," *Journal of power sources*, vol. 224, pp. 20–27, 2013.
- [22] X. Hu, D. Cao, and B. Egardt, "Condition monitoring in advanced battery management systems: Moving horizon estimation using a reduced electrochemical model," *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 23, no. 1, pp. 167–178, Feb 2018.
- [23] M. R. Jongerden and B. R. Haverkort, "Which battery model to use?" *IET software*, vol. 3, no. 6, pp. 445–457, 2009.
- [24] M. Einhorn, F. V. Conte, C. Kral, and J. Fleig, "Comparison, selection, and parameterization of electrical battery models for automotive applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 3, pp. 1429–1437, 2013.
- [25] G. L. Plett, "High-performance battery-pack power estimation using a dynamic cell model," *IEEE Transactions on vehicular technology*, vol. 53, no. 5, pp. 1586–1593, 2004.
- [26] B. Enache, E. Lefter, and C. Stoica, "Comparative study for generic battery models used for electric vehicles," in *2013 8TH INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ADVANCED TOPICS IN ELECTRICAL ENGINEERING (ATEE)*. IEEE, 2013, pp. 1–6.
- [27] S. Skoog and S. David, "Parameterization of linear equivalent circuit models over wide temperature and soc spans for automotive lithium-ion cells using electrochemical impedance spectroscopy," *Journal of Energy Storage*, vol. 14, pp. 39–48, 2017.

- [28] A. Hentunen, T. Lehmuspelto, and J. Suomela, "Time-domain parameter extraction method for thévenin-equivalent circuit battery models," *IEEE transactions on energy conversion*, vol. 29, no. 3, pp. 558–566, 2014.
- [29] S. Skoog, "Parameterization of equivalent circuit models for high power lithium-ion batteries in hev applications," in *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, Sep. 2016, pp. 1–10.
- [30] Y.-H. Chiang, W.-Y. Sean, and J.-C. Ke, "Online estimation of internal resistance and open-circuit voltage of lithium-ion batteries in electric vehicles," *Journal of Power Sources*, vol. 196, no. 8, pp. 3921–3932, 2011.
- [31] B. Fridholm, T. Wik, and M. Nilsson, "Robust recursive impedance estimation for automotive lithium-ion batteries," *Journal of Power Sources*, vol. 304, pp. 33–41, 2016.
- [32] H. Blanke, O. Bohlen, S. Buller, R. W. De Doncker, B. Fricke, A. Hammouche, D. Linzen, M. Thele, and D. U. Sauer, "Impedance measurements on lead-acid batteries for state-of-charge, state-of-health and cranking capability prognosis in electric and hybrid electric vehicles," *Journal of power Sources*, vol. 144, no. 2, pp. 418–425, 2005.
- [33] P. Mauracher and E. Karden, "Dynamic modelling of lead/acid batteries using impedance spectroscopy for parameter identification," *Journal of power sources*, vol. 67, no. 1-2, pp. 69–84, 1997.
- [34] A. Zenati, P. Desprez, and H. Razik, "Estimation of the soc and the soh of li-ion batteries, by combining impedance measurements with the fuzzy logic inference," in *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Nov 2010, pp. 1773–1778.
- [35] R. Mingant, J. Bernard, V. S. Moynot, A. Delaille, S. Mailley, J.-L. Hognon, and F. Huet, "Eis measurements for determining the soc and soh of li-ion batteries," *ECS Transactions*, vol. 33, no. 39, p. 41, 2011.
- [36] N. Li, F. Gao, T. Hao, Z. Ma, and C. Zhang, "Soh balancing control method for the mmc battery energy storage system," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 8, pp. 6581–6591, Aug 2018.
- [37] A. Lesnicar and R. Marquardt, "An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range," in *2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings*, vol. 3, 2003, pp. 6 pp. Vol.3–.
- [38] D. G. Holmes and T. A. Lipo, *Pulse width modulation for power converters: principles and practice*. John Wiley & Sons, 2003, vol. 18.
- [39] K. Sharifabadi, L. Harnefors, H.-P. Nee, S. Norrga, and R. Teodorescu, *Design, control, and application of modular multilevel converters for HVDC transmission systems*. John Wiley & Sons, 2016.
- [40] M. Kuder, J. Schneider, A. Kersten, T. Thiringer, R. Eckerle, and T. Weyh, "Battery modular multilevel management (bm3) converter applied at battery cell level for electric vehicles and energy storages," in *PCIM Europe 2020: International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, 2020, pp. 1726–1733.
- [41] B. Xiao, L. Hang, J. Mei, C. Riley, L. M. Tolbert, and B. Ozpineci, "Modular cascaded h-bridge multilevel pv inverter with distributed mppt for grid-connected applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 2, pp. 1722–1731, 2015.
- [42] K. Corzine and Y. Familant, "A new cascaded multilevel h-bridge drive," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 1, pp. 125–131, Jan 2002.
- [43] A. Singer, F. Helling, T. Weyh, J. Jungbauer, and H. Pfisterer, "Modular multilevel parallel converter based split battery system (m2b) for stationary storage applications," in *2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe)*, Sep. 2017, pp. P.1–P.10.
- [44] LG Chem, "Battery Cell - Product Description: ICR18650 C2 2800mAh," https://www.batteryspace.com/prod-specs/5702_5.pdf, (Accessed on 05/04/2019).
- [45] Gamry Instruments, "Gamry reference 3000 - electrochemical measurement device," <https://www.gamry.com/potentiostats/reference-3000/>, (Accessed on 03/04/2020).
- [46] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre, and P. C. Loh, "Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters," *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, vol. 153, no. 5, pp. 750–762, 2006.
- [47] H. Cha, T.-K. Vu, and J.-E. Kim, "Design and control of proportional-resonant controller based photovoltaic power conditioning system," in *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. IEEE, 2009, pp. 2198–2205.

A.9.

Battery Modular Multilevel Management (BM3) Converter applied at Battery Cell Level for Electric Vehicles and Energy Storages

Manuel Kuder¹, Julian Schneider^{1,2}, Anton Kersten³,
Torbjörn Thiringer³, Richard Eckerle¹, Thomas Weyh¹

¹ Bundeswehr University Munich, Germany

² STABLE GmbH, Munich, Germany

³ Chalmers University of Technology, Gothenburg, Sweden

Corresponding author: Manuel Kuder, manuel.kuder@unibw.de

Abstract

This paper introduces a modular battery system based on an integrated 3-switch inverter topology, referred to as Battery Modular Multilevel Management (BM3) system. The 3-switch topology can be directly applied on battery cell level. In interconnection with the other battery cells, series and parallel connections can be flexibly formed across the battery modules to synthesize any kind of output voltage. In this manner the BM3 topology can work as a flexible DC/AC or DC/DC converter. Furthermore, individual cells can be bypassed, so that each cell can be charged and drained according to their individual capacity. Thus, any additional passive or active balancing circuitry becomes obsolete. Within the frame of this paper's analysis, the basic functionality of the BM3 topology is explained and the possible application as a DC/AC inverter is validated using a small scale prototype setup.

1 Introduction

Battery systems both in electric vehicles and as grid storages are considered to be a key technology in order to reduce the dependency on fossil fuels [1]–[3]. Batteries have already become an indispensable component of our daily life, as for example as mobile phone or laptop power supplies and as starter batteries in any combustion engine vehicle. Although, the increase of renewable power generation as well as the demand for electromobility will further increase the need for efficient and reliable electrical energy storage systems. Particularly, integrating the power electronics directly into the battery storage system, as for example shown in [1]–[4], shows large potentials for an enhanced usage of the chemically available capacity, faster charging and battery lifetime extension. Current battery packs or modules consist of hard-wired series and parallel connected battery cells. For example, a Tesla model 3 consists of 96 series connected and 46 parallel connected cells, giving a total amount of 4416 cells [5]. The cell technology and the

cell structure largely determine a cell's electrical characteristics, such as the output voltage, internal resistance, etc. In addition, production tolerances can lead to a substantial variability of properties such as cell capacity and aging rate. Such variability of properties can cause individual cells' state of charge (SOC) to drift apart from other cells. As a consequence, it is necessary to balance the SOC across all cells in a battery pack in order to increase the effective usable capacity and the life time, while preventing any thermal run-aways [6], [7]. Such cell balancing is the key task of available battery management systems (BMS), which match the individual SOC's by active or passive balancing. However, available systems are lossy due to the dissipated energy in bleeding resistors or extra power electronic equipment for moving charges. Furthermore, the lifetime of the cells under certain circumstances can be decreased [7], [8].

This paper presents a battery management system based on a novel multilevel converter topology, which does not require any additional balancing circuitry, in a comparison to a classical two-level inverter drive-train. This new topology is referred to

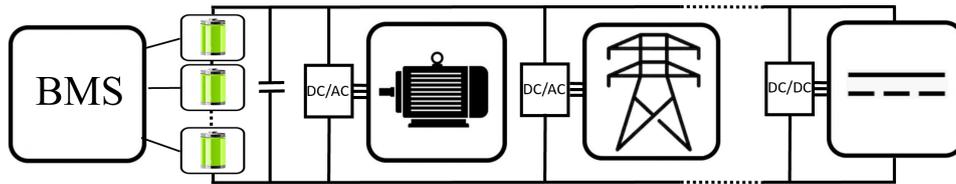


Fig. 1: Conventional power train of modern electric vehicles: different converters are needed for propulsion and DC or AC charging. Furthermore, a designated BMS is needed [1].

as Battery Modular Multilevel Management (BM3). The battery cells can be drained and charged according to their individual capacity, referred to as pro-active balancing. Due to the integration of the power electronics, the output voltage of the battery pack is no longer fixed, but can be dynamically adjusted in small steps. This flexibility of the output voltage enables an optimization of the entire system including the battery, the cell management and the converter with respect to the overall efficiency or quality of the output voltage and current. In addition, it is possible to combine cells with different properties and capacities in one system without additional expenses. This fact particularly includes a second-life use of old cells from different sources in a stationary battery storage. Likewise, it is possible to assemble a system with different cell types to combine advantages and simultaneously compensate shortcomings of different battery cell types. In the following, the working principle of the BM3 modules and the application as a propulsion inverter is explained and demonstrated using a small scale setup.

