
Teil 2: Ausführliche Darstellung des Projektergebnisses

*Verbundprojekt: Intelligente Elektroniksysteme für
automatisierte Fahrzeuge und nachhaltige Mobilitätskonzepte
- AI4CSM Automotive Intelligence for/at Connected Shared
Mobility -*

Förderkennzeichen: 16MEE0170

Laufzeit des Vorhabens: 01.07.2021 – 30.04.2024

Teilvorhaben des Projektpartners Hochschule Offenburg (HSO)

Ansprechpartner Teilvorhaben

Prof. Dr.-Ing. Patrick König	Hochschule Offenburg Badstraße 24 77652 Offenburg	0781 205-4872 patrick.koenig@hs-offenburg.de
---------------------------------	---	---

Inhalt

1	Technische Ergebnisse	3
1.1	Soft- und Hardware.....	3
1.1.1	Simulationsplattform	3
1.1.2	Prüfstands Aufbau	4
1.2	Gate Treiber Signal Generation.....	6
1.2.1	Theorie.....	7
1.2.2	Super Sinus Modulation.....	10
1.2.3	Switching/Interlock Time Compensation	10
1.2.4	DC Voltage Balancing.....	10
1.3	In-Situ Diagnose-Konzept	12
1.3.1	Identifikations-Algorithmus Theorie.....	12
1.3.2	Messergebnisse	15
1.3.3	Sechs-Phasen Adaption.....	18
1.4	Abweichungen zur ursprünglichen Vorhabensbeschreibung	19
2	Ergänzungen zur technischen Arbeit.....	20
2.1.1	Wichtigste Positionen des zahlenmäßigen Nachweises.....	20
2.1.2	Notwendigkeit und Angemessenheit der Projektarbeit.....	20
2.1.3	Voraussichtlicher Nutzen	20
2.1.4	Bekannt gewordene Fortschritte	20
2.1.5	Erfolge und geplante Veröffentlichungen.....	20

1 Technische Ergebnisse

Wie in Abschlussbericht Teil 1 bereits beschrieben, bestanden die Aufgaben der HSO aus drei Hauptzielen:

- Entwicklung der Gate Signal Ansteuerung für einen 3-level Umrichter (3lVI-ANPC).
- Entwicklung eines In-Situ Diagnose-Konzeptes unter Verwendung hochgenauer und schneller Strom/Spannungssensoren.
- Entwicklung einer effizienten Antriebsregelung, basierend auf dem In-Situ Diagnosekonzept.

Folgend werden die einzelnen Punkte und jeweiligen Ergebnisse technisch detailliert erläutert und die Vorteile gegenüber dem Stand der Dinge dargelegt.

1.1 Soft- und Hardware

Zunächst werden die im Umfang dieses Projektes entwickelte Simulationsplattform und die Prüfstandsauftbauten beschrieben, auf welchen die technischen Ergebnisse beruhen.

1.1.1 Simulationsplattform

Das Simulationsmodell wurde mittels MATLAB/Simulink und dem Add-On „Simscape Electrical“ entwickelt. Die allgemeine Struktur des Modells ist in untenstehender Abbildung 1 dargestellt.

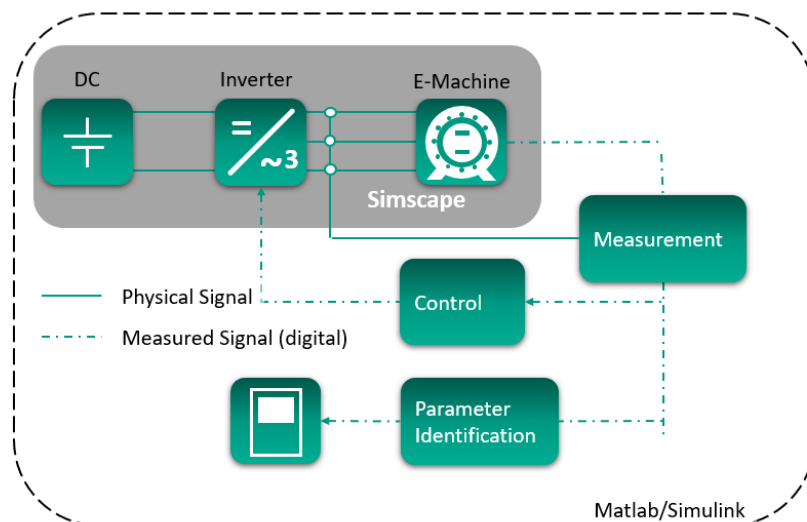


ABBILDUNG 1: STRUKTUR DER SIMULATION

Das Modell wurde möglichst realitätsnah aufgebaut und besteht aus dem Antriebsstrang mit:

- DC-Quelle
- Wechselrichter
- Motor

- Erfassung und Verarbeitung der Messwerte
- Regelung
- In-Situ Diagnose Algorithmus („Parameter Identification“ in Abbildung 1).

Besonders dabei ist, dass die elektrischen Komponenten in Simscape realisiert wurden. Dies hat den Vorteil einer akasalen Berechnung des Maschinenmodells und ermöglicht die Einbindung von Flusstabellen (aus FEM Berechnungen oder auch realen Messungen). Weiter wurde die Messwerterfassung als auch die Datenverarbeitung in realen Abtastzeiten und gängigem Überabtastverfahren verwirklicht. Reale Effekte, wie Spannungsabfall im Wechselrichter, begrenzte Sensorbandbreite oder Messrauschen wurden ebenfalls implementiert.

1.1.2 Prüfstands Aufbau

Der HSO-interne Prüfstand diente als Verifizierungsplattform für die entwickelten Algorithmen. Die wichtigsten Kenngrößen des Betriebs sind:

- 20 000 RPM
- 450 kW
- 250-800V DC



ABBILDUNG 2: HSO E-MACHINE TESTBENCH

Nachfolgend sind die Hardware-Komponenten des Prüfstandes gezeigt, die speziell für die entwickelten HSO-Algorithmen benötigt wurden. Diese bestehen aus dem Steuergerät sowie den Spannungs- und Stromsensoren. Durch die Nutzung dieser Hardware zum Test der entwickelten Algorithmen konnte auf die von den Projektpartnern parallel entwickelten Hardware-Komponenten verzichtet werden und die Algorithmen direkt selbst unter realen Bedingungen verifiziert werden.

Für ein schnelles Prototyping wurde eine MicroLabBox (MLBX) von dSpace (Abbildung 3) als zentrales Steuergerät gewählt.



ABBILDUNG 3: DSPACE MICROLABBOX

Die Anforderungen an das Steuergerät waren insbesondere:

- Frei programmierbare CPU und FPGA
- Ethernet und CAN Interface
- Differentielle analog I/O mit mind. 10 Msps, -10...10V Ausgangsspannung
- Digital I/O mit PWM Generierung
- Elektrische Motor Regelung I/O wie bspw. Resolver interface

Der In-Situ Diagnosealgorithmus zur Bestimmung der Motorparameter während des Betriebs benötigt hochpräzise und schnelle Spannungs- als auch Stromsensoren. Diese Anforderungen entstehen aus der Tatsache, dass die Stromsteigung zu jedem PWM Schaltzustand bestimmt werden muss. Untenstehende Tabelle 1 gibt die Anforderungen wieder, mitsamt den benutzten Sensoren.

