

# Simulation des modularen Mehrpunkt-Umrichters (M2C) im Niederspannungsbereich

Stefan Palte und Prof. Dr.-Ing. Wolfgang Oberschelp  
Fachbereich Elektrotechnik und  
angewandte Naturwissenschaften  
Westfälische Hochschule  
Gelsenkirchen, Germany  
stefan.palte@w-hs.de

Prof. Dr.-Ing. Günter Schröder  
Lehrstuhl für elektrische Maschinen,  
Antriebe und Steuerungen (EMAS)  
Universität Siegen  
Siegen, Germany

**Zusammenfassung**—In dieser Arbeit werden die Ergebnisse einer Simulation des modularen Mehrpunkt-Umrichters (M2C) dargestellt. Der ursprünglich für den Hochspannungsbereich entwickelte M2C wurde in den Niederspannungsbereich portiert, um hier seine Vorteile gegenüber den überwiegend eingesetzten Zweipunkt-Wechselrichtern ausspielen zu können. Simuliert wurde ein dreizehnstufiger Wechselrichter an einer dreiphasigen, ohmsch-induktiven Last. Zur Ansteuerung der einzelnen Submodule des Systems wurde eine Pulsweitenmodulation (PD-PWM-Verfahren) eingesetzt. Zur Symmetrierung der Submodulspannungen musste zusätzlich ein Sortieralgorithmus in die Ansteuerkette implementiert werden. Die Simulation wurde mit dem Programm Plecs von Plexim durchgeführt.

**Index Terms**—Modular, Mehrpunkt-Umrichter, M2C, Niederspannung, Simulation

## I. EINLEITUNG

Mehrpunkt-Wechselrichter besitzen gegenüber den weitläufig eingesetzten Zweipunkt-Umrichtern u.a. den Vorteil, dass die Ausgangsspannung aus mehreren Spannungsstufen gebildet wird, wodurch sich z.B. ein sinusförmiger Verlauf besser annähern lässt. Dies hat zur Folge, dass die notwendigen Bauelemente zur Filterung der Oberwellen der Ausgangsspannung - sowohl von deren elektrischen Eigenschaften als auch von Gewicht und Volumen - kleiner ausfallen.

Verschiedene Topologien von Mehrpunkt-Umrichtern wurden entwickelt. Typische Beispiele sind der „Neutral-Point-Clamped Inverter“, der „Flying-Capacitor Inverter“ sowie kaskadierte Mehrpunkt-Wechselrichter. Eine Übersicht über deren Aufbau und Funktionsweise ist in [1] gegeben.

Eine weitere Topologie ist der „modulare Mehrpunkt-Wechselrichter“, in der Literatur zu MMC oder M2C abgekürzt. Das Konzept des M2C wurde 2002 von Prof. Dr.-Ing. Marquardt vorgestellt und war ursprünglich für den Einsatz im Hoch- und Höchstspannungsbereich gedacht [2]. In der Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragung (HGÜ) besteht z.B. die Notwendigkeit Spannungen von mehreren hundert Kilovolt sperren zu können. Durch den modularen Aufbau des M2C lassen sich Schalter, die nur einen Bruchteil des Sperrvermögens aufweisen, in Reihe schalten, um so aus der Gleichspannung durch stufenweises Zuschalten der einzelnen Submodule die Ausgangsspannung zu erzeugen.

Durch die Vorteile des Systems erschließen sich auch andere Anwendungsgebiete, z.B. als Antriebsumrichter für Drehstrommaschinen [3]. Erste Arbeiten zur Einbindung des M2C in den Niederspannungsbereich zeigen, dass das System auch hier seine Vorteile gegenüber konventionellen Wechselrichtern ausspielen kann [4].

In diesem Paper werden die Ergebnisse einer Simulation des M2C im Niederspannungsbereich dargestellt. Im Folgenden werden die Grundzüge des M2C erläutert und das System auf die vorgegebenen Ausgangsdaten hin ausgelegt. Anhand ausgewählter Strom- und Spannungsverläufe werden die Ergebnisse der Simulation diskutiert.

