

# Analyse der Regelung einer permanent-erregten Synchronmaschine bei Speisung durch einen dreiphasigen Sparse-Matrix-Konverter

Frank Schafmeister    Johann W. Kolar

ETH Zürich  
 Power Electronic Systems Laboratory  
 ETH Zentrum / ETL H22  
 Physikstr. 3, CH-8092 Zurich/Switzerland  
 schafmeister@lem.ee.ethz.ch    kolar@lem.ee.ethz.ch

## 1. Einführung

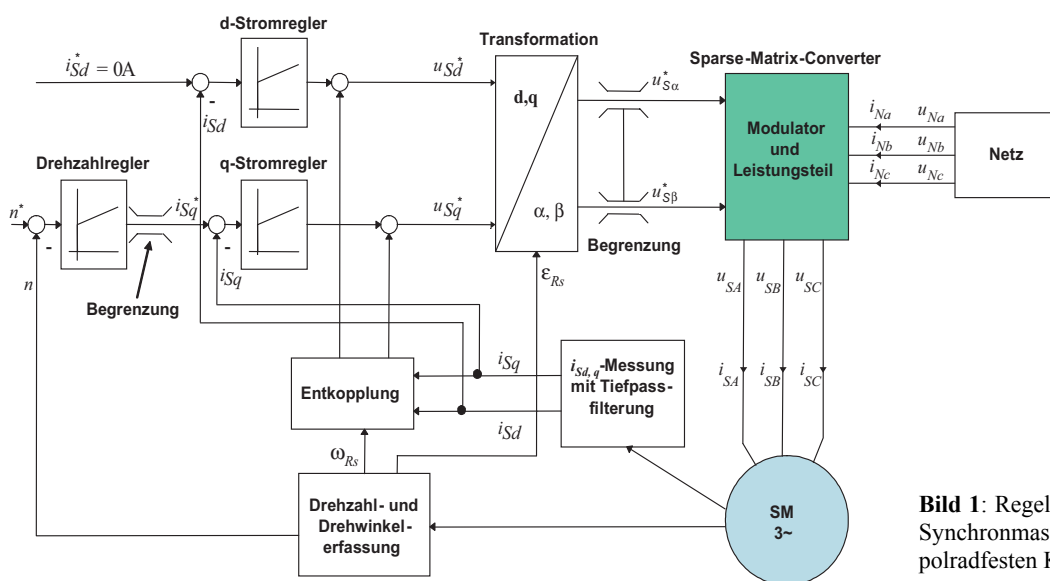
Matrix-Umrichter stellen als Stellglieder für die elektrische Antriebstechnik eine interessante Alternative zu den herkömmlichen, zweistufigen Zwischenkreis-Umrichtern dar. Sie sind grundsätzlich rückspeisefähig und weisen ein netzfreundliches Eingangsverhalten auf. Abgesehen von dem gegenüber Energiespeicherelementen konventioneller Zwischenkreisumrichter relativ kleinen Eingangsfilter kommen sie ohne reaktive Bauelemente aus und sind deshalb neben hohem Wirkungsgrad der Energieumformung durch hohe Leistungsdichte und hohe Lebensdauer gekennzeichnet.

Die neuartigen, in [1] vorgestellten *Sparse-Matrix*-Konvertertopologien ermöglicht bei voller Funktionalität eines konventionellen Matrixkonverters die Einsparung abschaltbarer Leistungshalbleiter sowie die Anwendung einer vereinfachten Kommutierungsstrategie, womit eine sehr kostengünstige und zuverlässige Realisierung möglich wird.

In der vorliegenden, an der ETH Zürich im Rahmen eines Studentenprojektes durchgeführten Untersuchung wird eine Regeleinrichtung für ein Antriebssystem gebildet aus einem Sparse-Matrix-Konverter (Stromrichter-Stellglied) und einer permanent-erregten Synchronmaschine entworfen und mittels SIMPLORER<sup>®</sup> analysiert.