2 State-of-the-Art

The series-connection of a large number of battery cells in vehicles and stationary batteries achieves terminal battery output voltages between several hundred and a few thousand volts. Such high voltages pose a safety risk, not only to passengers and rescuers in car accidents, but also to roadside assistance and maintenance staff. Therefore, mild-hybrids are often equipped with 48 V batteries [9], which have a limited power capability. Nevertheless, the hard-wired connections of battery cells impedes preventive action in case of an imminent or initiated battery failure. The only possible response is a shutdown of the entire battery pack, which halts the system, but may not solve issues

such as short circuits or thermal run-aways [10]. Furthermore, available battery systems with a high number of battery cells need a designated BMS to balance the state of charge (SOC) of the individual cells. In order to balance the SOC and ensure a safe operation, the BMS has to measure physical parameters, such as voltage, current and temperature of individual cells or cell units, leading to a large number of analog signals [11], [12]. State-of-the-art BMSs use either passive or active balancing. Passive balancing refers to the discharge of individual cells so that all cells are matched in voltage to the cell with the lowest SOC. Discharging, however, completely dissipates the energy in form of heat [6]. In contrast, active balancing transfers charge from full cells to lower charged ones, saving energy. Although, almost no energy is directly wasted, as when using passive balancing, losses are associated with the energy transfer between cells and operating power of the balancing system itself. If not cautiously performed, active balancing can shorten the cell life time, because of rapid-rate charging and discharging [6], [13]. Due to a high control effort and increased system costs, active balancing is rarely used. There are a few exceptions of applications with high energy-density requirements, such as in certain electric vehicles [14], [15] or for aerospace systems [7], [16].

Figure 1 schematically depicts a classical two-level inverter drive system, as for example used in an electric vehicle. As can be seen, not just a traction inverter is needed, also a charging converter either for DC or AC charging is required.

3 Converter based on Battery Modular Multilevel Management

The new concept presented in this paper relates to the principles presented in [16]–[18] where

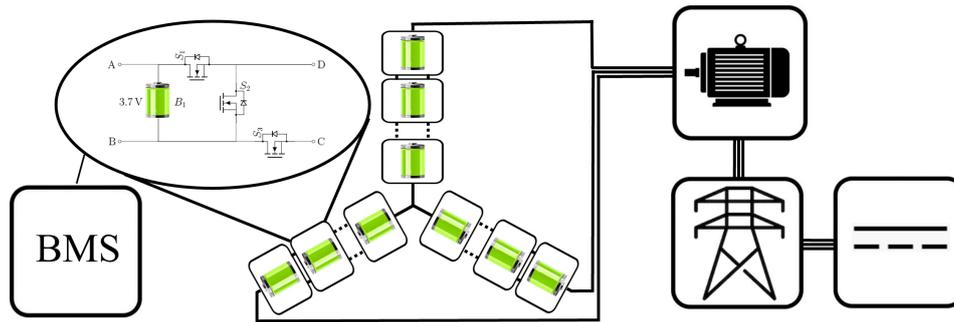


Fig. 2: Building a battery storage system with smart batteries. A battery in the figure symbolizes a module and is shown in an enlarged view. A wide variety of output voltage levels can be achieved (step-by-step). Dedicated inverters are eliminated and the BMS is inherently integrated.

dedicated energy storage units are dynamically switched in series and in parallel, as schematically depicted in Fig. 2. Similar concepts have already been evaluated in [19]–[22]. In contrast to a classical two-level inverter drive-train, which only adjusts the battery output voltage to the requirements of the electric motor [23], [24], the Battery Modular Multilevel Management (BM3) system has several functions. Flexible interconnections between the battery cells for an optimal utilization and efficiency of the battery pack can be realized. Separate balancing circuits can be omitted, because these are inherently incorporated. Individual cells can be bypassed, if they are fully charged or defect, and rearranged in series and in parallel to adjust the cells' charge/discharge rate. Furthermore, the output voltage can be realized using fundamental switching. For example, the output voltage synthesis of a sine-wave is depicted in Fig. 3. In each step the battery

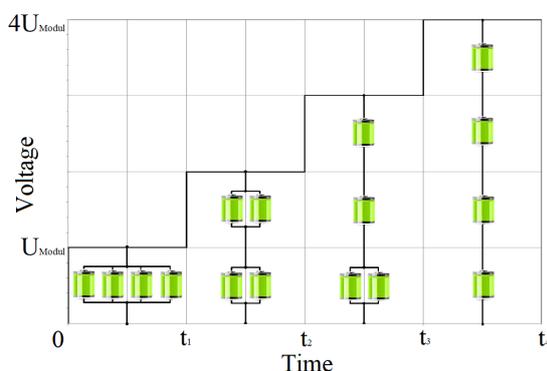


Fig. 3: Step-wise approximation of a quarter of a sine wave with 4 battery cells [25].

pack is reconfigured to have the minimum losses. Furthermore, the converter can be operated as a bidirectional DC/DC converter. Thus, the BM3 concept can be used as a combined propulsion converter and BMS, while the concept can be used as well as a grid connected or DC battery charger. Since each switch must be just dimensioned to block the DC voltage of a single battery cell, cheap low-voltage MOSFETs can be applied. Due to the low switching frequency and the large silicon area distributed among the MOSFETs, any active cooling parts can be eliminated. However, because of the multilevel inverter topology, the battery cells are typically stressed with a slightly increased RMS current (relative to a two-level inverter system [4], [19]).

3.1 Three-Phase Arrangement

In order to drive an electric three-phase motor in a Y-connection, three sinusoidal voltages with a 120 degree phase shift among each other are required. In case of the BM3 topology, three separate converter strings are necessary, one for each phase. The strands are connected to a star point on the negative side and connected to the machine on the positive side. Figure 4 schematically shows the macrotopology for the operation of a permanent magnet synchronous machine (PMSM). Different authors [3], [26] claim that the 3-switch module can only be used in 2 quadrant operation and, therefore, an additional H-Bridge or a second arm like in a classical Modular Multilevel Converter (MMC) [27] would be required to achieve a polarity reversal. However, when connecting the star point on both sides (load and converter), a star point

shift takes place, so that both a positive and a negative voltage can be achieved. This is also possible for a delta connection. Therefore, no additional circuitry is needed. In addition to the

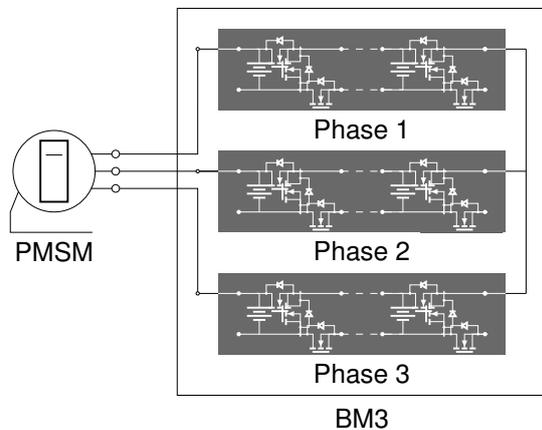


Fig. 4: Macrotopology of a BM3 converter for a drive application.

power electronics, other elements for the control and the monitoring of the machine are necessary. A master controller typically reads the machine's rotor position via an encoder signal and uses a current controller to calculate the corresponding voltages for the corresponding phases. Via a communication bus, the switching instants of the individual cells can be transmitted. For this purpose, the current and voltage of each battery string must be measured. The voltage measurement is also important for an under-voltage shutdown/bypassing to protect individual cells from damage [28], [29].

3.2 Working Principle of BM3 Module

In order to achieve true modularity, each component must be identical and additional central modules, such as DC-link capacitors, must be dispensed. The multilevel functionality is provided by connecting any number of modules in series. Each module can be considered as a two-port network and is based on a combination of three switches per battery cell. Figure 5 shows the arrangement using MOSFETs. For the sake of simplicity, the MOSFETs are indicated by a switch symbol (\swarrow) in the following diagrams. Any number of modules can be connected. The terminals "A" and "B" of adjacent module are always connected to the terminals "C" and "D" of the

previous one and vice versa.

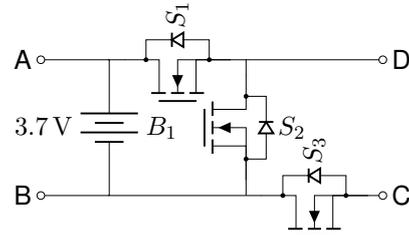


Fig. 5: 3-switch module (BM3-Module) with MOSFETs.

Each cell module can have three valid switching states, referred to as serial, parallel and bypass state. Figure 6 shows the connections during the serial state operation. The negative pole of cell B_1 is connected to the positive pole of the next cell through switch S_{12} . Via S_{22} the load is connected to the series connected battery string.

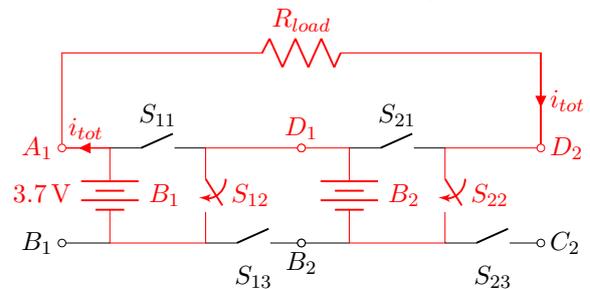


Fig. 6: 3-switch modules in serial state operation.

Figure 7 shows the connections during the parallel state operation. The corresponding positive and negative pole of the module is connected to the next cell via the switches S_{11} and S_{13} . The current is distributed among the cells according to their impedances.

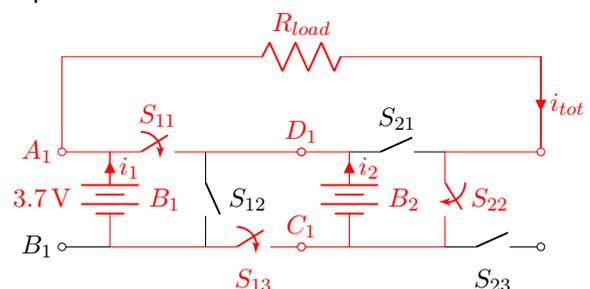


Fig. 7: 3-switch modules in parallel state operation.

The last possibility is the bypass state operation, as shown in Fig.8. The load is connected between

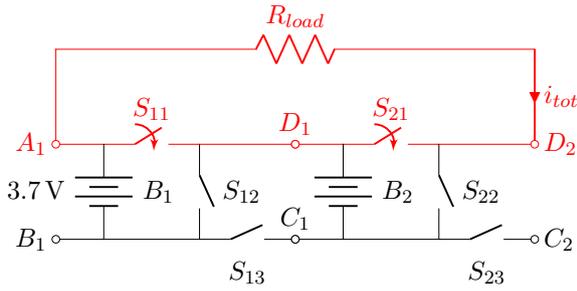


Fig. 8: 3-switch modules in bypass state operation.

terminal "A" of the first module and terminal "D" of the last module via the switches S_{11} and S_{21} . This configuration can also be used to bypass individual modules in a phase arrangement in case of a faulty or undercharged cell. In the latter case, the cell can be bypassed for a few cycles in order to adjust the voltage/SOC in accordance to the other cells of the strand.