## II. FUNKTIONSPRINZIP DES M2C

Die Grundschaltung eines Zweiges des M2C ist in Abbildung 1 (a) dargestellt. Wie eingangs schon erwähnt, besteht der Wechselrichter aus mehreren Submodulen die in Reihe geschaltet werden. In diesem Fall vier Module im oberen Zweig und vier Module im unteren Zweig ( $n = 4$ ). Zusätzlich befindet sich noch eine Drossel in jedem Zweig. Der schematische Aufbau eines Submoduls ist im Teil (b) der Abbildung zu erkennen. Es besteht aus zwei Schaltern  $S_1$  und  $S_2$  sowie einer Kapazität  $C$ .

Im stationären Betrieb des M2C sind die Kapazitäten auf eine Spannung  $U_C$  geladen. Wird der obere Schalter  $S_1$  eingeschaltet, wird die Spannung  $U_C$  auf den Ausgang geschaltet. Ist  $S_1$  offen und  $S_2$  geschlossen, wird das Submodul überbrückt und trägt nicht zur Ausgangsspannung bei. Durch eine entsprechende Ansteuerung aller Submodule lässt sich stufenweise eine sinusförmige Ausgangsspannung annähern, wie in Teilabbildung (c) zu sehen ist.

Befinden sich nun allgemein  $n$  Submodule in einem Zweig, so entstehen  $2n + 1$  Spannungsstufen am Ausgang. Die feste Eingangsspannung  $U_d$  teilt sich so auf die Submodule auf, dass diese jeweils eine Spannung von  $U_x = U_d/n$  aufweisen. Die verwendeten Schalter müssen somit nur den  $n$ -ten Teil der Eingangsspannung sperren können. Da z.B. bei einem MOSFET der minimale Durchgangswiderstand  $R_{Dson}$  nichtlinear von der maximalen Sperrspannung abhängt [5, S. 292 f.], lassen sich hierdurch die Durchlassverluste verringern.

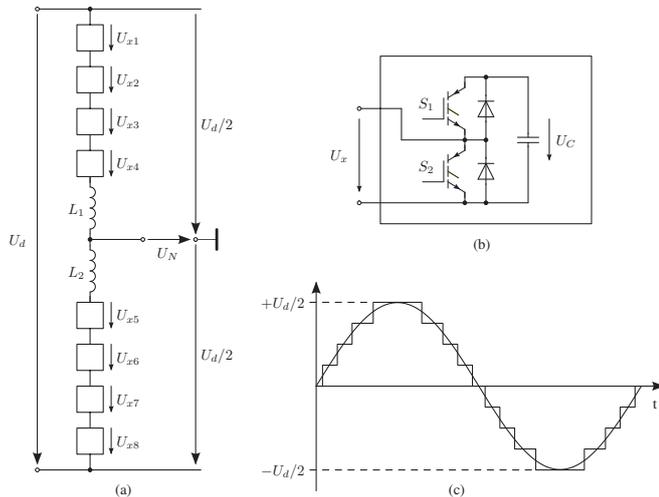


Abbildung 1. (a) Grundschialtung des M2C, (b) Aufbau eines Submoduls, (c) Ausgangsspannung  $U_N$  mit Grundwelle

Beispielhaft lässt sich dies an den in Tabelle I aufgelisteten MOSFETs von Infineon zeigen. Bei vergleichbarer Stromtragfähigkeit ist die Spannungsfestigkeit des zweiten MOSFETs dreimal größer als die des ersten. Gleichzeitig steigt aber auch der  $R_{DS(on),max}$  um mehr als das Zehnfache. Das hat zur Folge, dass selbst bei einer Reihenschaltung von drei MOSFETs des 200 V-Typs der summierte Widerstand weniger als ein Drittel des 600 V-Typs beträgt und somit die Durchlassverluste auch um diesen Faktor geringer sind.

Bei der Betrachtung der Gesamtverluste eines MOSFETs sind ebenfalls die Schaltverluste zu berücksichtigen. Zwei MOSFET-spezifische Größen bei deren Berechnung sind die Anstiegs- und Abfallzeiten  $t_r$  und  $t_f$ . Aus Tabelle I ist ersichtlich, dass diese bei beiden Modellen ungefähr den gleichen Wert besitzen, so dass die Schaltverluste vergleichbar sind und nicht den Vorteil der geringeren Durchlassverluste des 200 V-Typs kompensieren.