	Spannungssensor	Stromsensor
Typ	LEM Converter	Rogowski Coil
Bereich	0... ±1500 V	0...±1200 A

Genauigkeit	$\pm 0.2\%$	$\pm 0.2\%$
Bandbreite	>800 kHz	> 20 MHz
Produkt	LEM CV3-1500	PEM CWT 6 Ultra Mini

TABELLE 1: VOLTAGE AND CURRENT SENSOR REQUIREMENTS

Um diese Sensoren an die Microlabbox anzubinden, wurden Anpass-Platinen benötigt. Der gesamte Aufbau ist in folgender Abbildung zu sehen.

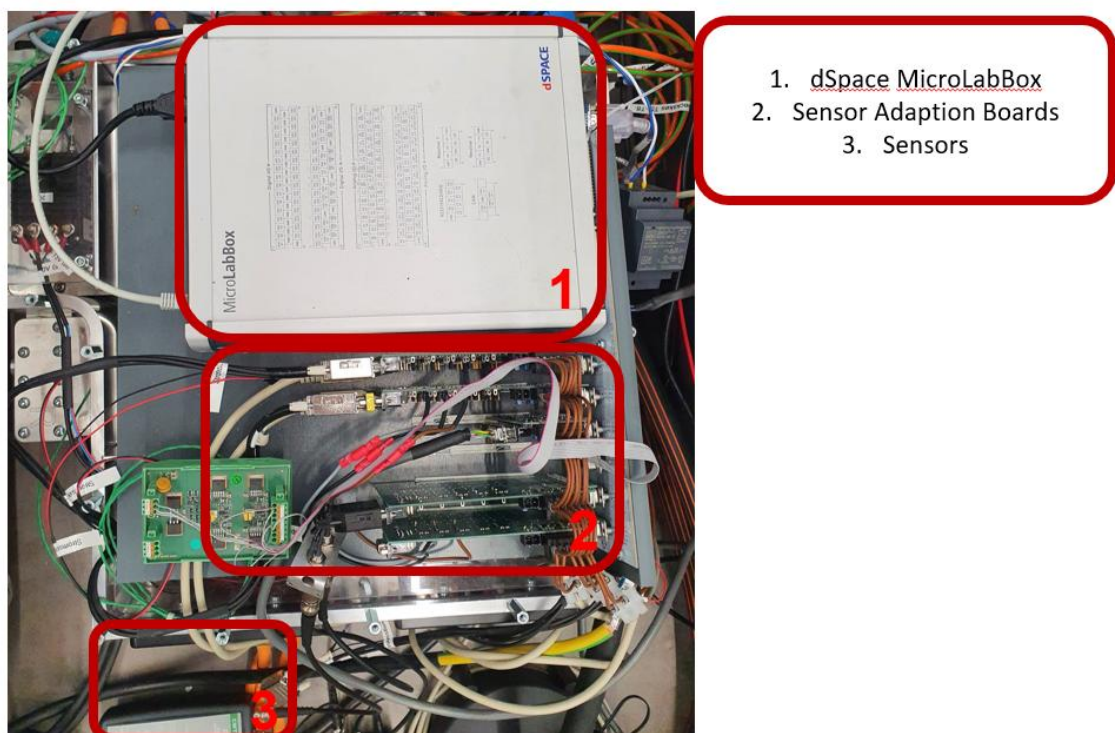


ABBILDUNG 4: SETUP OF THE CONTROL UNIT AND CURRENT SENSORS

Die Nutzung der MLBX ermöglicht die Model basierte Code Generierung und beschleunigt somit die Implementierungszeit. Benutzt wurde zur Modelbildung MATLAB/Simulink in Kombination mit dem Blockset von dSpace als auch das Xilinx Blockset zur Programmierung des FPGAs.

1.2 Gate Treiber Signal Generation

In dem Projekt wurde ein 6 Phasen, aktiver neutral Punkt Inverter (ANPC) entwickelt. Der sogenannte 3VI ANPC hat mehrere Vorteile gegenüber den üblichen 2VI Invertern wie bspw. eine geringere Sperrspannung an jedem Transistor. Dies führt zu weniger Schaltverlusten und gleichmäßigerer Lastverteilung was wiederum in höheren Schaltfrequenzen und längerer

Lebensdauer resultiert. Weiter ist es möglich, nicht nur die positive und negative halbe Zwischenkreisspannung an der Maschine anzulegen, sondern auch aktiv null Volt zu stellen. Dies erhöht natürlich aber gleichzeitig auch die Komplexität der Gate Signalerzeugung.

1.2.1 Theorie

Es gibt zwei Arten die Gate Signale zu erzeugen, die Raumzeigermodulation (SVPWM) und die Träger basierte Modulation (CBPWM). Mehrere PWM Schemata wurden untersucht ([1] [2] [3]). Durch die hohe Anzahl an Phasen und die zusätzlichen Schaltzustände wird die SVPWM Methode zu aufwendig. Das CBPWM Verfahren ist andererseits einfach zu implementieren und wurde deshalb gewählt. Im Folgenden wird das Verfahren an Hand einer Phase erläutert.

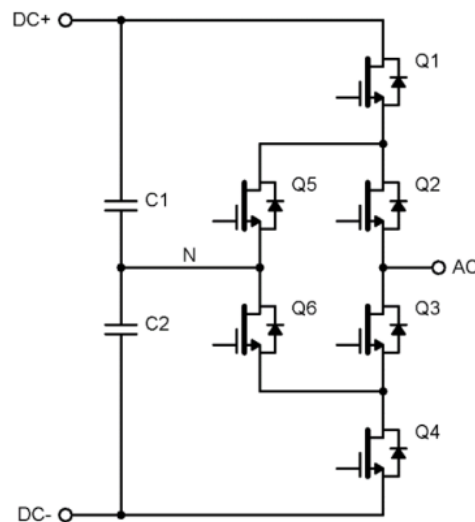


ABBILDUNG 5: TOPOLOGY OF A 3LVL ANPC

Durch das neu definierte Spannungslevel (0V, N) wurde das sogenannte „Split-Carrier“ (SCBPWM) Verfahren verwendet, in welchem das obere Signal die Transistoren 1, 3 und 5 und das antiparallele untere Signal die Transistoren 2,4 und 6 schaltet. Dies ist beispielhaft nachfolgend dargestellt:

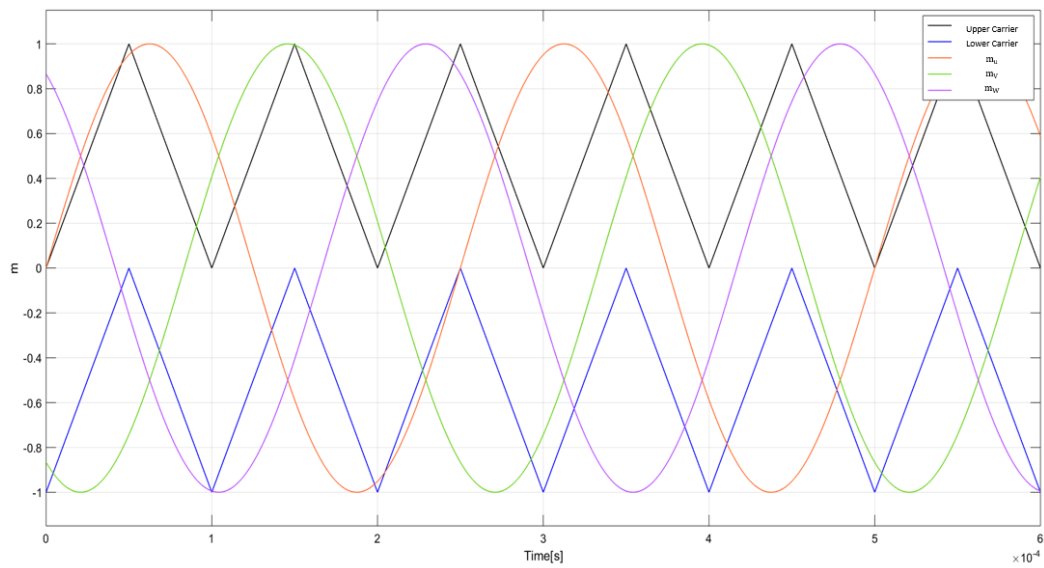


ABBILDUNG 6: SPLIT CARRIER BASED PWM SCHEME

Die nächste Abbildung zeigt das resultierende Schaltverhalten S (Switch) und NS (not Switch) für die Transistoren Q1 und Q4 für eine beispielhafte sinusförmige Referenzspannung in der Phase U. Für das diskrete PWM Muster muss die Referenzspannung abgetastet werden, ersichtlich durch die Ecke.

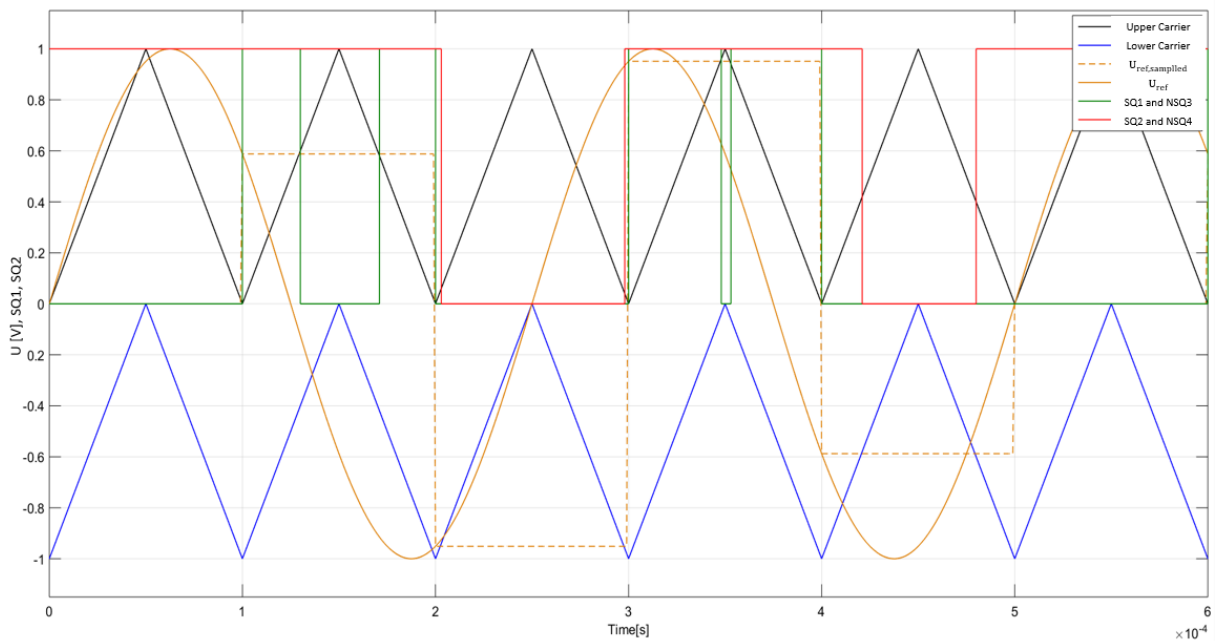


ABBILDUNG 5: SWITCHING PATTERN FOR A SINUSOIDAL REFERENCE VOLTAGE

Die Simulation in Abbildung 8 wurde mit folgenden Parametern erstellt und zeigt die resultierende Strangspannung über zwei elektrische Perioden.

U_{DC}	800V
U_{ref}	325V
f_{ref}	50Hz

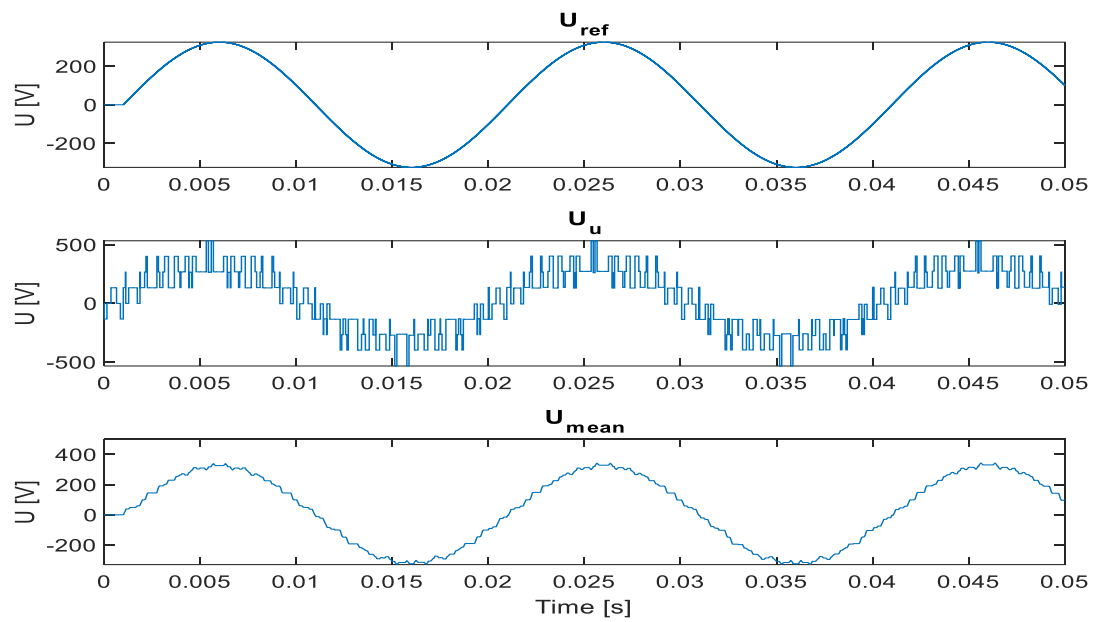


ABBILDUNG 6: RESULTING PHASE VOLTAGE USING SCBPWM

1.2.2 Super Sinus Modulation

Wie von üblichen 2 LVL Verfahren bekannt, kann die nutzbare DC Spannung durch das Aufmodellieren einer Nullkomponente bis zu 15% erhöht werden (für 3 phasige Maschinen). Diese Methode ist ohne weiteres auch für den 3 LVL Inverter nutzbar.