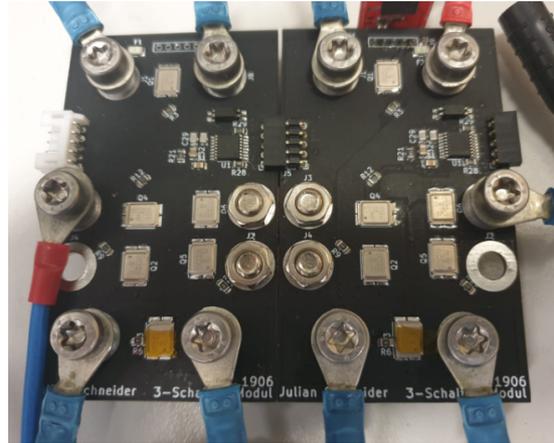
4 Small Scale Prototype

Figure 9 shows a 3-D layout of 3 connected double modules with two battery cells in parallel for each 3-switch module. In principle, any number of modules can be connected to achieve any desired output voltage. When implementing additional battery cells in parallel, the maximum current rating of the switches should be carefully considered, due the additional compensating current during parallel operation.

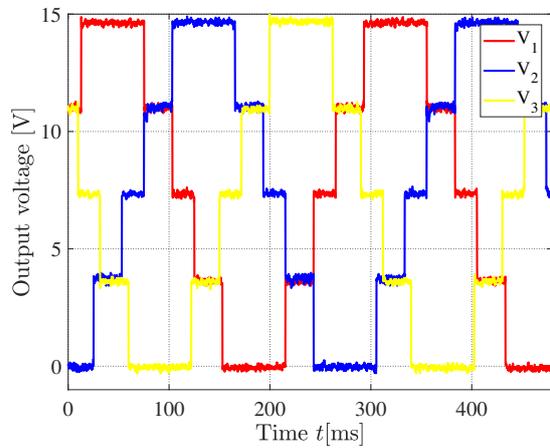


Fig. 9: Rendering of several double BM3 modules equipped with 2x6 18650 battery cells [29].

At first, to realize a first small scale prototype, a total number of 12 electrically isolated voltage sources (battery cells) was chosen, so that each of the three phases comprised 4 3-switch modules. The number of modules could be easily expanded to any number of output voltage levels because of the modular design. In this test setup, the low-voltage



(a)



(b)

Fig. 10: (a) Test setup with 4 BM3 modules per phase (each PCB contains two 3-switch modules) and (b) proof of concept: three-phase output voltage of 3x4 BM3 modules with neutral point shift.

MOSFETs BSB008NE2LX ($V_{DS} = 25 \text{ V}$, $I_D = 180 \text{ A}$, $R_{DS(on)} = 0.8 \text{ m}\Omega$) from Infineon were used. It was possible to limit the quiescent current to about 1 mA. This was important in order to not have to remove the circuit from the batteries when not in use. For simplicity, the prototype, as shown in Fig. 10(a), was operated using a resistive three-phase load with a nominal resistance of 100Ω . The batteries are represented with 3x4 3.7 V power supplies. The result of the output voltage, shown in Fig. 10(b), proves the basic functionality of the BM3 in three-phase connection. Just some additional components, as for example three current sensors and a position encoder, would be needed for the

control of an electrical machine[29]. In addition, Fig. 11 shows the output voltage for an extension to eight modules for one phase, resulting in 9 output voltage levels.

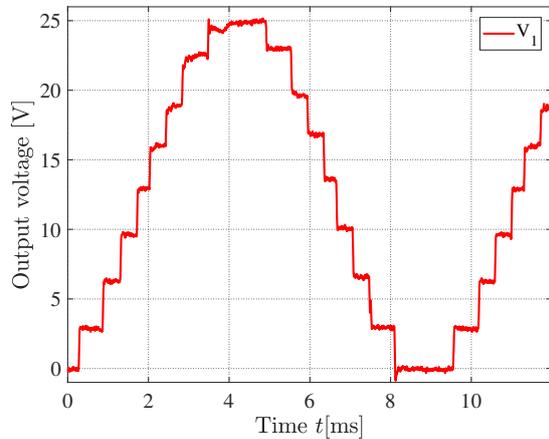


Fig. 11: Output voltage using 8 stages in single-phase operation.

5 Future Perspective

The concept, presented in this paper, is the first step to a new technology, whereas just the basic functionality was demonstrated so far. Further work will be focused on a practical implementation for a 48 V drive application. Nonetheless, it is also important to analyze the effect of the topology on the potential increase of the cell life time and the usable cell capacity in comparison to a common passive-balancing BMS. Important is also a quantification of the possible efficiency gain of the BM3 topology.

6 Conclusion

With the help of the BM3-topology, the battery is no longer an inflexible static component. Instead, the battery cells can be dynamically connected in series and in parallel, which allows a variable on-the-fly adaption of the system to match both the load voltage and the optimum operation point of each individual cell. Cell balancing, on the other hand, is an inherent function of the circuit, which eliminates the need for any additional circuitry. In addition to a more extensive use of the chemically available capacity, faster charging capabilities, and

an increase of the lifetime, the BM3 enables the combination of cells with different electrical properties, for example different cell technologies or cells with different age. Furthermore, the fault tolerance of the system is increased as defective cells can be bypassed. Instead of halting the entire system, a cell failure only reduces the overall capacitance by the capacitance of the defective cell. As a positive side effect, the system is flexibly expandable: additional submodules (SMs) can just be plugged in without redesigning the system and without accurate matching of the cell parameters. Furthermore, the battery system stops being a dangerous high-voltage DC system when the BM3 is turned off.

References

- [1] F. Helling, M. Kuder, A. Singer, S. Schmid, and T. Weyh, "Low Voltage Power Supply in Modular Multilevel Converter based Split Battery Systems for Electrical Vehicles", in *2018 20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18 ECCE Europe)*, 2018, P.1–P.10.
- [2] A. Kersten, E. Grunditz, and T. Thiringer, "Efficiency of Active Three-Level and Five-Level NPC Inverters Compared to a Two-Level Inverter in a Vehicle", in *2018 20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18 ECCE Europe)*, 2018, P.1–P.9.
- [3] F. Helling, S. Götz, and T. Weyh, "A battery modular multilevel management system (BM3) for electric vehicles and stationary energy storage systems", in *2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications*, 2014, pp. 1–10. DOI: 10.1109/EPE.2014.6910821.
- [4] A. Kersten, O. Theliander, E. A. Grunditz, T. Thiringer, and M. Bongiorno, "Battery Loss and Stress Mitigation in a Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter for Vehicle Traction Applications by Filter Capacitors", *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 5, no. 3, pp. 659–671, 2019. DOI: 10.1109/TTE.2019.2921852.

- [5] J. Rickard, *Tesla Model 3 – NextGen Battery*, <http://evtv.me/2018/05/tesla-model-3-gone-battshit/>, Tesla Model 3 - Battery Description, (Accessed on 03/26/2019).
- [6] J. Cao, N. Schofield, and A. Emadi, "Battery balancing methods: A comprehensive review", in *2008 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, 2008, pp. 1–6. DOI: 10.1109/VPPC.2008.4677669.
- [7] M. Uno and K. Tanaka, "Influence of High-Frequency Charge–Discharge Cycling Induced by Cell Voltage Equalizers on the Life Performance of Lithium-Ion Cells", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 60, no. 4, pp. 1505–1515, 2011. DOI: 10.1109/TVT.2011.2127500.
- [8] R. F. Nelson and M. A. Kepros, "AC ripple effects on VRLA batteries in float applications", in *Fourteenth Annual Battery Conference on Applications and Advances. Proceedings of the Conference (Cat. No.99TH8371)*, 1999, pp. 281–289. DOI: 10.1109/BCAA.1999.796005.
- [9] M. Kuypers, "Application of 48 volt for mild hybrid vehicles and high power loads", SAE Technical Paper, Tech. Rep., 2014.
- [10] A. Kersten, K. Oberdieck, A. Bubert, M. Neubert, E. A. Grunditz, *et al.*, "Fault Detection and Localization for Limp Home Functionality of Three-Level NPC Inverters With Connected Neutral Point for Electric Vehicles", *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 5, no. 2, pp. 416–432, 2019. DOI: 10.1109/TTE.2019.2899722.
- [11] N. A. Chaturvedi, R. Klein, J. Christensen, J. Ahmed, and A. Kojic, "Algorithms for Advanced Battery-Management Systems", *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 30, no. 3, pp. 49–68, 2010. DOI: 10.1109/MCS.2010.936293.
- [12] H. Rahimi-Eichi, U. Ojha, F. Baronti, and M. Chow, "Battery Management System: An Overview of Its Application in the Smart Grid and Electric Vehicles", *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 7, no. 2, pp. 4–16, 2013. DOI: 10.1109/MIE.2013.2250351.
- [13] C. Bonfiglio and W. Roessler, "A cost optimized battery management system with active cell balancing for lithium ion battery stacks", in *2009 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, 2009, pp. 304–309. DOI: 10.1109/VPPC.2009.5289837.
- [14] K. W. E. Cheng, B. P. Divakar, H. Wu, K. Ding, and H. F. Ho, "Battery-Management System (BMS) and SOC Development for Electrical Vehicles", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 60, no. 1, pp. 76–88, 2011. DOI: 10.1109/TVT.2010.2089647.
- [15] M. Kuder, A. Singer, and T. Weyh, "Multi-Engine in Modular Multilevel Converter based Split Battery Systems for Electric Vehicles", in *PCIM Europe 2019; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, 2019, pp. 1–7.
- [16] G. C. Bruce and L. Marcoux, "Large lithium ion batteries for aerospace and aircraft applications", in *Sixteenth Annual Battery Conference on Applications and Advances. Proceedings of the Conference (Cat. No.01TH8533)*, 2001, pp. 147–151. DOI: 10.1109/BCAA.2001.905114.
- [17] F. Helling, M. Pfaeffl, J. Huber, S. Goetz, and T. Weyh, "Modular Multilevel Parallel Converter (M2PC) for electrically driven vehicles", in *PCIM Europe 2014; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, 2014, pp. 1–8.
- [18] M. Kuder, A. Kersten, L. Bergmann, R. Eckerle, F. Helling, and T. Weyh, "Exponential Modular Multilevel Converter for Low Voltage Applications", in *2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe)*, 2019, P.1–P.11. DOI: 10.23919/EPE.2019.8915156.
- [19] A. Kersten, M. Kuder, E. Grunditz, Z. Geng, E. Wikner, *et al.*, "Inverter and Battery Drive Cycle Efficiency Comparisons of CHB and MMSP Traction Inverters for Electric Vehicles", in *2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE*