Tabelle I  
VERGLEICH VON MOSFETs VON INFINEON

Bezeichnung	$U_{DS}$	$I_D$	$R_{DS(on),max}$	$t_r$	$t_f$
IPP120N20NFD	200 V	84 A	12 m $\Omega$	10 ns	8 ns
IPP60R125C6	600 V	89 A	0.125 $\Omega$	12 ns	7 ns

Weiterhin wird durch die hohe Anzahl an Schaltern die entstehende Verlustleistung auf den Leistungskreis aufgeteilt, so dass die erforderlichen Kühlkörper ein geringeres Volumen aufweisen als bei konzentrierten Wärmequellen wie sie in Zweipunkt-Wechselrichtern vorhanden sind.

Die in der Einleitung erwähnte Reduzierung der Filtermaßnahmen zeigt sich bei der Berechnung der Zweigdrosseln. Gegenüber einer DC-seitigen Filterdrossel  $L_d$  eines konventionellen Wechselrichtersystems, welche bei gegebener Gleichspannung  $U_d$ , einer Schaltfrequenz  $f_p$  und einer vorgegebenen

Stromwelligkeit  $\Delta I_d$  berechnet wird zu

$$L_d = \frac{U_d}{4 \cdot \Delta I_d \cdot f_p}, \quad (1)$$

reduzieren sich nach [6, S. 773] die Induktivitäten  $L_{1,2}$  der Zweigdrosseln in Abbildung 1 durch die Anzahl der wirksamen Stufen  $n^*$  im Quadrat:

$$L_{1,2} = L_d \cdot \left(\frac{1}{n^*}\right)^2. \quad (2)$$

Die Verringerung der Induktivität hat zur Folge, dass das benötigte Volumen des magnetischen Kernmaterials ebenfalls mit der Anzahl der Stufen sinkt. Unter der Annahme, dass die Drosseln ohne Luftspalt ausgelegt werden, reduziert sich auch das Kernvolumen um den in Gleichung (2) angegebenen Faktor. Dies ist im Normalfall jedoch nicht gegeben, so dass die Reduzierung des Volumens etwas geringer ausfällt als die der Induktivität.

Nachteil des M2C ist die Komplexität des Systems: Sowohl die Anzahl der Leistungskomponenten als auch der Ansteuer- und Regelaufwand sind gegenüber einem Zweipunkt-Wechselrichter erhöht. Die Implementierung der Ansteuerung und Regelung ist zum einen Entwicklungsaufwand, der sich nur indirekt über dessen Optimierungsgrad auf die physikalischen Eigenschaften des Systems auswirkt. Zum anderen werden mehrere Messsysteme (Spannungen der Kapazitäten, Zweigströme) benötigt. Da diese jedoch zum Großteil aus elektronischen Komponenten bestehen (Optokoppler, Operationsverstärker), ist zu erwarten, dass dieser Volumen- und Gewichtszuwachs geringer ausfallen wird als deren Reduzierung durch die Filterkomponenten.

Als Ziel der Entwicklung eines M2C im Niederspannungsbereich lässt sich somit formulieren, dass man gegenüber konventionellen Wechselrichtersystemen „Kupfer und Eisen durch Silizium ersetzt“ und dabei eine Gewichts- und Volumenreduzierung bei gleichzeitiger Steigerung des Wirkungsgrads erreicht.

Hierbei ist zu beachten, dass die Filter nur soweit reduziert werden, dass sich das Verhalten des Wechselrichters nicht negativ auf die angeschlossenen Systeme auswirkt. Ein Kriterium hierfür ist der Oberwellengehalt der Ausgangsspannung des Wechselrichters. Angeben lässt sich der Gehalt durch den THD-Wert, der ein Verhältnis zwischen dem Effektivwert  $U$  und dem Effektivwert  $U_1$  der Grundschwingung einer Spannung definiert:

$$THD = \frac{\sqrt{U^2 - U_1^2}}{U_1}. \quad (3)$$

Als Minimalanforderung an den THD-Wert eines Wechselrichters kann die Norm DIN EN 50160 „Merkmale der Spannung in öffentlichen Elektrizitätsversorgungsnetzen“ herangezogen werden, laut der in Niederspannungsnetzen der „Gesamtüberschwingungsgehalt THD der Versorgungsspannung (gebildet aus allen Oberschwingungen bis zur Ordnungszahl 40)  $\leq 8\%$  sein“ muss. Im Handel erhältliche Wechselrichter besitzen meist einen geringeren THD-Wert. So wird z.B.