Wesentliches Ziel der Arbeit ist es, SIMPLORER<sup>®</sup> hinsichtlich des Einsatzes in der Lehre zu bewerten und die grundsätzliche Funktion eines Antriebssystems bestehend aus einer Sparse-Matrix-Konvertertopologie und einer permanent-erregten Synchronmaschine mittels Simulation nachzuweisen. Die Modellbildung der einzelnen Komponenten basiert daher weitgehend auf idealisierten Verhältnissen. So wird das Modell des Sparse-Matrix-Konverters mit idealen Leistungshalbleitern erstellt und die mechanische Reibung vernachlässigt.

In **Bild 1** ist das Blockschaltbild der Regelung mit den Hauptkomponenten Sparse-Matrix-Konverter und Synchronmaschine dargestellt. Die Grundfunktion des Konverters und das Maschinenmodell wird in den nachfolgenden Kapiteln näher beschrieben.



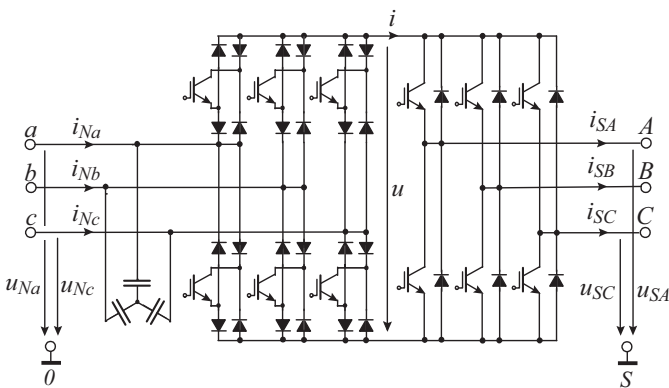
**Bild 1:** Regelung einer permanent-erregten Synchronmaschine bei Strom-regelung in polradfesten Koordinaten

Die Funktionsweise der Regelung soll nachfolgend kurz überblicksartig dargestellt werden.

- Die Pulsbreitenmodulatorstufe des Sparse-Matrix-Konverters erhält als Eingangsgröße den Ausgangsspannungssollzeiger  $\underline{u}_S^*$  in kartesischen, statorfesten Koordinaten. Entsprechend werden die Spannungen  $u_{SA,B,C}$  an die Maschine gelegt.
- Die permanenterregte Synchronmaschine nimmt gemäß der angelegten und der inneren Spannungen die Ströme  $i_{sd,q}$  auf welche die Ist-Werte der Stromregelkreise darstellen.
- Die nicht drehmomentbildende d-Komponente des Maschinenstromes wird zu Null geregelt.
- Die drehmomentbildende q-Komponente wird mit einer Kaskadenregelstruktur geführt, wobei dem inneren Stromregelkreis der Drehzahlregelkreis überlagert ist.
- Strangwerte werden über entsprechende Koordinatentransformationen in polradfeste Koordinaten umgerechnet.
- Der Stellbereich des Sparse-Matrix-Konverters ist entsprechend der Eingangsspannung beschränkt. Demgemäß wird der Ausgangsspannungssollzeiger  $\underline{u}_S^*$  auf den ohne Übermodulation einstellbaren Grenzwert limitiert. (Der in der Praxis wichtige Betrieb bei Übermodulation soll in einem nächsten Schritt untersucht werden.) Weiters ist der Ausgang des Drehzahlreglers, welcher den Sollwert der q-Stromkomponente darstellt begrenzt.
- Da im polradfesten Koordinatensystem eine Verkopplung der d- und q-Komponenten vorliegt, wird ein Entkopplungsnetzwerk vorzusehen.

## 2. Very-Sparse-Matrix-Converter

Der in **Bild 2** gezeigte Very-Sparse-Matrix-Konverter (VSMC) gehört zur Familie der Sparse-Matrix-Topologien [1] und weist hinsichtlich der Zahl abschaltbarer Leistungshalbleiter den gleichen