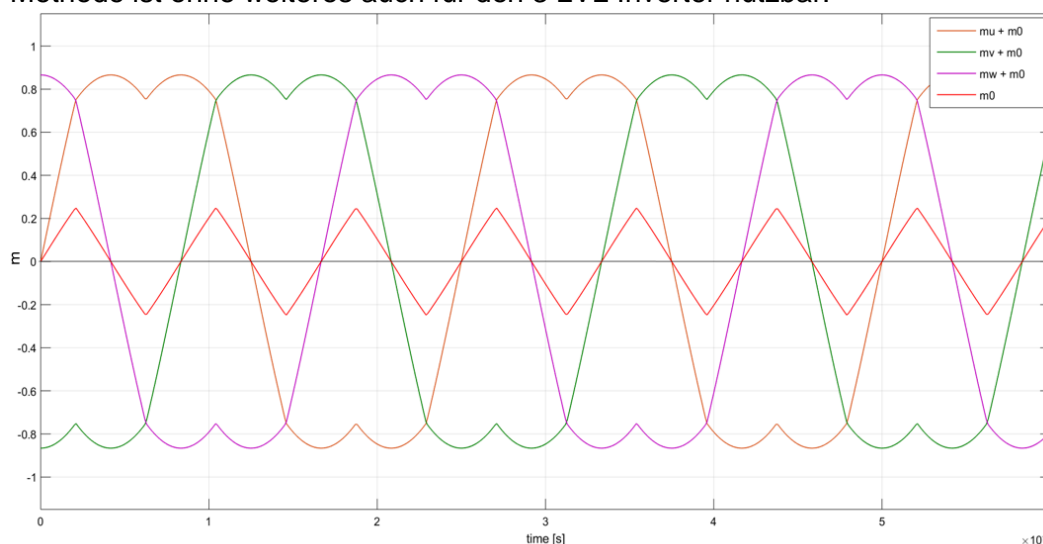


ABBILDUNG 7: SUPER SINUS MODULATION

Obenstehende Figur zeigt ein Beispiel der resultierenden Referenzspannung unter Nutzung einer Dreieckförmigen Nullkomponente.

1.2.3 Switching/Interlock Time Compensation

Reale Effekte wie bspw. die Verriegelungstotzeit in der ein Transistor nicht schalten darf um Kurzschlüsse innerhalb einer Phase zu verhindern, müssen ebenfalls berücksichtigt werden. Gleichzeitig führt diese Totzeit, je nach Stromflussrichtung, zu einer geringeren oder höheren mittleren Spannung in einer Phase. Um dem entgegen zu wirken, müssen die Referenzspannungen bzw. die Schaltdauer $m_{uvw,xyz}$, manipuliert werden. Das Gate Signal wird gekürzt oder entsprechend verlängert:

$$m_{\text{interlock},uvw,xyz} = \frac{T_{\text{interlock}}}{T_{\text{PWM}}} \cdot \text{sign}(i_{uvw,xyz}) \quad (1)$$

$$m_{uvw,xyz,\text{total}} = m_{uvw,xyz,\text{calculated}} + m_{\text{interlock},uvw,xyz}$$

1.2.4 DC Voltage Balancing

Wie in Abbildung 6 Abbildung zu sehen, gibt es zwei Zwischenkreiskondensatoren (C1, C2). Unter idealen Bedingungen werden diese bei dem SCBPWM Verfahren bereits symmetrisch belastet. Durch reale Effekte wie bspw. Asymmetrische Lasten, Toleranzen oder fehlerhafte Gate Signal Ansteuerungen kann es aber zu Abweichungen kommen und die Zwischenkreiskondensatoren unterschiedlich laden bzw. entladen. Diese Inbalance führt zu

einer Verschiebung des Neutralpunktes und so zu abweichenden Strangspannungen. Im Worst Case führt dies aber auch zu einer Überspannung an den Zwischenkreiskondensatoren und so möglicherweise zu einem Hardwaredefekt. Um dies zu verhindern müssen die Spannungen an den Kondensatoren überwacht und geregelt werden.

Eine Möglichkeit dies zu tun ist es, eine konstante Spannung auf die Referenzspannung zu geben. Dadurch wird ein Stromfluss im Neutralpunkt erzeugt entsprechend dem Vorzeichen des Spannungsoffsets. So kann man aktiv die Zwischenkreis-Spannung an beiden Kondensatoren balancieren. Ein Vorteil dieser Methode ist es, dass die Phasenströme nicht davon betroffen sind. Ein Beispiel ist in Abbildung 10 zu sehen. Ein positiver Offset (grün) führt zu einem positiven Strom (blau).

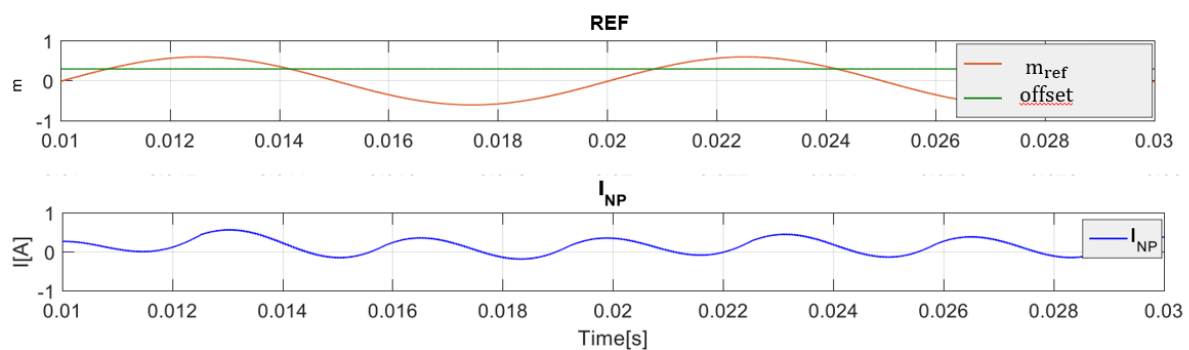


ABBILDUNG 8: DC BALANCING

1.3 In-Situ Diagnose-Konzept

Das zweite Ziel der HSO war die Entwicklung eines In-Situ Diagnosekonzeptes. Dies sollte verwirklicht werden in der Form eines Online (=während des Betriebs) Maschinenparameter-Identifikationsalgorithmus.