bei der Solarwechselrichter-Reihe SINVERT von Siemens der THD-Wert mit  $< 2,5\%$  angegeben.

### III. MODELLIERUNG

Der simulierte Wechselrichter ist dreiphasig ausgelegt und soll mit einer Eingangsspannung von 400 V versorgt werden. Die Nennleistung liegt bei 3 kVA. Die Daten sind in Tabelle II zusammengefasst. Die Berechnungen der benötigten Bauteile ist nach [6, S. 748 ff.] erfolgt. Die in der Simulation eingesetzten Werte befinden sich im unteren Teil der Tabelle.

Tabelle II  
AUSGANGSDATEN FÜR DIE SIMULATION DES M2C  
BERECHNUNGEN DER BAUTEILE NACH [6, S. 748 FF.]

Beschreibung	Größe	Wert
Eingangsspannung	$U_d$	= 400 V
Ausgangsleistung	$S_a$	= 3 kVA
Anzahl der Submodule pro Zweig	$n$	= 6
Ausgangsfrequenz	$f$	= 50 Hz
Frequenz der Trägersignale	$f_{tri}$	= 1 kHz
Kapazität der Submodule	$C_x$	= 2200 $\mu$ F
Zweiginduktivitäten	$L$	= 12 mH
Lastwiderstand pro Phase	$R_{Lx}$	= 48 $\Omega$
Lastinduktivität pro Phase	$L_{Lx}$	= 47 mH

Bei der Berechnung der Submodul-Kapazität ergibt sich zunächst eine Kapazität von ca. 400  $\mu$ F. Eine erste Simulation ergab jedoch, dass die Stromwelligkeit bei 7 A liegt. Hier wurde in einem zweiten Schritt die Kapazität eines Elektrolyt-Kondensators eingesetzt, dessen maximale Strombelastbarkeit über diesem Wert liegt. Die Werte der Ausgangslast wurden so gewählt, dass sich bei der gegebenen Leistung ein  $\cos \varphi$  von 0,9 ergibt.

Der Hauptbestandteil der Modellierung stellt die Ansteuerung des Wechselrichtersystems dar. Zum einen müssen bei 2 Schaltern pro Submodul, 6 Submodule pro Zweig und 3 Phasen 72 Ansteuersignale generiert werden. Geht man von einer symmetrischen Ansteuerung der drei Phasen aus und schaltet die beiden Schalter eines Submoduls im Gegentakt, reduziert sich diese Anzahl auf 12 Ansteuersignale.

Für den Betrieb des M2C stehen generell drei Modulationsverfahren zur Verfügung: Blockbetrieb, Pulsweitenmodulation und Raumzeigermodulation. Der Blockbetrieb stellt die einfachste Variante dar, da ein Schalter genau einmal pro Periode ein- und wieder ausgeschaltet wird. Nachteil ist der relativ hohe Oberschwingungsgehalt der Ausgangsspannung.

Die Raumzeigermodulation hingegen erfordert einen sehr hohen Rechenaufwand. Bei  $n = 6$  Submodulen und  $2n + 1 = 13$  Spannungsstufen ergeben sich  $13^3 = 2197$  Schaltzustände, von denen einige den gleichen Raumzeiger ergeben, welche durch eine geeignete Programmierung ausgewählt werden müssen.

Die Pulsweitenmodulation stellt einen guten Kompromiss dar und wird für die Simulation verwendet. Genauer wird eine Sinus-Dreieck-Modulation mit mehreren Trägersignalen verwendet. In der Literatur lassen sich verschiedene Verfahren

finden, von denen die sogenannte „phase disposition pulse-width modulation“ (PD-PWM) den geringsten Oberwellengehalt erzeugt [7], [8]. An dieser Stelle sei auf Abbildung 3 im Abschnitt IV verwiesen, an der das Prinzip erläutert wird.