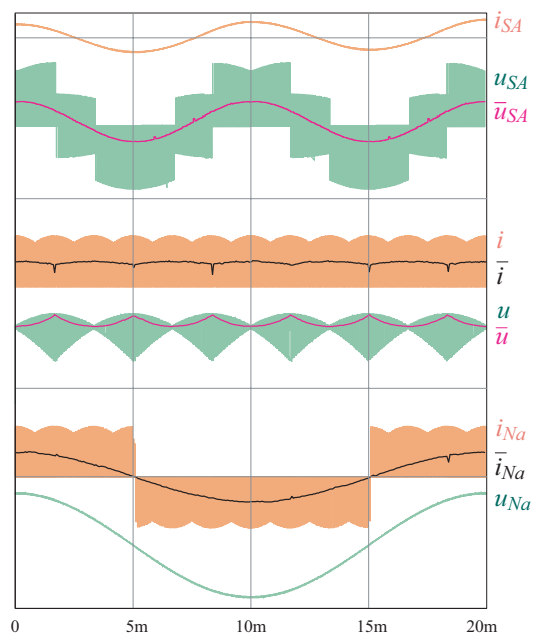


**Bild 2:** Leistungsteil des Very-Sparse-Matrix-Konverters.

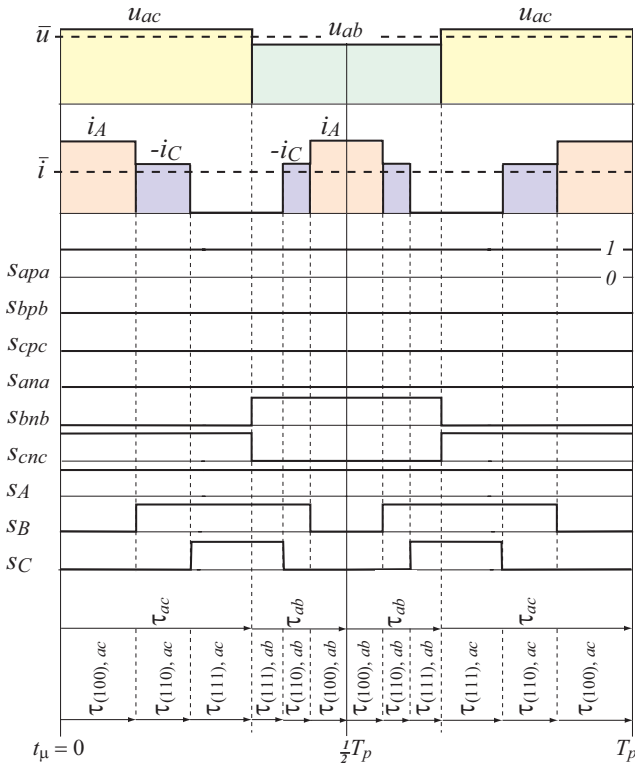
Realisierungsaufwand wie die gleichspannungsseitige Kopplung eines Spannungszwischenkreis-Pulsleichrichters und eines Spannungszwischenkreis-Pulswechselrichters auf. Das Funktionsprinzip der Schaltung wird aus **Bild 3** und **Bild 4** deutlich. Es wird stets eine der Netzaussenleiterspannungen über die Eingangsstufe in den energiespeicherfreien Zwischenkreis geschaltet und die so definierte Zwischenkreisspannung durch einen Pulswechselrichter konventioneller Struktur an die Maschine gelegt, wobei im lokalen Mittel über eine Schaltperiode die gewünschte Ausgangsspannung  $\bar{u}_{SA}$  (in Bild3:  $f_S = 100\text{Hz}$ ) gebildet wird, welche in Verbindung mit der inneren Maschinenspannung die Stromaufnahme definiert.

Aufgrund der induktiven Charakteristik der Maschine resultieren kontinuierliche Phasenströme  $i_{SA,B,C}$ . Entsprechend dem Schaltzustand des Pulswechselrichters treten Ausschnitte der Phasenströme als Zwischenkreisstrom  $i$  auf. Der Zwischenkreisstrom definiert unter Berücksichtigung des Schaltzustandes der Eingangsstufe direkt die eingangsseitige Stromaufnahme des Konverters. Durch das Eingangsfilter werden schaltfrequente Anteile des Eingangstromes unterdrückt, womit ein (ideal) rein sinusförmiger Netzstrom  $\bar{i}_{Na}$  resultiert. Die Phasenlage des Eingangstromes ist grundsätzlich frei vorgebar, vorteilhaft erfolgt die Steuerung jedoch so, dass ohmsches Grundschwingungsnetzverhalten vorliegt.

Die von Raumzeigermodulation [1] ausgehende Ansteuerung der Leistungstransistoren ist auf „State-Graph“-Ebene implementiert, auf eine nähere Darstellung soll jedoch aufgrund der relativ komplexen Struktur an dieser Stelle verzichtet werden.