- '19 ECCE Europe), 2019, P.1–P.12. DOI: 10.23919/EPE.2019.8915147.
- [20] O. Theliander, A. Kersten, M. Kuder, E. Grunditz, and T. Thiringer, "LiFeP04Battery Modeling and Drive Cycle Loss Evaluation in Cascaded H-Bridge Inverters for Vehicles", in *2019 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, 2019, pp. 1–7. DOI: 10.1109/ITEC.2019.8790460.
- [21] C. Korte, E. Specht, M. Hiller, and S. Goetz, "Efficiency evaluation of MMSPC/CHB topologies for automotive applications", in *2017 IEEE 12th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, 2017, pp. 324–330. DOI: 10.1109/PEDS.2017.8289145.
- [22] E. Lemmen, J. L. Duarte, and E. A. Lomonova, "Flexbattery — Merging multilevel power conversion and energy storage", in *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2016, pp. 1–7. DOI: 10.1109/ECCE.2016.7855119.
- [23] R. Eckl, "Verfahren und Vorrichtung zur dynamischen Einstellung einer Betriebsspannung für einen Elektromotor", in *PCT Patent WO/2014/023736 2014*, 2014.
- [24] U. I. Dayaratne, S. B. Tennakoon, N. Y. A. Shammass, and J. S. Knight, "Investigation of variable DC link voltage operation of a PMSG based wind turbine with fully rated converters at steady state", in *Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications*, 2011, pp. 1–10.
- [25] F. Helling, M. Pfaeffl, J. Huber, S. Goetz, and T. Weyh, "Modular Multilevel Parallel Converter (M2PC) for electrically driven vehicles", in *PCIM Europe 2014; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, 2014, pp. 1–8.
- [26] A. Singer, *Evaluierung einer modularen Umrichtertopologie zur Kombination von Batteriesystemen, Balancing-Systemen, Umrichtern und Ladeschaltung*. 2019, 163 pp.
- [27] A. Lesnicar and R. Marquardt, "An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range", in *2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings*, vol. 3, 2003, 6 pp. Vol.3–. DOI: 10.1109/PTC.2003.1304403.
- [28] A. Jossen and W. Weydanz, "Moderne Akkumulatoren richtig einsetzen", 2006.
- [29] J. Schneider, "Modulare Multilevel Umrichter auf Zellebene", EIT7.2, Masterarbeit, Universität der Bundeswehr München, München, 2019, 83 pp.

A.10.

IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS

Sensorless Voltage Balancing of a Grid-Tied, Cascaded Multilevel Converter with Asymmetric Voltages using Dynamic Programming

Anton Kersten, *Student Member, IEEE*, Manuel Kuder, Jose-Luis Marques-Lopez, Florian Schwitzgebel, Torbjörn Thiringer, *Senior Member, IEEE*, Rainer Marquardt, Thomas Weyh, and Richard Eckerle

Post Conference Paper [DELETE THIS LINE FROM YOUR ACCEPTED FINAL SUBMISSION]

Abstract—This paper shows a sensorless capacitor voltage balancing control approach for a grid-tied, cascaded multilevel inverter based on a three-level inverter main stage with a voltage stiff DC-link and an arbitrary number of series connected H-Bridge modules (capacitor modules) with asymmetric voltages. Using nearest-level control, a model predictive control (MPC) approach with a prediction horizon of one time step is presented to find the optimal switching-state combination among all redundant switching combinations to balance the capacitor voltages as quick as possible. Using the Lyapunov stability criterion, it is shown that an offline calculated optimal switching-state sequence for each discrete output voltage level can be used to operate the inverter without using any sensing of the capacitor voltages. To verify the stability of the presented approach, a 33-level, laboratory inverter is operated in grid-tied mode, achieving a current THD of 4.8% for the chosen operating point.

Index Terms—Modular multilevel converters, Multilevel systems, Power supplies, Sensorless control, Total harmonic distortion.

I. INTRODUCTION

Multilevel converters are commonly used for high voltage applications in power systems [1]–[3] or, sometimes, these are even suggested for large electric drives [4]–[6]. Lately, multilevel inverters are gaining in interest for low voltage applications ($V < 1$ kV) due to their advantages in comparison to two-level converters, such as fault-tolerant operation capability [7], [8], reduced common mode noise emissions [9], [10] and the application of cheap low voltage MOSFETs [11]–[13]. Nonetheless, a major drawback is that their the DC-sources

are typically exposed to low order harmonics, which can, and sometimes has to, be mitigated by different approaches, such as explained in [14]–[16].

In [17], [18], the authors have presented a hybrid multilevel converter, similar as described in [19]. The additional series connected H-bridges should help to reduce the grid-filter size when operated at the grid. In terms of the charge balance, the discussed hybrid converter resembles a cascaded H-bridge inverter. Using unequal DC link voltages can increase the output waveform quality, whereas the possibility to balance the capacitor voltages is compromised [20], [21]. To maintain a high number of output levels and to properly balance the individual capacitor voltages, a voltage grading by a factor of two is suggested in [17], [18]. Furthermore, a model predictive control approach, using a prediction horizon of one time step, is introduced in [17]. The presented approach determines the optimal switching-state combination among all redundant combinations to balance all capacitor voltages as fast as possible. However, as described in [17], all capacitor voltages are constantly measured.

In addition to [17], [18] shows that an offline calculated switching-state sequence can be used to operate the hybrid converter with an arbitrary number of capacitor modules without actually measuring the capacitors' voltages, referred to as dynamic programming. The stability of the proposed approach is assessed using the Lyapunov stability criterion.

In extension to [18], this paper explains and illustrates how to calculate a series of optimal switching-state combinations (offline). Furthermore, it is explained how the system should be operated in grid-feeding mode and the stability of the sensorless approach is verified using a 33-level converter laboratory setup.

II. EXPONENTIAL MODULAR MULTILEVEL CONVERTER BASICS

The topology of a grid-connected asymmetric hybrid multilevel converter based on an NPC main stage and n H-bridges, can be seen in Fig. 1. This topology is referred to as exponential modular multilevel converter (EMMC) [17]. For simplicity, a lossy L-filter with an inductance L_{filter} and a series resistance

Manuscript received Month xx, 2xxx; revised Month xx, xxxx; accepted Month x, xxxx. The authors gratefully acknowledge the financial support from the Swedish Energy Agency. A. Kersten and T. Thiringer are with the Division of Electric Power Engineering at Chalmers University of Technology, Gothenburg, Sweden (email: kersten@chalmers.se, and torbjorn.thiringer@chalmers.se). Manuel Kuder, Jose-Luis Marques-Lopez, Florian Schwitzgebel, Rainer Marquardt, Thomas Weyh, and Richard Eckerle are with the Department of Electrical Engineering at the Bundeswehr University Munich, Germany (email: manuel.kuder@unibw.de, marques@unibw.de, florian.schwitzgebel@unibw.de, rainer.marquardt@unibw.de, thomas.weyh@unibw.de, and richard.eckerle@unibw.de).

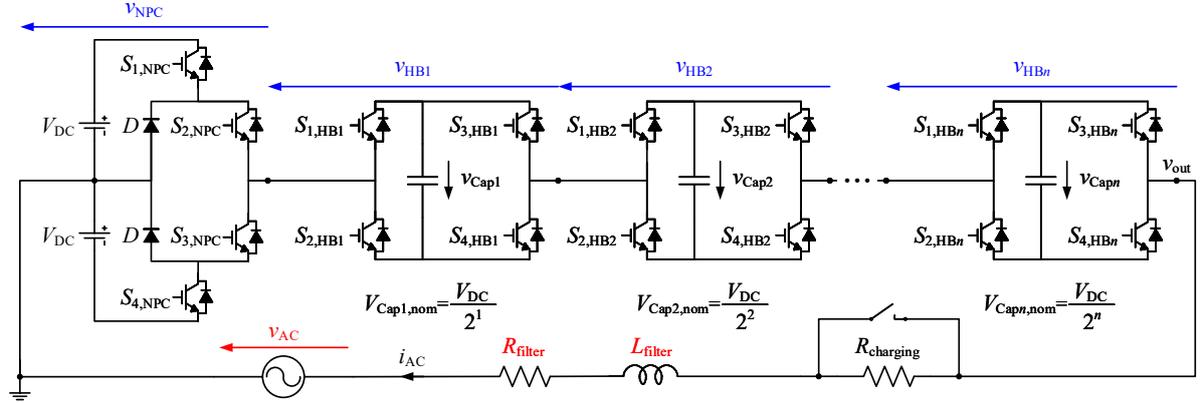


Fig. 1: Grid-connected, single-phase EMMC arrangement, using an NPC module as the main stage and n series connected H-bridges, with charging resistor R_{charging} .

R_{filter} is chosen as a grid-filter within the scope of this paper's analysis. Besides a pure inductive filter, an LCL-filter, as for example described in [22], [23], could be chosen. To ensure not only the proper control of the active power flow, the DC link voltage V_{DC} must be larger than the peak value of the grid voltage ($V_{\text{AC,pk}} = \sqrt{2} \cdot 230 \text{ V}$) to control also the reactive power flow. For example, considering a sufficient control margin, it might be suitable to choose a DC link voltage of $V_{\text{DC}} = 350 \text{ V}$. To charge up the capacitors to their desired reference voltages, a charging resistor R_{charging} is initially used. During normal operation, the charging resistor R_{charging} is bypassed.