Ein weiterer Punkt bei der Ansteuerung betrifft die Spannungen an den Kapazitäten. Werden die Submodule in einem Zweig, z.B. Submodule 5-8 in Abbildung 1 immer in der gleichen Reihenfolge eingeschaltet, fließt durch das zuerst eingeschaltete Submodul ein höherer Effektivstrom als durch das zuletzt eingeschaltete Submodul. Sind die Kapazitäten zu Beginn der Simulation auf den gleichen Spannungswert vorgeladen, driften diese im Betrieb auseinander.

Um diesem Effekt entgegenzuwirken wird eine Sortierfunktion in den Ansteuerkreis eingefügt (siehe Abbildung 2). Nach der Generierung der Ansteuersignale für die einzelnen Zweige werden diese zusammen mit den gemessenen Spannungen der Submodulkapazitäten und den Zweigströmen einem Auswahlblock zugeführt. Dieser sortiert die Spannungen der Submodule abhängig von der Stromrichtung im entsprechenden Zweig. Ist der Zweigstrom positiv, werden die Spannungen in absteigender Reihenfolge sortiert. So wird zuerst das Submodul mit der größten Spannung zugeschaltet. Ist der Zweigstrom negativ, wird in umgekehrter Reihenfolge sortiert und das Modul mit der geringsten Spannung wird zuerst zugeschaltet. Durch den negativen Strom wird die Kapazität geladen und dessen Spannung steigt im eingeschalteten Zustand an, so dass die Spannungen im Mittel konstant sind.

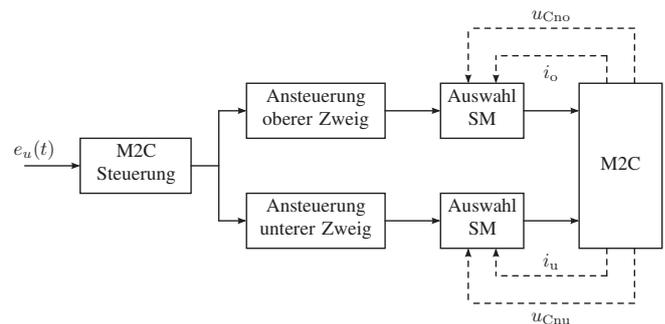


Abbildung 2. Strukturdiagramm der Ansteuerung einer Phase des M2C

### IV. SIMULATION

In Abbildung 3 sind die Signale des in Abschnitt III beschriebenen PD-PWM-Verfahrens dargestellt. Das Referenzsignal ist ein 50 Hz-Sinussignal. Für jede Spannungsstufe wird ein dreieckförmiges Trägersignal generiert. Die Spannungsstufen am Ausgang des M2C werden durch den vertikalen Versatz der Signale erreicht. Referenz- und Trägersignale werden im weiteren Verlauf der Pulsgenerierung miteinander verglichen. Ist das Referenzsignal größer als eines der oberen sechs Trägersignale, so wird das Ansteuersignal der entsprechenden Spannungsstufe auf „eins“ geschaltet und dem Sortieralgorithmus zugeführt. Dieser wählt nun je nach Stromrichtung eines der Submodule des unteren Zweiges, da diese die positive Spannungshalbwelle erzeugen.