Im Automotive Bereich werden Elektromotoren hoch ausgenutzt, was gleichzeitig auf Grund von nichtlinearem Verhalten hohe Anforderungen an die Regelung und den Betrieb dieser bedeutet. Dies hat verschiedene Ursachen wie bspw. Sättigung oder Abweichungen der tatsächlichen Parameter von idealen Sinusformen. Diese Abweichung wiederum führt zu einer Winkelabhängigkeit, auch im State of the Art dq-System. Die Regelung und viele weitere Anwendungen/Einflüsse, wie bspw. Selbstinbetriebnahme, Nachführen von Regelparametern, Stellen von optimierten Strömen, Fertigungstoleranzen und Fehlererkennung, erfordern die Berücksichtigung eben jener nichtlinearen Effekte.

Im Folgenden wird die Theorie des entwickelten Verfahrens erklärt. Dabei liegt der Fokus auf einer Maschine mit vergrabenen Magneten (IPMSM) und es werden Stranggrößen verwendet. Dies hat den Vorteil, dass die Rotorlageinformation nicht benötigt wird und so auch kein Winkelfehler die Ergebnisse beeinflussen kann.

1.3.1 Identifikations-Algorithmus Theorie

Eine allgemeine Form der Spannungsgleichung einer elektrischen Synchronmaschine ist in (2) zu sehen. Im Folgenden werden die Gleichungen zu Vereinfachung nur für eine Phase präsentiert. Die Gleichungen für die weiteren zwei Phasen werden entsprechend identisch aufgestellt.

$$u_1 = R_S \cdot i_1 + \frac{d\Psi_1}{dt} \quad (2)$$

Die Differentialgleichung in (2) kann gelöst werden, indem man die absolute Ableitung anwendet [17]. Die magnetische Flussverkettung ist nicht direkt zeitabhängig, aber indirekt über die Phasenströme und den Rotationswinkel. Es ergibt sich (3):

$$u_1 = R_1 \cdot i_1 + \frac{\partial \Psi_1}{\partial i_1} \cdot \frac{di_1}{dt} + \frac{\partial \Psi_1}{\partial i_2} \cdot \frac{di_2}{dt} + \frac{\partial \Psi_1}{\partial i_3} \cdot \frac{di_3}{dt} + \frac{\partial \Psi_1}{\partial \gamma_{el}} \cdot \frac{d\gamma_{el}}{dt} \quad (3)$$

Die Ableitungen des magnetischen Flusses in Hinsicht des Stromes können als differentielle Induktivitäten interpretiert werden. Dabei sind die Ableitungen nach dem Strom in derselben Phase wie die Spannung definiert als Eigeninduktivität und die Ableitungen nach dem Strom

einer anderen Phase, wie die der resultierenden Spannung als Koppelinduktivität. Die zeitliche Ableitung des Winkels entspricht der Drehgeschwindigkeit. Abschließend ist das Symbol Λ_1 für die Ableitung des mag. Flusses in Richtung des el. Winkels eingeführt. Diese Interpretation von (3) findet sich in (4).

$$u_1(t) = R_S \cdot i_1 + L_{11} \cdot \frac{di_1}{dt} + L_{21} \cdot \frac{di_2}{dt} + L_{31} \cdot \frac{di_3}{dt} + \Lambda_1 \cdot \omega_{el} \quad (4)$$

Zusammengefasst für alle drei Phasen ergibt sich ein System (5), in der die Induktivitätsmatrix und der $\vec{\Lambda}$ Vektor Unbekannte darstellen- Es ist angenommen, dass der Ohm'sche Widerstand bekannt ist und in allen Phasen Spannung, Strom und Stromsteigung gemessen werden kann. Es resultiert ein unterdefiniertes Gleichungssystem mit neun Unbekannten und zwei unabhängigen Gleichungen (da in einem Dreiphasensystem die dritte Gleichung keine neuen Informationen erhält).

$$\begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{pmatrix} = R_S \cdot \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L_{11} & L_{21} & L_{31} \\ L_{12} & L_{22} & L_{32} \\ L_{13} & L_{23} & L_{33} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \frac{di_1}{dt} \\ \frac{di_2}{dt} \\ \frac{di_3}{dt} \end{pmatrix} + \omega_{el} \cdot \begin{pmatrix} \Lambda_1 \\ \Lambda_2 \\ \Lambda_3 \end{pmatrix} \quad (5)$$

Im weiteren Abschnitt ist erläutert, wie weitere Gleichungen erhalten werden können um das Gleichungssystem vollständig zu definieren. Um dies zu realisieren wird eine PWM Periode im Detail betrachtet. Gängige Gate Signal Erzeugungsverfahren nutzen eine Kombination aus zwei aktiven und einem Freilaufzustand. So erhält man ein Set aus drei diskreten Spannungsgleichungen die kommend mit AL (active long), AS (active short) und FW (freewheeling) notiert werden.

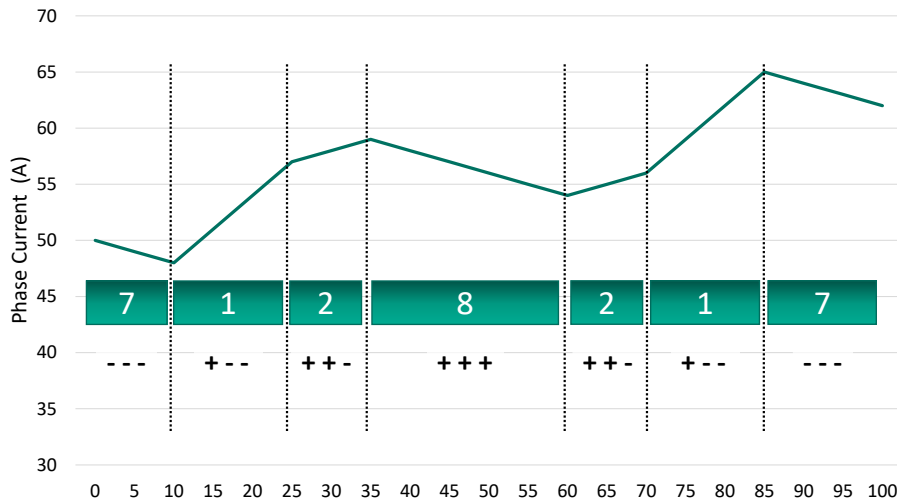


ABBILDUNG 9: EXEMPLARY PHASE CURRENT WITHIN ONE PWM CYCLE

Weiter wird angenommen, dass die entsprechenden Parameter sich nur linear ändern oder konstant bleiben während der Zeitdauer einer PWM-Periode (<100µs). Obenstehende Abbildung 11 zeigt einen exemplarischen Verlauf des Stromes innerhalb einer solchen. Auf Grund der Annahme von linearer Änderung wird das Ergebnis der Identifikation genau inmitten der observierten Periode valide sein. Dadurch kann ein exakter Messzeitpunkt definiert werden. Dies wiederum führt zu der Tatsache, dass die Induktivitäten und die Lambdaparameter konstant in allen Schaltzuständen einer Periode sind. Zusätzlich kann aufgrund dessen und der kurzen Beobachtungsdauer angenommen werden, dass der Phasenstrom als auch die Winkelgeschwindigkeit im Mittel über alle Schaltzustände gleich bleiben. Dadurch vereinfacht sich das zu lösende Gleichungssystem.