A. Switching-States

The semiconductor switches of the main stage (NPC module) are operated in pairs and only adjacent switches should be activated at a time. If three switches in series are activated, as for example $S_{1,\text{NPC}}, S_{2,\text{NPC}}$ and $S_{3,\text{NPC}}$, one DC source is short-circuited. Therefore, the switching-state of the NPC main stage relative to the individual switches' states can be expressed as

$$S_{\text{NPC}} = \{1, 0, -1\} = S_{1,\text{NPC}}S_{2,\text{NPC}} - S_{3,\text{NPC}}S_{4,\text{NPC}} \quad (1)$$

and, thus, the output voltage of the NPC stage becomes

$$v_{\text{NPC}} = V_{\text{DC}}S_{\text{NPC}} \quad (2)$$

The nominal reference voltages of the series connected H-bridges are graded by a factor of two. Similar to the NPC module, the switches of each H-bridge are operated in pairs. If the two upper ($S_{1,\text{HB}i}$ and $S_{3,\text{HB}i}$) or the two lower switches ($S_{2,\text{HB}i}$ and $S_{4,\text{HB}i}$) are activated, the voltage source (capacitor module) is bypassed. If the switches are operated diagonally, the corresponding voltage source (capacitor module) is inserted in forward ($S_{2,\text{HB}i}$ and $S_{3,\text{HB}i}$) and reverse ($S_{1,\text{HB}i}$ and $S_{4,\text{HB}i}$) direction into the phase strand, respectively. Consequently, the switching-state of each H-bridge relative to the individual switches' states, can be expressed as

$$S_{\text{HB}i} = \{1, 0, -1\} = S_{2,\text{HB}i}S_{3,\text{HB}i} - S_{1,\text{HB}i}S_{4,\text{HB}i} \quad (3)$$

which can be used to express the output voltage of each H-bridge according to

$$v_{\text{HB}i} = \frac{V_{\text{DC}}}{2^i} S_{\text{HB}i} \quad (4)$$

with $i = 1, 2, \dots, n$. Using (2) and (4) the output voltage of the EMMC can be expressed as

$$v_{\text{out}} = V_{\text{DC}}S_{\text{NPC}} + \sum_{i=2}^n S_{\text{HB}i} \frac{V_{\text{DC}}}{2^i} \quad (5)$$

while the switching-state vector can be defined as

$$S_{\text{EMMC}} = \begin{bmatrix} S_{\text{NPC}} \\ S_{\text{HB}1} \\ \vdots \\ S_{\text{HB}n} \end{bmatrix}' \quad (6)$$

With n H-bridge modules, the number of output voltage levels L can be expressed as

$$L = 2^{n+1} + 1 \quad (7)$$

B. Nearest-Level Control

A simple approach to synthesize the desired sinusoidal output voltage waveform is nearest-level control (NLC), as described in [19]. The fundamental component can be approximated with the help of the modulation index M according to

$$\hat{V}_{\text{out},1} \approx V_{\text{DC}}M \quad \text{with} \quad V'_{\text{DC}} = \frac{2V_{\text{DC}}}{L-1} \quad (8)$$

With the help of the pulse transition angle vector

$$\alpha = \left[\alpha_1 \quad \alpha_2 \quad \dots \quad \alpha_{\frac{L-1}{2}} \right]^T \quad (9)$$

the staircase-shaped output voltage waveform can be expressed as

$$v'_{\text{out,ref}}(\omega t) = \sum_{j=1}^{\frac{L-1}{2}} V'_{\text{DC}} \Gamma_j(\omega t) \quad (10)$$

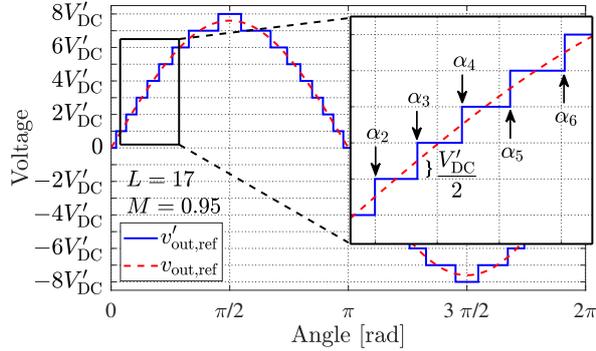


Fig. 2: Desired, synthesized reference voltage waveform $v'_{out,ref}$ using nearest-level control for a 17-level converter and a modulation index $M = 0.95$.

with

$$\Gamma_j(\omega t) = \begin{cases} +1; & \text{if } \alpha_j \leq \omega t \leq \pi - \alpha_j \\ -1; & \text{if } \pi + \alpha_j \leq \omega t \leq 2\pi - \alpha_j \\ 0; & \text{else} \end{cases} \quad (11)$$

If the modulation index is low, not all voltage levels are needed. With respect to α , the number of needed pulse transition angles can be calculated according to

$$k = \left\lceil \frac{M(L-1)}{2} \right\rceil \quad (12)$$

where the operator $\lceil \cdot \rceil$ indicates to round up the result of the fraction to the nearest integer value. The value of the pulse transition angles can be calculated according to

$$(j-0.5)V'_{DC} = \frac{(2j-1)V_{DC}}{L-1} = V_{DC}M \sin(\alpha_n) \quad (13)$$

which results in

$$\alpha_j = \arcsin\left(\frac{2j-1}{(L-1)M}\right) \quad (14)$$

Consequently, the pulse transition angle vector α becomes

$$\alpha = \begin{bmatrix} \alpha_1 = \arcsin\left(\frac{1}{(L-1)M}\right) \\ \vdots \\ \alpha_k = \arcsin\left(\frac{2k-1}{(L-1)M}\right) \\ \alpha_{k+1} = \frac{\pi}{2} \\ \vdots \\ \alpha_{\frac{L-1}{2}} = \frac{\pi}{2} \end{bmatrix} \quad (15)$$

For example, Fig. 2 depicts the synthesized staircase shaped output voltage (phase voltage) waveform using NLC for a 17-level converter ($n = 3$ according to Fig.1) and a modulation index $M = 0.95$.

III. CONCEPT OF THE WEIGHTED TOTAL HARMONIC DISTORTION

The concept of the Weighted Total Harmonic Distortion (WTHD), as explained in [19], is a measure to compare the probable current quality of different voltage waveforms. To

derive the expression of the WTHD, it is reasonable to start from the voltage THD expression, which can be described as

$$THD_V = \sqrt{\left(\frac{V_{rms}}{V_{1,rms}}\right)^2 - 1} \quad (16)$$

Without a DC component, the voltage THD expression becomes

$$THD_V = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{V_h}{V_1}\right)^2} \quad (17)$$

Similar as in (17), the current THD can be expressed as

$$THD_I = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{I_h}{I_1}\right)^2} \quad (18)$$

Assuming that the voltage is applied to a lossless inductive load, the current harmonics can be calculated with the help of the voltage harmonics according to

$$I_h \approx \frac{V_h}{h\omega_1 L} \quad \text{with } h = \{2, 3, 4, \dots\} \quad (19)$$

Inserting (19) in the current THD expression given in (18), the weighted THD as a function of the voltage harmonics can be obtained according to

$$WTHD = \frac{1}{V_1} \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{V_h}{h}\right)^2} \quad (20)$$

According to [19], using NLC, the output harmonic components relative to the pulse transition angles can be expressed as

$$V_{out,h} = \frac{8V_{DC}}{(L-1)h\pi} \left(\cos(h\alpha_1) + \dots + \cos(h\alpha_{\frac{L-1}{2}}) \right) \quad (21)$$

with only odd harmonic components occurring corresponding to $h = \{1, 3, 5, \dots\}$. In comparison, when operating only the NPC main stage, the output voltage components using three-level naturally sampled sine-triangle PWM can be described according to [19] as

$$V_{out,1} = V_{DC}M \quad (22)$$

and

$$V_{out,h} = \frac{4V_{DC}}{\pi} \sum_{c=1}^{\infty} \sum_{b=-\lambda}^{\lambda} \frac{1}{2c} J_{2b-1}(c\pi M) \cos([c+b-1]\pi) \quad (23)$$

with

$$h = 2cm_f + (2b-1) \quad (24)$$

The expression $J_{2b-1}(c\pi M)$ denotes the Bessel functions of the first kind with c representing the order of the carrier harmonic and b representing the order of the corresponding sideband harmonic. The number/boundary of the considered sideband harmonics is λ , which is dependent on the carrier ratio

$$m_f = \frac{f_{sw}}{f_1} \quad (25)$$

considered to be an integer value. In practice, also to avoid overlapping, λ is typically selected to be less than 10, because

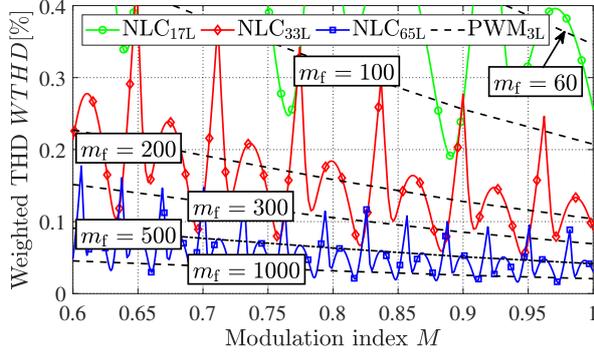


Fig. 3: Computed weighted THD $WTHD$ relative to the modulation index M when using NLC, considering 17, 33 and 65 output voltages levels, and three-level PWM for different carrier frequency ratios m_f .

of the rapid roll-off in magnitude of the Bessel function $J_{2b-1}(c\pi M)$ [19].

With the help of (21) and (23) the weighted THD $WTHD$, as described in (20), can be determined for NLC and three-level PWM relative to the modulation index M , as depicted in Fig. 3. As can be seen, a grid-tied, 33-level inverter operated with NLC achieves a similar current quality as a 3-level inverter operated with a switching frequency f_{sw} of 5 kHz to 15 kHz.

IV. CONTROL OF THE EMMC

The current control scheme of the grid-tied EMMC is depicted in Fig. 4. A detailed description about the current control and the sensorless capacitor balancing technique, using an offline calculated optimal switching-sequence, is given in the following section.

A. Current Control using a Proportional-Resonant Controller

The derivative of the output current i_{AC} can be expressed as

$$\frac{di_{AC}}{dt} = -\frac{R_{filter}}{L_{filter}}i_{AC} - \frac{1}{L_{filter}}(v_{out} - v_{AC}) \quad (26)$$

with v_{out} as described in (6). Using the Laplace transform of (26), the current i_{AC} in relation to the output voltage v_{out} can be expressed in transfer-function form as

$$G_p(s) = \frac{i_{AC}}{v_{out} - v_{AC}} = \frac{1}{sL_{filter} + R_{filter}} \quad (27)$$

To control a sinusoidal single-phase current through the grid filter, a Proportional-Resonant (PR) controller, as described in [24], can be used. Its gain can be mathematically expressed as

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i s}{s^2 + \omega_0} \quad (28)$$

Using the forward Euler method as described in [25],

$$\frac{1}{s} \rightarrow T_s \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (29)$$

the controller gain $G_c(s)$ can be transformed into the z-domain, which results in

$$G_c(z) = K_p + T_s \frac{K_i z^{-1}}{T_s^2 \frac{z^{-2}}{1 - z^{-1}} - \omega_0 - \omega_0 z^{-1}} \quad (30)$$

and can be simplified to

$$G_c(z) = K_p + K_i T_s \frac{z - 1}{z^2 - (2 - \omega_0^2 T_s^2)z + 1} \quad (31)$$

The sample time T_s is the inverse of the switching frequency f_{sw} at which the entire converter leg is operated. The controller parameters K_i and K_p can be parametrized in a similar manner as for a PI-controller, for example as described in [26], [27]. To improve the performance of the current controller, the measured grid voltage v_{AC} can be used as feedforward term, as can be seen in Fig. 4. Hence, the current controller determines the required output voltage $v_{out,ref}$, which should be synthesized by the nearest discrete output voltage level $v'_{out,ref}$. Then, a switching-state combination should be chosen and applied to actually output the required voltage.