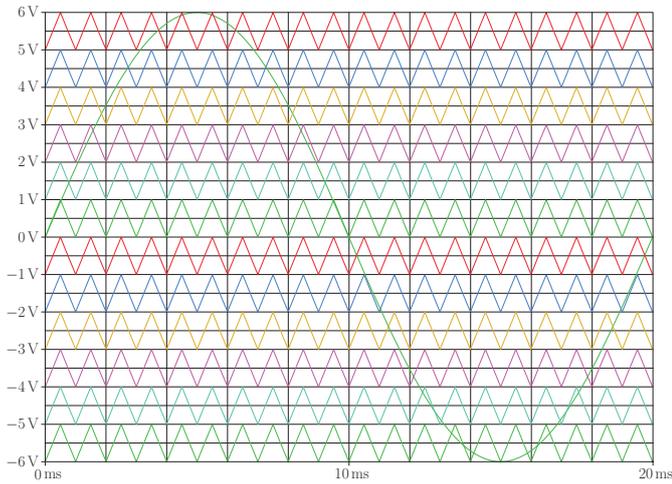


Abbildung 3. PD-PWM: Referenz-Sinus und Trägersignale zur Ansteuerung des M2C

Zur übersichtlicheren Darstellung ist eine Trägerfrequenz von 1kHz gewählt worden. Diese lässt sich jedoch weiter steigern, wodurch sich der Oberschwingungsgehalt der Ausgangsspannungen weiter reduzieren lässt.

Die Ausgangsspannungen sind in der oberen Hälfte der Abbildung 4 zu sehen. Die einzelnen Stufen und die Pulsweitenmodulation sind deutlich zu erkennen. Die Lade- und Entladevorgänge der Submodulkapazitäten lassen sich ebenfalls herauslesen, da die einzelnen Spannungsstufen nicht horizontal verlaufen, sondern eine gebogene Form haben.

Der THD-Wert der Spannungen beträgt 7,3%, liegt also unter dem in der Norm DIN EN 50160 geforderten Wert von 8%. Somit lässt sich schon mit einem 13-stufigen System ein Wechselrichter modellieren, der ohne zusätzliches Ausgangsfilter einen ausreichend genauen sinusförmigen Spannungsverlauf erzeugt.

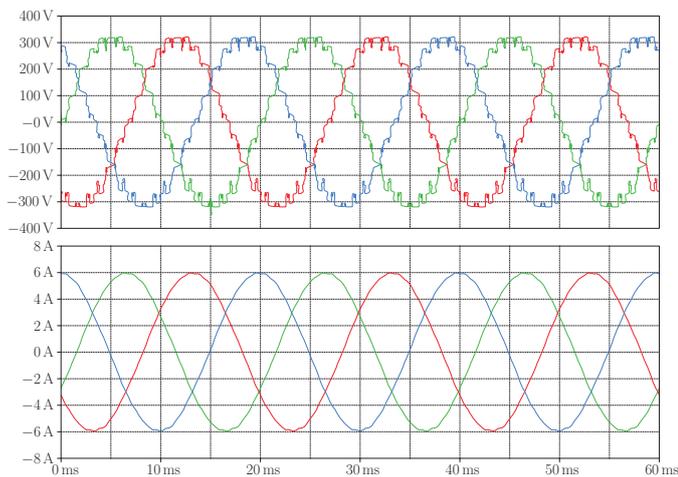


Abbildung 4. Ausgangsspannungen (oben) und Ausgangsströme (unten) des M2C bei RL-Last

Im unteren Teil der Abbildung sind die Phasenströme zu sehen. Durch die Zweigdrosseln und die Ausgangsinduktivitäten

sind kaum noch Verzerrungen des sinusförmigen Verlaufes zu erkennen. Im Vergleich zu den Ausgangsspannungen lässt sich auch der gewünschte Phasenversatz von ungefähr  $\varphi = 22,5^\circ$  abschätzen, was dem eingestellten  $\cos \varphi$  von 0,9 entspricht.

Die Funktion des vorhandenen Sortieralgorithmus lässt sich durch die Darstellung der Kondensatorspannungen in einem Zweig überprüfen. In Abbildung 5 sind exemplarisch die zeitlichen Verläufe der Submodulspannungen im oberen und im unteren Zweig der ersten Phase dargestellt. Folgt man z.B. dem gelben Verlauf in der oberen Teilabbildung, ist zu erkennen, dass an den steigenden Flanken der Sinuskuppen meist das Modul mit der geringsten Spannung eingeschaltet wird. So ist die gelbe Spannung zweimal die Geringste und wird als erstes eingeschaltet, bei der dritten Sinuskuppe jedoch wird zuerst das Submodul mit dem roten Spannungsverlauf eingeschaltet. Insgesamt verlaufen alle Spannungen in einem Toleranzband von unter  $\pm 15\text{ V}$ , was bei einer mittleren Modulspannung von ca. 100 V einem relativen Toleranzband von unter  $\pm 15\%$  entspricht. Da der Mittelwert der Spannungen konstant bleibt, können die Kondensatorspannungen als stabil angesehen werden und die Funktion der Ansteuerung und des Sortieralgorithmus ist bestätigt worden.