Das zu lösende Gleichungssystem wird nun auf die drei Schaltzustände AL, AS und FW erweitert. So erhält man insgesamt neun Gleichungen. Um diese weiter zu vereinfachen wird ein Set (FW) von den anderen beiden Sets (AL und AS) subtrahiert. Dadurch wird eine Unabhängigkeit von ohmschem Widerstand und der Winkelgeschwindigkeit erreicht, da diese als konstant und identisch in jedem Zustand angenommen wird. Weiter wird zwischen den Phasen eine magnetische Symmetrie vorausgesetzt:

$$\begin{pmatrix} L_{11} & L_{21} & L_{31} \\ L_{12} & L_{22} & L_{32} \\ L_{13} & L_{23} & L_{33} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_{12} + L_{31} & L_{12} & L_{31} \\ L_{12} & L_{12} + L_{23} & L_{23} \\ L_{31} & L_{23} & L_{23} + L_{31} \end{pmatrix} \quad (6)$$

Kombiniert man diese Schritte und vereinfacht die Gleichungssysteme, dann erhält man:

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix}^{\text{AL}} - \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix}^{\text{FW}} = \begin{pmatrix} L_{12} + L_{31} & L_{12} & L_{31} \\ L_{12} & L_{12} + L_{23} & L_{23} \\ L_{31} & L_{23} & L_{23} + L_{31} \end{pmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{di_1}{dt} \\ \frac{di_2}{dt} \\ \frac{di_3}{dt} \end{bmatrix}^{\text{AL}} - \begin{bmatrix} \frac{di_1}{dt} \\ \frac{di_2}{dt} \\ \frac{di_3}{dt} \end{bmatrix}^{\text{FW}} \quad (7)$$

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix}^{\text{AS}} - \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix}^{\text{FW}} = \begin{pmatrix} L_{12} + L_{31} & L_{12} & L_{31} \\ L_{12} & L_{12} + L_{23} & L_{23} \\ L_{31} & L_{23} & L_{23} + L_{31} \end{pmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{di_1}{dt} \\ \frac{di_2}{dt} \\ \frac{di_3}{dt} \end{bmatrix}^{\text{AS}} - \begin{bmatrix} \frac{di_1}{dt} \\ \frac{di_2}{dt} \\ \frac{di_3}{dt} \end{bmatrix}^{\text{FW}} \quad (8)$$

Zu diesem Zeitpunkt enthält das Gleichungssystem nur noch drei unbekannte Parameter (die Koppelinduktivitäten) und ist bei 6 Gleichungen, 4 davon mit Informationen, lösbar. Untenstehende Abbildung 12 zeigt das Ergebnis der Simulation in Bezug auf die Parameterschätzung. Man erkennt deutlich die diskrete Berechnung mit der Schrittweite einer PWM Periode und erkennt eine hohe Genauigkeit. Kleinere Abweichungen oder fehlende berechnete Werte entstehen unter anderem durch Begrenzungen in der Stromsteigungsbestimmung. Gemittelt über eine el. Periode fällt dies aber nicht ins Gewicht.

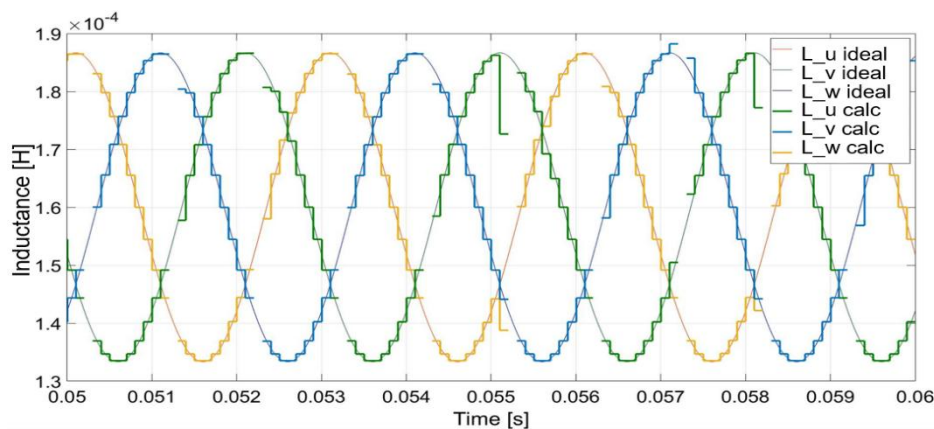


Abbildung 10: Result of the inductance estimation

1.3.2 Messergebnisse

An dem eingangs beschriebenen Prüfstand wurden die benötigten Messungen durchgeführt. Das Verfahren wurde in einer Vielzahl an stationären Arbeitspunkten getestet und die Ergebnisse aufgezeichnet.

In der folgenden Abbildung 13 ist die bestimmte Eigeninduktivität in Phase 1 für die Arbeitspunkte bei 800 RPM und 20,100 und 200 Nm dargestellt.

Um die online bestimmten Induktivitäten zu verifizieren wurde das magnetische Verhalten der Maschine mit einer State of the Art Messung und Auswertung bestimmt. Dazu werden Strom,

Spannung, Drehzahl und der Rotorlagewinkel aufgezeichnet. Nach einer sog. Clarke und Park Transformation erhält man die Ströme und Spannungen als Gleichgrößen in der dq-Ebene. Damit wiederum lassen sich die Flüsse der Maschine wie folgt berechnen:

$$\psi_d = \frac{u_q - R_s \cdot i_q}{\omega} \quad (9)$$

$$\psi_q = -\frac{u_d - R_s \cdot i_d}{\omega} \quad (10)$$

:

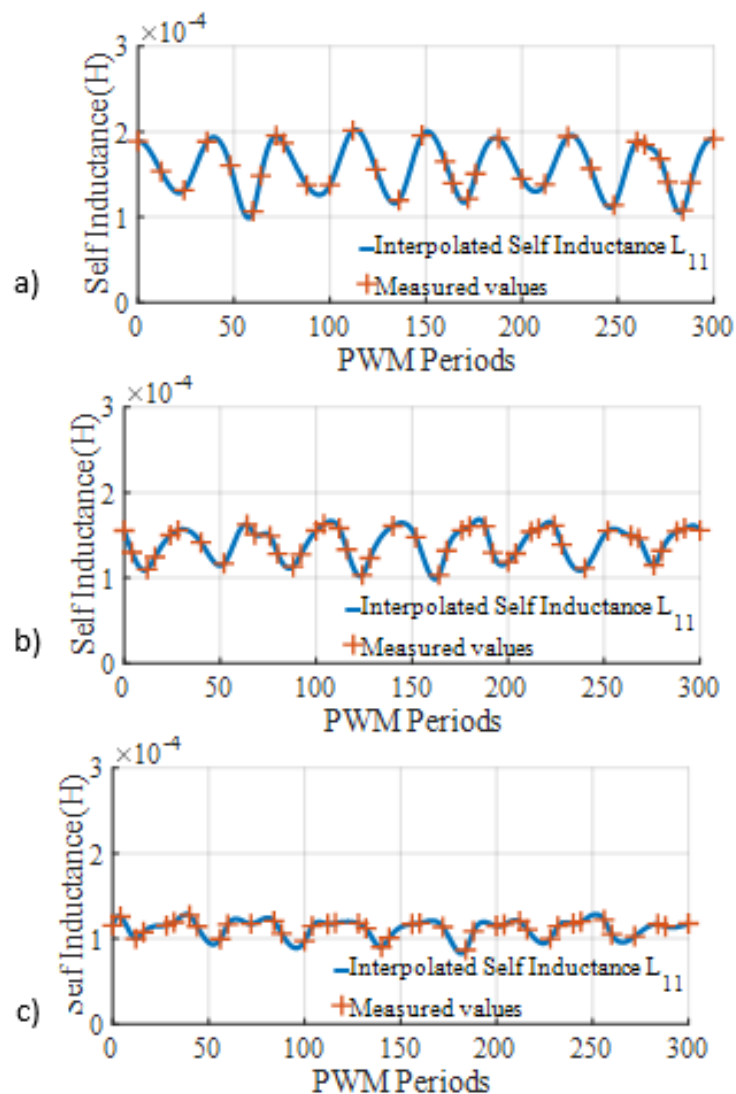


ABBILDUNG 11: EIGENINDUKTIVITÄT BEI A) 20NM B) 100NM UND C) 200NM

Die Arbeitspunkte im direkten Vergleich ergeben sich zu:

Torque	Post-processed		Online identified	
	L_{dd}	L_{qq}	L_{dd}	L_{qq}
20 Nm	176 μ H	272 μ H	175 μ H	268 μ H
100 Nm	176 μ H	256 μ H	169 μ H	221 μ H
200 Nm	173 μ H	199 μ H	148 μ H	167 μ H

Es zeigt sich, dass das Verfahren bei kleineren und mittleren Drehmomenten sehr genau ist. Lediglich bei sehr hohen Drehmomenten zeigen die online bestimmten Induktivitäten eine stärkere Sättigung die aber auch auf Messrauschen und auch auf die Approximation des Flusses, aus denen die Induktivitäten berechnet werden, rückzuführen sind. In untenstehender Abbildung 14 sind die respektiven Induktivitäten noch für den gesamten Betriebsbereich geglättet dargestellt.

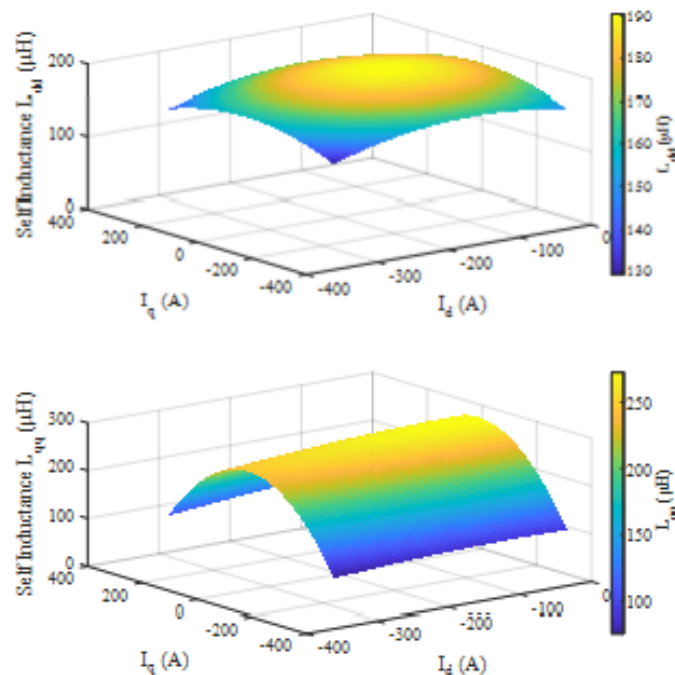


ABBILDUNG 12: GEGLÄTTETE INDUKTIVITÄTEN AUS DER BERECHNUNG

Der präsentierte Algorithmus identifiziert also die Motorparameter (Induktivitäten) in Phasengrößen innerhalb eines PWM-Zyklus. Es sind, bis auf den Strangwiderstand und die Polpaarzahl, keine weiteren Angaben nötig um die Parameter im Betrieb zu bestimmen. Gegenüber gängigen Verfahren kann man so auf ein zusätzliches Testsignal verzichten. Gleichzeitig werden nichtlineare Effekte wie Sättigung und auch Fertigungstoleranzen mitberücksichtigt. Durch die Identifikation zur Laufzeit lassen sich ebenso Alterungseffekte oder sich ankündigende Defekte, bspw. Windungskurzschlüsse, ebenso erkennen. Zusammengefasst ergeben sich folgende Vorteile:

- Einsparung/Entfall von End of Line Tests.
- Erkennung und Berücksichtigung im Betrieb von Fertigungstoleranzen.
- Erkennung und Berücksichtigung von Parameteränderung während des Betriebs (bspw. temperaturabhängige Effekte).
- Erkennung von Alterungseffekten.
- Frühzeitige Erkennung von möglichen Fehlern.

1.3.3 Sechs-Phasen Adaption

Im Projekt wurde eine Sechsphasen -Topologie angestrebt. Zur Veranschaulichung wurde der Algorithmus im vorigen Abschnitt für eine Drei-Phasen Maschine erläutert. Die Erweiterung auf sechs Phasen stellt allerdings keine größere Herausforderung dar. Die Maschine ist in der Art ausgeführt, dass es zwei getrennte Sternpunkte gibt und somit die sechs Phasen aus 2x3 Systemen besteht. Dadurch lässt sich der Algorithmus entsprechend auf jedes Teilsystem separat anwenden.

1.4 Abweichungen zur ursprünglichen Vorhabensbeschreibung

Die HSO hat all ihre gesetzten Projektziele erreichen können. Abweichungen gab es lediglich in der Realisierung des In-Situ Diagnose Algorithmus. Da der Algorithmus zur Bestimmung der Maschinenparameter mittels Stromsteigung zu Beginn auf einem unterdefinierten System an Gleichungen beruhte, war die Nutzung eines Black Box Models wie künstliche Intelligenz geplant. Dahingehende Untersuchungen zu Projektbeginn zeigten aber schnell die Nachteile dieses Vorgehens auf.