**Bild 3:** Charakteristische Spannungs- und Stromverläufe.



**Bild 4:** Pulsbreitenmodulation des Sparse-Matrix-Konverters

### 3. Permanenterregte Synchronmaschine

Der Wirkungsplan der permanenterregten Synchronmaschine (PSM) ohne Dämpferwicklung wird vorgängig zur Reglerauslegung anhand der Systemgleichungen erstellt.

Es wird das Maschinenmodell in läufer-, d.h. polradfesten d,q-Koordinaten verwendet. Dies deshalb, da in diesem Modell die geregelten Ströme als Gleichgrößen auftreten, womit bei Einsatz eines I-Anteiles eine bleibende Regelabweichung unterbunden werden kann.

Bei skalarer Schreibweise gilt

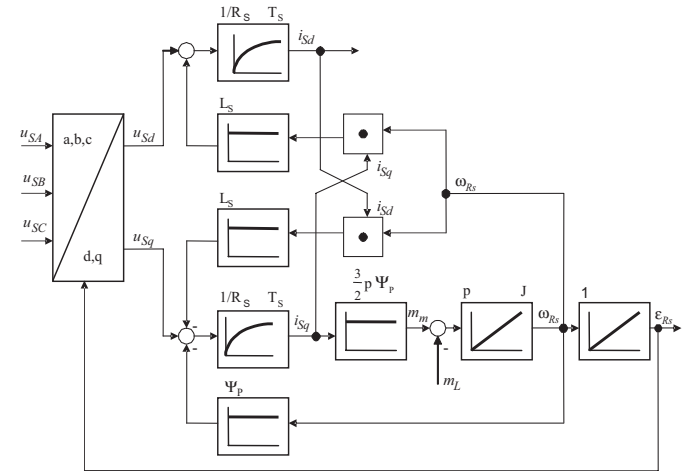
$$\text{Realteil: } L_S \cdot \frac{di_{sd}}{dt} + R_S \cdot i_{sd} = u_{sd} + \omega_{RS} L_S \cdot i_{sq} \quad (1)$$

$$\text{Imaginärteil: } L_S \cdot \frac{di_{sq}}{dt} + R_S \cdot i_{sq} = u_{sq} - \omega_{RS} \cdot \Psi_P - \omega_{RS} L_S \cdot i_{sd} \quad (2)$$

Gegenüber den entsprechenden Gleichungen in ständerfesten Koordinaten weisen Gl.(1) und Gl.(2) keine zeitabhängigen Sinus-, oder Kosinus-Terme auf. Dies wird jedoch über eine Verkopplung der d- und q-Achse erkauft, welche mittels eines Entkopplungsnetzwerkes (siehe Bild 1) zu eliminieren ist. Das Modell der fest erregten Synchronmaschine ist in **Bild 5** als Wirkungsplan dargestellt.

Dem Maschinenmodell liegen die folgenden Parameter eines 3.5kW-Servomotors (*LUST PSM-23-20R83-0*) zu Grunde:

- $R_S = 0.585 \Omega$
- $L_S = 2.7 \text{mH}$
- $\Psi_P = 0.269 \text{Wb}$
- $n = 3$
- $J = 2.8 \cdot 10^{-3} \text{kg/m}^2$
- $m_{m,N} = 11 \text{Nm}$
- $n_N = 3000 \text{U/min}$



**Bild 5:** Wirkungsplan der permanenterregten Synchronmaschine in polradfesten Koordinaten

#### Realisierung des Maschinenmodells

Der Leistungsteil des Very-Sparse-Matrix-Konverters (VSMK) ist in SIMPLORER<sup>®</sup> auf Schaltungsebene implementiert. Das Maschinenmodell liegt jedoch als Wirkungsplan vor. Die Verbindung zwischen Umrichter und Maschine wurde wie folgt realisiert:

1. Die Strangspannungen  $u_{SA}, u_{SB}, u_{SC}$  am Ausgang des VSMK werden gemessen, in Blockdiagramme eingelesen, in  $\alpha, \beta$ -Größen umgerechnet und anschließend in  $d-q$ -Werte transformiert.
2. Die zufolge der anliegenden Spannungen resultierenden Ströme  $i_{sd}$  und  $i_{sq}$  werden gemäß
 
$$i_{s\alpha} = \cos \epsilon_{RS} \cdot i_{sd} - \sin \epsilon_{RS} \cdot i_{sq}$$

$$i_{s\beta} = \sin \epsilon_{RS} \cdot i_{sd} + \cos \epsilon_{RS} \cdot i_{sq} \quad (3)$$
 in  $\alpha, \beta$ -Größen umgerechnet.
3. Für die Rücktransformation der  $\alpha, \beta$ -Größen in Strangströme  $i_{SA}, i_{SB}$  und  $i_{SC}$  gilt

$$i_{SA} = i_{s\alpha}$$

$$i_{SB} = -\frac{1}{2} i_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} i_{s\beta} \quad (4)$$

$$i_{SC} = -\frac{1}{2} i_{s\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2} i_{s\beta}$$

4. Die Strangströme  $i_{SA}, i_{SB}$  und  $i_{SC}$  liegen als Wirkplangrößen vor. Um die Verbindung zum elektrischen Teil herzustellen, bilden diese

Strangstromwerte die Steuersignale für drei gesteuerte, am Ausgang des Sparse-Matrix-Converters liegende Stromquellen.

#### 4. Simulationsergebnisse

Die Simulationsdaten wurden mittels des Postprozessors DAY aufbereitet. Die nachfolgend angegebenen Bedingungen gelten für sämtliche Simulationsläufe.

Zur Zeit  $t_0=0$  findet ein Drehzahlsollwertsprung von 0 auf 1000U/min statt, in  $t_1=25\text{ms}$  wird die bis anhin leerlaufende Maschine mit Nennmoment,  $m_L=11\text{Nm}$ , belastet. Im folgenden werden drei Zeitintervalle unterschieden:

1. Zeitintervall: Einschwingphase bei Drehzahlsollwertsprung ohne Belastung
2. Zeitintervall: Leerlaufbetrieb bei Nenndrehzahl
3. Zeitintervall: Einschwingphase bei Lastsprung.

##### 4.1 Lastseite des Very-Sparse-Matrix-Konverters

In Bild 6 sind der Zeitverlauf des Drehzahlwertes  $n_{ist}$ , des Drehzahlsollwertes  $n_{soll}$  und des Maschinenmomentes  $m_m$  gezeigt. Folgende Zeitabschnitte sind zu unterscheiden:

- $t = 0 \dots t_1$ :  $n_{ist}$  erreicht bei einem zulässigen Überschwingen von rund 5% nach etwa einer Netzperiode den Sollwert  $n_{soll}$ . Während der Anlaufphase ist ein entsprechend hohes Anlaufmoment  $m_m$  aufzubringen.
- $t = t_1 \dots t_2$ : Die Maschine läuft im Leerlauf, aufgrund der Voraussetzung idealer Verhältnisse gilt  $m_m = 0\text{Nm}$ .
- $t = t_2 \dots t_3$ :  $n_{ist}$  sinkt bei Belastung transient um etwa 5% und erreicht nach einer halben Netzperiode wieder die Nenndrehzahl  $n_{soll}$ . Stationär ist das Moment  $m_m$  gleich dem Lastmoment  $m_L$ .

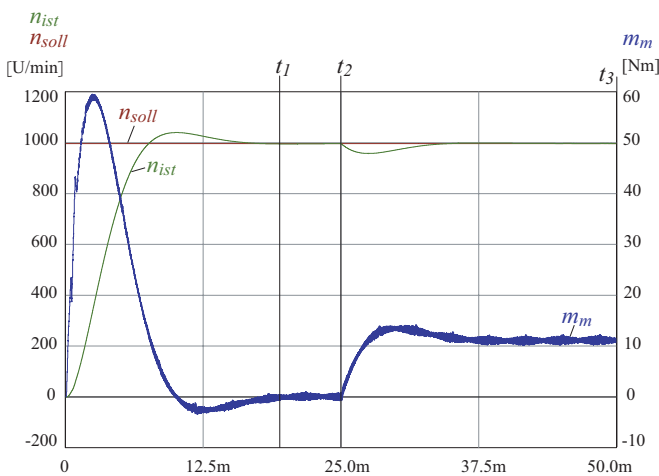


Bild 6: Zeitverlauf von  $n_{ist}$ ,  $n_{soll}$  und  $m_m$

In Bild 7 ist der Zeitverlauf der Maschinenstrangströme  $i_{SA}$ ,  $i_{SB}$ ,  $i_{SC}$  gezeigt. Für die einzelnen Zeitabschnitte gilt:

- $t = 0 \dots t_1$ : Hochlaufphase mit entsprechend hohen Stromamplituden zur raschen Beschleunigung der Maschine auf Nenndrehzahl.
- $t = t_1 \dots t_2$ : Leerlaufbetrieb, die Eingangsströme der Maschine werden aufgrund der getroffenen Idealisierungen zu Null.
- $t = t_2 \dots t_3$ : Bei Belastung stellen sich sinusförmige ( $f_S = 50\text{Hz}$ ), um je  $120^\circ$  phasenverschobene Maschinenstrangströme ein.

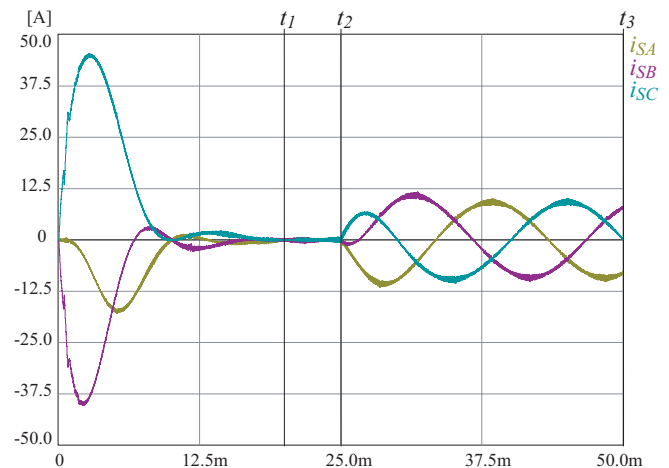
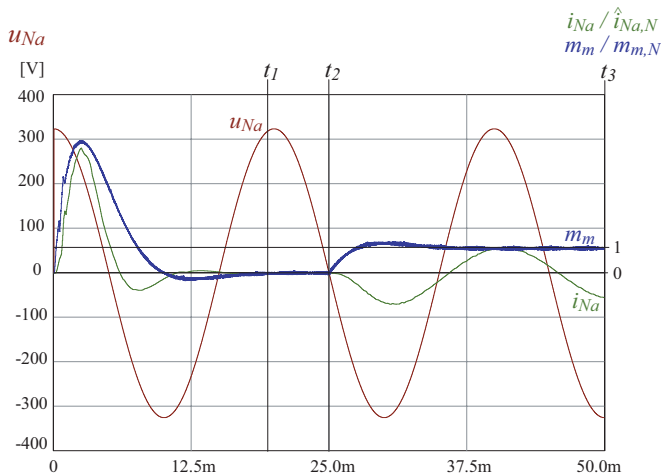


Bild 7: Zeitverlauf der Statorströme  $i_{SA}$ ,  $i_{SB}$ ,  $i_{SC}$

##### 4.2 Netzseite des Very-Sparse-Matrix-Konverters

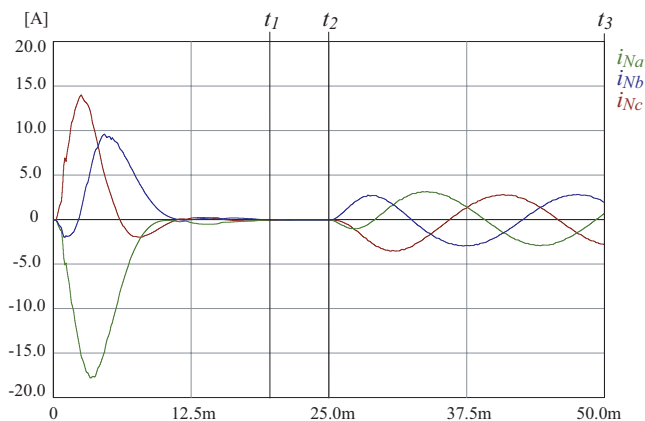
Bild 8 zeigt den Zeitverlauf der Netzstrangspannung  $u_{Na}$ , des zugehörigen Strangstromes  $i_{Na}$  und des Maschinenmomentes  $m_m$ .