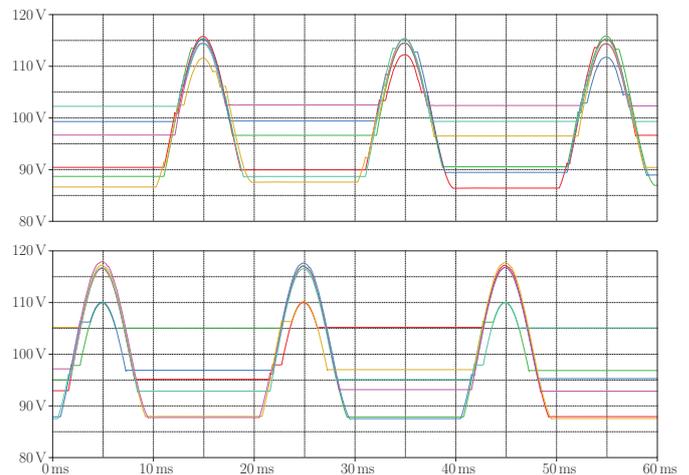


Abbildung 5. Spannungen der Kapazitäten im oberen und unteren Zweig der ersten Phase des M2C

## V. ZUSAMMENFASSUNG UND AUSBLICK

In der vorliegenden Arbeit wurde ein dreiphasiger modularer Mehrpunkt-Umrichter im Niederspannungsbereich simuliert. Ausgeführt wurde die Simulation mit dem Programm Plecs von Plexim. Zur Erzeugung der Ansteuersignale für die MOSFETs der 12 Submodule pro Wechselrichterphase wurde das PD-PWM-Verfahren eingesetzt, welches ein geringes Oberwellenspektrum in den Ausgangsspannungen erzeugt. Zur Symmetrierung der Submodulspannungen wurde ein Sortieralgorithmus entwickelt, welcher auf jeden Zweig des M2C angewendet wurde.

Nach der erfolgreichen Simulation des Systems ist zum Zeitpunkt der Erstellung dieses Papers (Dezember 2014) ein

praktischer Aufbau des M2C in Entwicklung. Mit den gleichen elektrischen Vorgaben (Tabelle II) soll im ersten Schritt ein einphasiges System aufgebaut werden. Hier werden die grundlegenden Funktionen und Unterschiede zur Simulation, z.B. in der Ansteuerung und im realen Verhalten der Submodule, eingehend untersucht. Im zweiten Schritt wird der M2C dann auf ein dreiphasiges System ausgebaut, so dass ein vollständiger Vergleich zwischen Theorie und Praxis möglich ist.

#### LITERATUR

- [1] RODRÍGUEZ, José ; LAI, Jih-Sheng ; PENG, Fang Z.: *Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications*
- [2] MARQUARDT, Rainer ; LESNICAR, Anton ; HILDINGER, Jürgen: *Modulares Stromrichterkonzept für Netzkupplungsanwendung bei hohen Spannungen*. 2002
- [3] KOLB, Johannes: *Optimale Betriebsführung des Modularen Multilevel-Umrichters als Antriebsumrichter für Drehstrommaschinen*
- [4] GALEK, Marek: *MOSFET-based Modular Multilevel Converters: Design Challenges and Implementation Details*
- [5] LUTZ, Josef: *Semiconductor Power Devices: Physics, Characteristics, Reliability*. Auflage: 2011. Springer. – ISBN 9783642111242
- [6] SCHRÖDER, Dierk: *Leistungselektronische Schaltungen: Funktion, Auslegung und Anwendung*. 3. Auflage. Springer, 2012
- [7] HOLMES, D. G. ; LIPO, Thomas A.: *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice (IEEE Press Series on Power Engineering)*. John Wiley & Sons, 2003
- [8] RAJAN, M.S. ; SEYEZHAI, R.: *Comparative Study of Multicarrier PWM Techniques for a Modular Multilevel Inverter*