B. Capacitor Voltage Balancing using One-Time-Step Model Predictive Control Approach

To properly control the current, the capacitor voltages must be balanced according to their nominal rating by the alternate selection of optimal switching-state combinations, as highlighted in orange in Fig. 4. In the following, a model predictive control approach with a prediction horizon of one time step is introduced to find the optimal switching-state vector to mitigate the capacitors' voltage imbalance within the next switching interval as much as possible.

The dynamics of the capacitors' voltages, according to Fig. 1, can be described as

$$\frac{dv_{Cap i}}{dt} = -\frac{1}{C_i} S_{HB i} i_{AC} \quad (32)$$

with $i = 1, 2, \dots, n$. The deviation of the capacitors' voltages relative to their nominal reference voltages can be expressed as

$$\Delta v_{Cap} = \begin{bmatrix} v_{Cap1} \\ v_{Cap2} \\ \vdots \\ v_{Capn} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{Cap1,ref} \\ V_{Cap2,ref} \\ \vdots \\ V_{Capn,ref} \end{bmatrix} \quad (33)$$

For each output voltage level of the EMMC, there are m switching-state combinations according to

$$S_{EMMC m} = \begin{bmatrix} S_{NPC,1} & S_{HB1,1} & \cdots & S_{HBn,1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{NPC,m} & S_{HB1,m} & \cdots & S_{HBn,m} \end{bmatrix} \quad (34)$$

Thus, considering just the switching-states of the H-bridges comprising the capacitor modules, $S_{EMMC m}$ can be reduced to

$$S_{HB m} = \begin{bmatrix} S_{HB1,1} & \cdots & S_{HBn,1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{HB1,m} & \cdots & S_{HBn,m} \end{bmatrix} \quad (35)$$

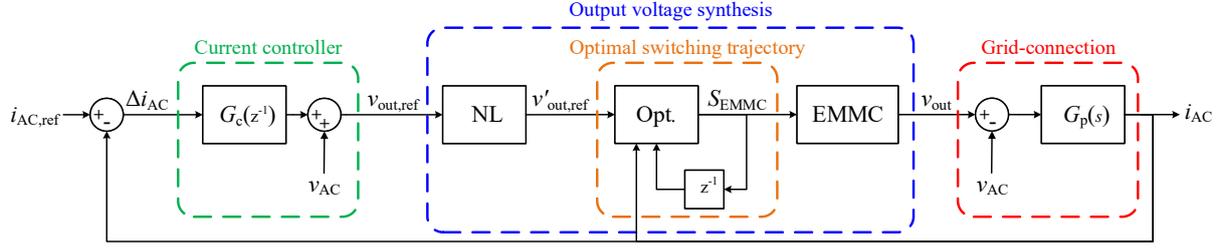


Fig. 4: Current control scheme of the EMMC.

 TABLE I: Switching-state combinations for $v_{out} = \frac{V_{DC}}{2^4}$ and $n = 4$, which gives $m = 5$ possible combinations

$S_{NPC} \left(\frac{V_{DC}}{2^0} \right)$	$S_{HB1} \left(\frac{V_{DC}}{2^1} \right)$	$S_{HB2} \left(\frac{V_{DC}}{2^2} \right)$	$S_{HB3} \left(\frac{V_{DC}}{2^3} \right)$	$S_{HB4} \left(\frac{V_{DC}}{2^4} \right)$
1	-1	-1	-1	-1
0	1	-1	-1	-1
0	0	1	-1	-1
0	0	0	1	-1
0	0	0	0	1

Consequently, the weighting vector W , relative to the direction of the current, to assess the effectiveness of each individual switching-state combination can be calculated as

$$W = \begin{cases} +S_{HBm} \cdot \Delta v_{Cap} & \text{for } i_{AC} \geq 0 \\ -S_{HBm} \cdot \Delta v_{Cap} & \text{for } i_{AC} < 0 \end{cases} \quad (36)$$

Thus, the switching combination achieving the maximum value of W yields the optimal switching-state combination according to

$$\max(W) \rightarrow S_{opt} \quad (37)$$

To understand the suggested approach better, a short example is given in the following. The output voltage v_{out} should be $\frac{V_{DC}}{2^4}$ and the current is positive according to $i_{AC} \geq 0$. The number of H-bridge modules is $n = 4$. This results in $m = 5$ possible switching-state combinations as stated in TABLE I. Presumably, the first two capacitor modules are balanced, whereas the third and fourth show a deviation of -1 V and 2 V, respectively. Thus, the weighting vector can be calculated as

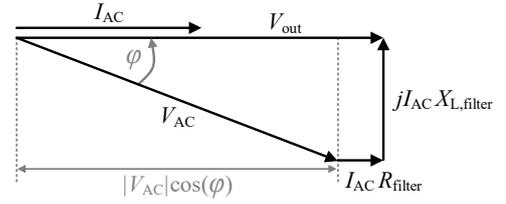
$$W = \begin{bmatrix} -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & -1 \\ 0 & 1 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 \text{ V} \\ 0 \text{ V} \\ -1 \text{ V} \\ 2 \text{ V} \end{bmatrix} \quad (38)$$

which results in

$$W = \begin{bmatrix} -1 \text{ V} \\ -1 \text{ V} \\ 1 \text{ V} \\ -3 \text{ V} \\ 2 \text{ V} \end{bmatrix} \quad (39)$$

Finally, the optimal switching-state combination becomes

$$S_{opt} = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1] \quad (40)$$


 Fig. 5: Vector diagram of the controlled current I_{AC} relative to the converter voltage V_{out} and the grid voltage V_{AC} when operating the converter in grid-feeding mode without capacitor voltage sensing.

C. Sensorless Capacitor Voltage Balancing using Dynamic Programming Approach

Considering the suggested approach in Subsection IV-B, a series of offline calculated optimal switching-state combinations for each discrete output voltage level and a series of current values, positive and negative, could be used to operate the inverter with a lookup table approach without measuring the actual capacitor voltages. This approach is referred to as dynamic programming. To reduce the required computational effort and the memory for the lookup table, the output current can be controlled to be in phase with the converter's output voltage as depicted in Fig. 5 for grid-feeding mode, which slightly reduces the power factor $\cos(\varphi)$. Further, it is sufficient to calculate the optimal switching-state combinations only for half of the discrete output levels, e.g. for the ones creating a positive output voltage. It is suggested to use the average absolute value of the considered operating point's AC current for all considered output levels. The switching-state combinations for the negative output levels can be obtained through the multiplication of the switching-state combinations for the positive output levels and minus one and vice versa. For example, Fig. 6(a) shows the simulated capacitor voltages and the output voltage, corresponding to the fifth positive output voltage level, for a 33-level EMMC while balancing the capacitors for a certain DC current considering the approach described in Subsection IV-B. When operating the inverter, generating an AC output voltage, a switching-state combination is sequentially chosen for each of the desired reference voltage levels $v'_{out,ref}$ from the stored solution. For example, assuming ideally balanced capacitor voltages, Fig. 6(b) shows the output voltages of the EMMC and the individual converter stages corresponding

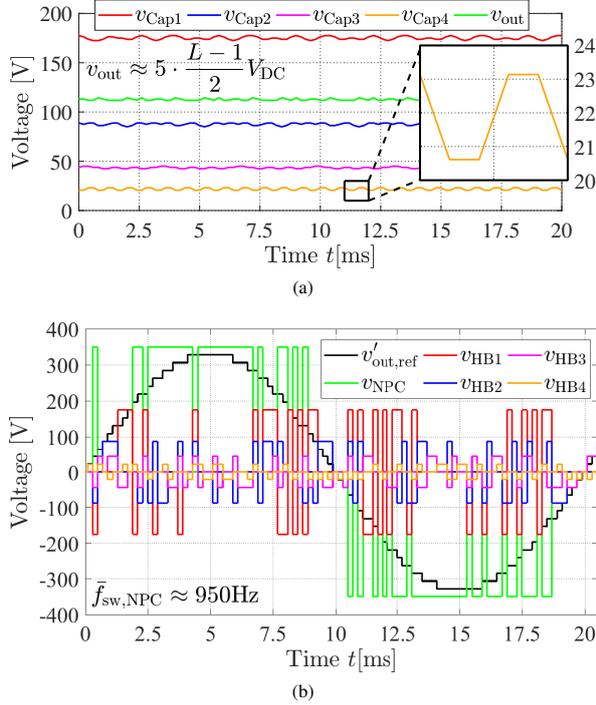


Fig. 6: (a) (b) generated switching-state sequence for one electrical period

to a fundamental output voltage of $V_{out,1} = 330$ V. For the depicted switching pattern, the average switching frequency of the NPC main stage corresponds to about $\bar{f}_{sw,NPC} \approx 950$ Hz while the switching frequency of the individual H-bridges is about twice the switching frequency of the NPC module according to $\bar{f}_{sw,HB} \approx 2\bar{f}_{sw,NPC}$. Since the converter allows for bidirectional power flow, the described approach can be applied in a similar way when operating the converter as an electronic load.

V. DYNAMIC PROGRAMMING APPROACH STABILITY

It is assumed that for some desired steady state current trajectory $i_{AC,ref}$ the required optimal switching-state sequences S'_{NPC} and S'_{HBi} , for achieving the necessary output voltage $v_{out} = V_{DC} S'_{NPC} + \sum_{i=1}^n S'_{HBi} v_{Cap_i}$, can be accurately generated. The developed converter system displays experimentally the following behavior: when driven by such optimal switching-state sequence, independent of the initial state, the system eventually reaches the desired current trajectory. This section is aimed in proving this behavior.