- $t = 0 \dots t_1$ : Solange die Drehzahl  $n_{ist}$  unter dem Sollwert  $n_{soll}$  liegt, bezieht der Umrichter Wirkleistung, d.h. Spannung  $u_{Na}$  und Strom  $i_{Na}$  liegen annähernd in Phase. Bei Überschreitung der Solldrehzahl tritt eine Energierückspeisung in das Netz ein.
- $t = t_1 \dots t_2$ : Während der Leerlaufphase bei Nenndrehzahl sind die Eingangsströme wie die Maschinenströme nahezu Null.
- $t = t_2 \dots t_3$ : Bei Belastung zeigt das System wieder ohmsches Eingangsverhalten. Die Amplitude des Eingangsstromes stellt sich entsprechend der Belastung der Maschine ein.



**Bild 8:** Zeitverlauf von  $u_{Na}$ ,  $i_{Na}$ ,  $m_m$

Der Zeitverlauf des seitens des VSMK aus dem Netz aufgenommenen Ströme  $i_{Na}$ ,  $i_{Nb}$ ,  $i_{Nc}$  ist in **Bild 9** angegeben. Die Stromverhältnisse korrespondieren mit den Maschinenströmen. Hervorzuheben ist, dass im stationären Betrieb ein sinusförmiger Netzstromverlauf in Phase mit der Netzspannung vorliegt.



**Bild 9:** Zeitverlauf der Netzströme  $i_{Na}$ ,  $i_{Nb}$ ,  $i_{Nc}$

## 5. Zusammenfassung

### 5.1 Fazit

Die Kaskadenregelung des Antriebssystems bestehend aus VSMK und PSM wurde schrittweise entworfen. Das Regelkonzept basiert auf einer Kaskadenstruktur mit einer unterlagerten Stromregelung in polradfesten Koordinaten.

Die Funktionalität des auf Basis der Maschinengleichungen implementierten Maschinenmodells wurde mittels eines Standardmodells aus der

SIMPLORER<sup>®</sup>-Library verifiziert. Die grundsätzliche Funktion des Gesamtsystems einschliesslich des schaltenden Leistungsteils des VSMK konnte anhand von Simulationen nachgewiesen werden.

Die Arbeit zeigt anschaulich, dass mittels SIMPLORER<sup>®</sup> bei kurzer Einarbeitungszeit eine relativ komplexe antriebstechnische und leistungselektronische Aufgabenstellung bereits im Rahmen von Studentenprojekten sinnvoll gelöst werden kann. SIMPLORER<sup>®</sup> wird daher an der ETH Zürich ausser im Bereich Forschung verstärkt auch in der Lehre eingesetzt wofür eine kostenfrei verfügbare Lehrversion eine sehr gute Grundlage bietet.

### 5.2 Ausblick

Im Zuge der praktischen Realisierung des Antriebssystems ist der Einsatz einer digitalen (zeitdiskreten) Regelung geplant, d.h. der Regler soll mittels eines digitalen Signalprozessors (DSP) implementiert werden. In einem nächsten Schritt ist daher eine Abtastregelung zu entwerfen und wieder simulativ zu analysieren wobei auch die Übertragungsfunktion der Strom- und Spannungserfassungen berücksichtigt und auch das Verhalten bei Übermodulation im Detail analysiert werden soll.

## 6. Literatur

- [1] Kolar, J.W., Baumann, M., Schafmeister, F., and Ertl, H.: *Novel Three-Phase AC-DC-AC Sparse Matrix Converter*. Proceedings of the 17<sup>th</sup> IEEE Applied Power Electronics Conference, 10. bis 14. März, Dallas, USA, Vol. 2, S. 777 – 791 (2002).
- [2] Schafmeister, F., Baumann, M., and Kolar, J.W.: *Analytically Closed Calculation of the Conduction and Switching Losses of Three-Phase AC-AC Sparse Matrix Converters*. Proceedings of the 10<sup>th</sup> International Power Electronics and Motion Control Conference, 9. bis 11. Sept., Cavtat & Dubrovnik, Kroatien (2002).