The considered system is described by the current i_{AC} and n capacitor voltages v_{Cap_i} , which represent together the state vector. The deviation between the actual state and the desired reference trajectory is described by

$$\Delta i_{AC} = i_{AC} - i_{AC,ref} \quad (41)$$

and

$$\Delta v_{Cap_i} = v_{Cap_i} - v_{Cap_i,ref} \quad (42)$$

The dynamics of the actual and the reference current, both driven by the same optimal switching-state sequences S'_{NPC} and S'_{HBi} , are given by

$$\frac{di_{AC}}{dt} = -\frac{R_{filter}}{L_{filter}} i_{AC} - \frac{1}{L_{filter}} (V_{DC} S'_{NPC} + \sum_{i=1}^n S'_{HBi} v_{Cap_i} - v_{AC}) \quad (43)$$

and

$$\frac{di_{AC,ref}}{dt} = -\frac{R_{filter}}{L_{filter}} i_{AC,ref} - \frac{1}{L_{filter}} (V_{DC} S'_{NPC} + \sum_{i=1}^n S'_{HBi} v_{Cap_i,ref} - v_{AC}) \quad (44)$$

respectively, such that the current error's dynamic becomes

$$\frac{d\Delta i_{AC}}{dt} = -\frac{R_{filter}}{L_{filter}} \Delta i_{AC} - \frac{1}{L_{filter}} \sum_{i=1}^n S'_{HBi} \Delta v_{Cap_i} \quad (45)$$

Analogously, the dynamics of the actual and the reference capacitor voltages, both again driven by the same optimal switching-state sequences S'_{NPC} and S'_{HBi} , are given by

$$\frac{dv_{Cap_i}}{dt} = -\frac{1}{C_i} S'_{HBi} i_{AC} \quad (46)$$

and

$$\frac{dv_{Cap_i,ref}}{dt} = -\frac{1}{C_i} S'_{HBi} i_{AC,ref} \quad (47)$$

leading to the following dynamics for the capacitors' voltage errors

$$\frac{d\Delta v_{Cap_i}}{dt} = -\frac{1}{C_i} S'_{HBi} \Delta i_{AC} \quad (48)$$

The proof of the behavior mentioned at the beginning of this section is easily shown by introducing the following Lyapunov function $V = V(\Delta i_{AC}, \Delta v_{Cap_i})$ according to

$$V = \frac{L_{filter}}{2} (\Delta i_{AC})^2 + \sum_{i=1}^n \frac{C_i}{2} (\Delta v_{Cap_i})^2 \quad (49)$$

analogous in form to the total energy stored in the inductor and capacitors of the system. This function V is strictly positive as soon as some of the errors Δi_{AC} and/or Δv_{Cap_i} do not vanish. According to (45) and (48) the time derivative of V shows that V is a non-increasing function according to

$$\frac{dV}{dt} = -R_{filter} \Delta i_{AC}^2 \quad (50)$$

Therefore, the system dynamics drive the Lyapunov function to lower values, decreasing all along Δi_{AC} and Δv_{Cap_i} , until reaching $\Delta i_{AC} = 0$ which also yields $\sum_{i=1}^n S'_{HBi} \Delta v_{Cap_i} = 0$. At this point Δv_{Cap_i} also stops being reduced, according to (48), without necessarily implying $\Delta v_{Cap_i} = 0$. Nevertheless, since the switching-state sequence values S'_{HBi} change the whole time, the only way to satisfy $\sum_{i=1}^n S'_{HBi} \Delta v_{Cap_i} = 0$ under these conditions at any time after reaching $\Delta i_{AC} = 0$ is $\Delta v_{Cap_i} = 0$. In other words, the Lyapunov function (49) shows, when driving the converter system with the optimal switching-state sequence corresponding to some desired reference trajectory, that such trajectory is achieved asymptotically

$$i_{AC} \xrightarrow{t \rightarrow \infty} i_{AC,ref} \quad \text{and} \quad v_{Cap_i} \xrightarrow{t \rightarrow \infty} v_{Cap_i,ref} \quad (51)$$

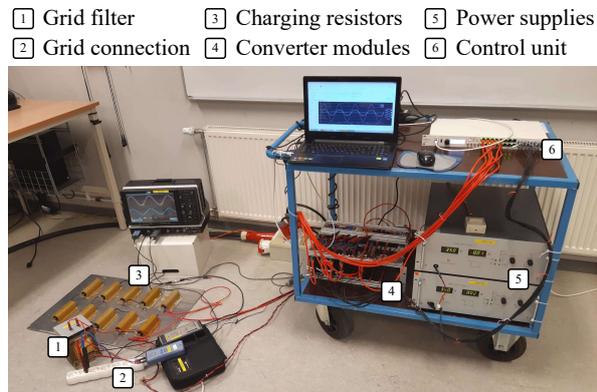


Fig. 7: Laboratory demonstrator setup of the 33-level, grid-tied EMMC.

This is the Lyapunov theorem ([28], chapter 3) applied to the considered converter dynamics. It is worth noting (although quite trivial) that the main ingredient in the previous proof is the existence of a nonvanishing (positive) resistance R_{AC} , which constantly dissipates power and thus ensures the decrease of the Lyapunov function value.

VI. MEASUREMENTS

To verify the performance and the stability of the before described sensorless control approach, a laboratory, 33-level converter is used, as can be seen in Fig. 7. It is based on the converter modules from Imperix Ltd. and it comprises an NPC main stage [29] and four H-bridge modules [30]. The DC inputs of the NPC module and each of the H-bridges are attached with a $517\mu\text{F}$ and a 5mF capacitor bank, respectively. The selected DC link voltage rating is $V_{DC} = 350\text{V}$, using unidirectional power supplies, and the chosen grid filter's inductance rating is about 30mH ($L_{\text{filter}} = 28.8\text{mH}$ and $R_{\text{filter}} = 0.3\Omega$). The used charging resistors sum up to a total resistance of $R_{\text{charging}} = 80\Omega$. The entire converter leg is operated with a switching frequency of $f_{\text{sw}} = 5\text{kHz}$, which results in an average switching frequency, similar as described in Subsection IV-C, of about $\bar{f}_{\text{sw},\text{NPC}} \approx 950\text{Hz}$ and $\bar{f}_{\text{sw},\text{HB}} \approx 2\bar{f}_{\text{sw},\text{NPC}}$ for the NPC stage and the H-bridges, respectively.

A. Capacitor Charging

Before operating the converter in grid-feeding mode, the capacitors must be charged up using the suggested charging resistance R_{charging} . During the charging process, the reference output voltage $v_{\text{out,ref}}$ should be set to v_{AC} . When already using the current controller, the reference current $i_{AC,\text{ref}}$ should be set to zero. Figures 8(a) and 8(b) show the start-up charging of the H-bridges' capacitors when operating the inverter with and without the voltage sensing, respectively. Since the sensorless approach utilizes a switching-pattern, which has been generated only for the actual operating point of $I_{AC} = 10\text{A}$, it takes about 20s until the capacitors

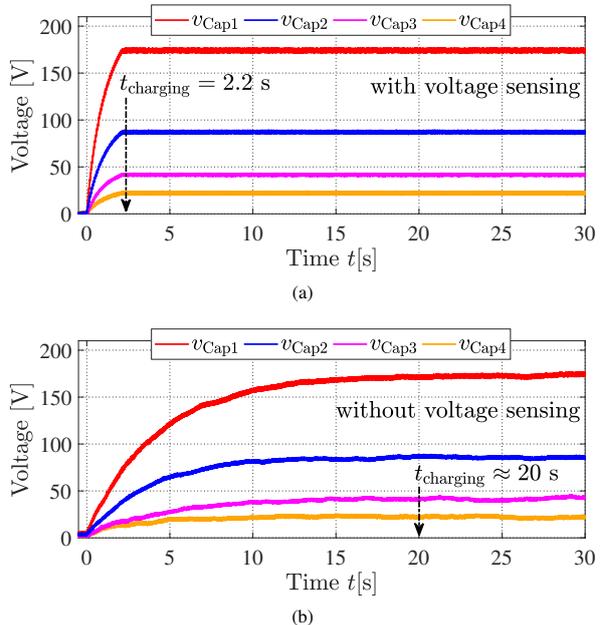


Fig. 8: Charging of the H-bridges' capacitors during the converter startup via the additional charging resistance $R_{\text{charging}} = 80\Omega$ (a) with sensing and (b) without sensing the capacitor voltages.

have reached their nominal reference voltages. This in turn verifies the stability described in Section V. On the contrary, when using the capacitor voltages as a feedback, the nominal reference voltages are already reached after about 2.2s. Hence, it can be seen that the dynamic response of the sensorless approach is compromised.

B. Operation in Grid-feeding Mode

When the H-bridges' capacitors are completely charged up, the charging resistor R_{charging} can be bypassed via the contactor. Subsequently, the converter can be operated according to Fig. 5, feeding active power to the grid. Figures 9(a) and 9(b) show the grid voltage v_{AC} , the converter output voltage v_{out} and the output current i_{AC} for one electrical period with and without the sensing of the capacitor voltages, respectively. The current's magnitude is controlled to be $I_{AC} = 10\text{A}$, which results in a fundamental output voltage of about $V_{\text{out},1} = 330\text{V}$. Thus, the converter is feeding about 1.65kW to the grid. The phase shift angle φ between the grid voltage V_{AC} and I_{AC} is about 16.5° , leading (over excited). This corresponds to a power factor of about $\cos(\varphi) = 0.96$. As can be seen from Fig. 9(a), due to the feedback of the capacitor voltages, the discrete output voltage levels are properly synthesized while altering the switching-state combinations. Thus, the current THD becomes about 3.4%. On the contrary, when using the sensorless approach, the capacitor voltages increase slightly during the operation, because of the neglected forward voltage drop of the IGBTs during the offline generation of the optimal switching-state combinations. Thus, the discrete

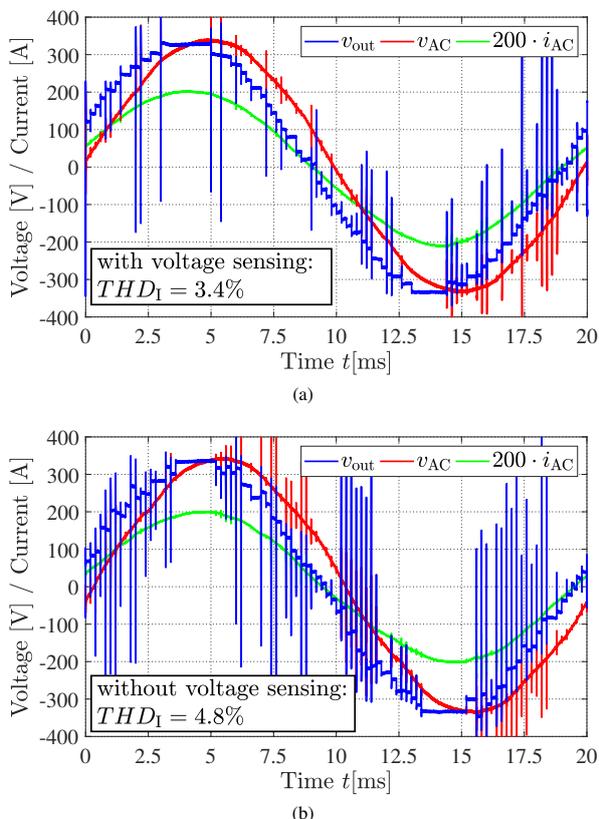


Fig. 9: Operation of the 33-level EMMC, controlling a grid current of $I_{AC} = 10$ A, (a) with and (b) without sensing of the capacitor voltages.

output voltage levels are slightly distorted synthesized while altering the switching-state combinations. This in turn results in an increased current THD of about 4.8%.

The voltage spikes, visible in both output voltage waveforms, are caused by the fact that the gate drive circuitries of the NPC module and the H-bridges obey different relative voltage slew rates and the individual switching waveforms are not properly synchronized.

VII. CONCLUSION

This paper has presented a control approach for a single-phase, grid-tied cascaded multilevel converter with asymmetric capacitor voltages, graded by a factor of two. A PR-controller is used for the current control and the output voltage is generated using nearest-level control. To ensure a proper current control, the capacitor voltages are balanced using a suggested dynamic programming approach. This means, an optimal sequence of switching-state sequences, based on a model predictive control approach with a prediction horizon of one time step, for each voltage level is calculated offline and sequentially applied online without measuring the capacitors' voltages. Using the Lyapunov stability criterion, it has been shown that the proposed control approach is asymptotically

stable so that the capacitor voltages and the current converge over time to their desired references. To experimentally verify the stability of the presented approach, a laboratory inverter has been operated in grid-tied mode. Using a charging resistor during startup, the capacitor voltages converge to their desired reference levels, whereas the required charging time is increased from 2.2 to 20 when using the suggested sensorless control approach. For the chosen operating point of the setup, the presented sensorless approach achieved a current THD THD_I of about 4.8%, which is slightly increased in comparison to 3.4% when operating the inverter with the voltage sensors. Thus, it can be concluded that the suggested approach is asymptotically stable and can be used in practice, whereas the dynamic response of the system and the output current quality is slightly compromised.

The suggested approach could be adapted also for a three-phase system. Furthermore, to improve the current quality further, the switching events of the individual converter stages should be better synchronized to improve the current THD further.

REFERENCES

- [1] A. Lesnicar and R. Marquardt, "An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range," in *2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings*, vol. 3, pp. 6 pp. Vol.3-, 2003.
- [2] E. Behrouzian, M. Bongiorno, and R. Teodorescu, "Impact of switching harmonics on capacitor cells balancing in phase-shifted pwm-based cascaded h-bridge statcom," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 1, pp. 815–824, 2017.
- [3] E. Behrouzian and M. Bongiorno, "Investigation of negative-sequence injection capability of cascaded h-bridge converters in star and delta configuration," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 2, pp. 1675–1683, 2017.
- [4] L. M. Tolbert, Fang Zheng Peng, and T. G. Habetler, "Multilevel converters for large electric drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 35, no. 1, pp. 36–44, 1999.
- [5] K. Corzine and Y. Familiant, "A new cascaded multilevel h-bridge drive," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, DOI 10.1109/63.988678, no. 1, pp. 125–131, Jan. 2002.
- [6] O. Josefsson, A. Lindskog, S. Lundmark, and T. Thiringer, "Assessment of a multilevel converter for a phev charge and traction application," in *The XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010*, DOI 10.1109/ICELMACH.2010.5608124, pp. 1–6, Sep. 2010.
- [7] M. Ma, L. Hu, A. Chen, and X. He, "Reconfiguration of carrier-based modulation strategy for fault tolerant multilevel inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 5, pp. 2050–2060, 2007.
- [8] A. Kersten, K. Oberdieck, A. Bubert, M. Neubert, E. Grunditz, T. Thiringer, and R. W. De Doncker, "Fault detection and localization for limp home functionality of three-level npc inverters with connected neutral point for electric vehicles," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, DOI 10.1109/TTE.2019.2899722, pp. 1–1, 2019.
- [9] A. Kersten, K. Oberdieck, J. Gossmann, A. Bubert, R. Loewenherz, M. Neubert, T. Thiringer, and R. De Doncker, "Measuring and separating conducted three-wire emissions from a fault-tolerant, npc propulsion inverter with a split-battery using hardware separators based on hf transformers," *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 1–1, 2020.
- [10] H. Zhang, L. Yang, S. Wang, and J. Puukko, "Common-mode emi noise modeling and reduction with balance technique for three-level neutral point clamped topology," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 9, pp. 7563–7573, 2017.
- [11] F. Chang, O. Ilina, M. Lienkamp, and L. Voss, "Improving the overall efficiency of automotive inverters using a multilevel converter composed of low voltage si mosfets," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 4, pp. 3586–3602, 2019.
- [12] A. Kersten, E. Grunditz, and T. Thiringer, "Efficiency of active three-level and five-level npc inverters compared to a two-level inverter in a vehicle," in *2018 20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18 ECCE Europe)*, pp. P.1–P.9, Sep. 2018.

- [13] A. Kersten, M. Kuder, E. Grunditz, Z. Geng, E. Wikner, T. Thiringer, T. Weyh, and R. Eckerle, "Inverter and battery drive cycle efficiency comparisons of chb and mmstp traction inverters for electric vehicles," in *2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe)*, DOI 10.23919/EPE.2019.8915147, pp. P.1–P.12, Sep. 2019.
- [14] G. Mademlis, Y. Liu, and N. Saadat, "Combined voltage balancing techniques of the dc link in five-level medium voltage npc back-to-back converters for offshore renewable generation," in *2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe)*, pp. P.1–P.10, 2017.
- [15] A. Kersten, O. Theliander, E. A. Grunditz, T. Thiringer, and M. Bongiorno, "Battery loss and stress mitigation in a cascaded h-bridge multilevel inverter for vehicle traction applications by filter capacitors," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 5, DOI 10.1109/TTE.2019.2921852, no. 3, pp. 659–671, Sep. 2019.
- [16] O. Theliander, A. Kersten, M. Kuder, E. Grunditz, and T. Thiringer, "Lifep04battery modeling and drive cycle loss evaluation in cascaded h-bridge inverters for vehicles," in *2019 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, DOI 10.1109/ITEC.2019.8790460, pp. 1–7, Jun. 2019.
- [17] M. Kuder, A. Kersten, L. Bergmann, R. Eckerle, F. Helling, and T. Weyh, "Exponential modular multilevel converter for low voltage applications," in *2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe)*, DOI 10.23919/EPE.2019.8915156, pp. P.1–P.11, Sep. 2019.
- [18] A. Kersten, M. Kuder, J. Marques-Lopez, F. Schwitzgebel, T. Thiringer, R. Marquardt, T. Weyh, and R. Eckerle, "Sensorless capacitor voltage balancing of a grid-tied, single-phase hybrid multilevel converter with asymmetric capacitor voltages using dynamic programming," in *IECON 2020 - 46th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. XXXX–YYYY, 2020.
- [19] D. G. Holmes and T. A. Lipo, *Pulse width modulation for power converters: principles and practice*, vol. 18. John Wiley & Sons, 2003.
- [20] P. W. Wheeler, L. Empringham, and D. Gerry, "Improved output waveform quality for multi-level h-bridge chain converters using unequal cell voltages," in *2000 Eighth International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives (IEE Conf. Publ. No. 475)*, pp. 536–540, 2000.
- [21] Ebrahim Babaei and Seyed Hossein Hosseini, "Charge balance control methods for asymmetrical cascade multilevel converters," in *2007 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pp. 74–79, 2007.
- [22] S. Haghbin, T. Thiringer, M. Alatalo, and R. Karlsson, "An lcl filter with an active compensation for a fast charger station," in *2017 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2017 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I CPS Europe)*, pp. 1–5, 2017.
- [23] M. Liserre, F. Blaabjerg, and S. Hansen, "Design and control of an lcl-filter-based three-phase active rectifier," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 5, pp. 1281–1291, 2005.
- [24] H. Cha, T.-K. Vu, and J.-E. Kim, "Design and control of proportional-resonant controller based photovoltaic power conditioning system," in *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 2198–2205. IEEE, 2009.
- [25] S. A. Richter and R. W. De Doncker, "Digital proportional-resonant (pr) control with anti-windup applied to a voltage-source inverter," in *Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1–10, 2011.
- [26] L. Harnefors, *Control of variable-speed drives*. Applied Signal Processing and Control, Department of Electronics, Mälardalen ä, 2002.
- [27] K. Sharifabadi, L. Harnefors, H.-P. Nee, S. Norrga, and R. Teodorescu, *Design, control, and application of modular multilevel converters for HVDC transmission systems*. John Wiley & Sons, 2016.
- [28] J.-J. E. Slotine, W. Li *et al.*, *Applied nonlinear control*, vol. 199, no. 1. Prentice hall Englewood Cliffs, NJ, 1991.
- [29] Imperix Ltd, "PEN8018 - NPC building block," <https://cdn.imperix.com/wp-content/uploads/document/PEN8018.pdf>, (Accessed on 09/29/2020).
- [30] Imperix Ltd, "PEH2015 - Full bridge building block," <https://cdn.imperix.com/wp-content/uploads/document/PEH2015.pdf>, (Accessed on 09/29/2020).

B. Patentanträge

Während der vorliegenden Doktorarbeit wurden folgende Patentanträge eingereicht:

- Topologien für mehrphasige multilevel-basierter Batterieumrichter für Systeme mit multiplen mehrphasigen Antrieben
- Mehrphasiger multilevel-basierter Batterieumrichter unter Verwendung von Drei- bzw. Vierschaltermodulen ohne Verwendung von Umpolschaltern
- Mehrphasiger multilevel-basierter Kondensatorumrichter unter Verwendung von Vollbrücken ohne Verwendung von Neutral Point Clamped Modulen
- Online- und On-Board-Batterie-Impedanzschätzung von Batteriezellen, Modulen oder Packs in einer rekonfigurierbaren Batteriesystem oder multilevel-basiertern Batterieumrichtern