Das Verhalten von Neuronalen Netzen hängt stark von den Anfangsbedingungen der gewählten Gewichtung und Bias ab. Auf Grund der fehlenden Kenntnis über die Maschine gibt es vorab auch keine bekannten Startkonditionen. Weiter ist es immer ein Kompromiss zwischen Bias-Error und Varianzfehler. Ist das Modell nicht flexibel genug um die realen Prozesse abzubilden, bleibt eine systematische Abweichung (Bias-Error) bestehen. Auf der anderen Seite entstehen durch das Erhöhen der Freiheitsgrade ebenfalls Abweichungen zwischen echtem System und Modell-Ausgang (Varianzfehler, [4]). Durch das komplexe und nichtlineare Verhalten von hochausgenutzten elektrischen Maschinen ist es schwierig eine hinreichend gute Struktur für ein solches Modell zu definieren.

Ein zusätzlicher wichtiger Aspekt ist die Zeitdauer, um ein solches Modell (erfolgreich) zu implementieren. KI erlaubt einen hohen Grad an Freiheit in Hinblick auf die Struktur mit Lagen, Neuronen, Aktivierungsfunktionen, Lernalgorithmen, etc. Es gibt jedoch noch keinen ganzheitlichen Stand der Dinge zur Optimierung dieser im Sinne der el. Maschine. Dadurch ist es immer ein iterativer Prozess, der sich als potentiell zeitkritisch erweisen kann. Die im Rahmen des Projektes entwickelte und gebaute Hardware sollte erst gegen Ende der Laufzeit fertiggestellt und getestet werden. Dies bedeutet, dass eine mögliche KI bis dahin nur mit Simulationsdaten trainiert hätte werden können und sich die Probleme der Realität (z.B. EMV, Rauschen, unbeachtete Effekte) erst zum Ende des Projektes gezeigt hätten und so ein hohes Risiko des Erfolges innerhalb der Projektlaufzeit verblieben wäre.

Auf Grund dieser Punkte versuchte man früh bereits einen analytischen Lösungsansatz, der sich als realisierbar zeigte, zu verfolgen. Dies stellt gleichzeitig eine real exakte Lösung dar und ist dahingehend sogar besser als eine KI-Lösung einzustufen.

2 Ergänzungen zur technischen Arbeit

2.1.1 Wichtigste Positionen des zahlenmäßigen Nachweises

- Personalkosten für Entwicklung, Implementierung und Verifizierung der Algorithmen sowie Projektmanagement und Transferleistung.
- Reisekosten für Projekttreffen und außenwirksame Events (u.A. Konferenzen).
- Hardwarekosten für die Verifikation der erarbeiteten Algorithmen am Prüfstand.

2.1.2 Notwendigkeit und Angemessenheit der Projektarbeit

Die Notwendigkeit besteht allein schon durch die Beurteilung und Förderung durch die EU und das BMBF. Die erzielten Ergebnisse stellen eine wissenschaftliche Neuheit dar und zeigen klare Vorteile wie gesteigerte Effizienz, Einsparung von EoL Tests und Alterung/Fehler-Identifikation. Die Arbeit wurde entsprechend des Projektplans vollumfänglich durchgeführt.

2.1.3 Voraussichtlicher Nutzen

Die Algorithmen dienen einer Promotion und sollen in kommenden Projekten ausgeweitet werden im Sinne von Stabilität, Robustheit, Genauigkeit und Betriebsbereich. Zusätzlich soll das Verfahren in Richtung Serienreife weiterentwickelt werden. Entsprechende Anträge sind Stand Beginn 2025 in Bearbeitung. Der Mehrwert ist vor allem für die Automobilindustrie interessant. Die benötigten, teuren Sensoren sind jedoch noch ein zu bewältigendes betriebswirtschaftliches Hindernis.

2.1.4 Bekannt gewordene Fortschritte

Die HSO führte während der Projektlaufzeit wiederholt Literaturrecherchen durch, um thematisch relevante Publikationen zu identifizieren. Im Rahmen der Projektlaufzeit wurde nichts dergleichen bekannt.

2.1.5 Erfolgte und geplante Veröffentlichungen

Projektziel 1: 6lVI ANPC Gate Signal Erzeugung

- S. Haehnlein, J. P. Degel and C. Kloeffer, "Online Identification of Semiconductor Switching Times in Inverters with Inductive Load Using an FPGA and Potential Separated Comparators," *2023 Joint International Conference on Digital Arts, Media and Technology with ECTI Northern Section Conference on Electrical,*

Electronics, Computer and Telecommunications Engineering (ECTI DAMT & NCON), Phuket, Thailand, 2023, pp. 296-301, doi:
10.1109/ECTIDAMTNCN57770.2023.10139454.

Projektziel 2: In-Situ Diagnose Algorithmus

- J. P. Degel, S. Haehnlein, L. Boschert, C. Kloeffer and M. Doppelbauer, "Extended algorithm for current slope estimation in inverter fed synchronous machines," 2023 Joint International Conference on Digital Arts, Media and Technology with ECTI Northern Section Conference on Electrical, Electronics, Computer and Telecommunications Engineering (ECTI DAMT & NCON), Phuket, Thailand, 2023, pp. 273-278, doi:
10.1109/ECTIDAMTNCN57770.2023.10139562.

Projektziel 3: Effiziente Antriebsregelung

- (geplant) J. P. Degel, S. Haehnlein, L. Boschert, C. Kloeffer and M. Doppelbauer, "A novel method of online reference current calculation using inverter induced current slopes in interior permanent magnet synchronous machines" 2025

Referenzen

- [1] T. Brückner und H. Grahame, „Optimal Pulse-Width Modulation for Three-Level Inverters,“ IEEE Xplore, 2005.
- [2] J. Dodge, „ Σ L-ANPC vs 3L-NPC Inverters,“ UnitedSiC, 2020.
- [3] Y. Jiao und C. Lee, „New Modulation Scheme for Three-Level Active Neutral-Point-Clamped Converter with Loss and Stress Reduction,“ IEEE Xplore, 2015.
- [4] M. M. R. Isermann, Identification of Dynamic Systems, pp. 501 ff, 2011.
- [5] E. Clarke, Circuit Analysis of AC Power Systems. Vol. 1., New York: J. Wiley & sons, 1943.
- [6] R. H. Park, „Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I,“ in *Trans. Am. Inst. Electr. Eng.*, vol. 48, no. 3, pp. 716–727,, 1929, doi: 10.1109/T-AIEE.1929.5055275.
- [7] A. D. a. M. D. J. Richter, „Iron loss and parameter measurement of permanent magnet synchronous machines,“ in *2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, pp. 1635–1641, Berlin, Germany, 2014.
- [8] U. Nuß, Hochdynamische Regelung elektrischer Antriebe, 2. Auflage, Berlin, Offenbach: VDE Verlag, 2017.
- [9] M. Ott, Identifikation und Kompensation produktionsbedingter Abweichungen im elektrischen Antrieb von Elektro- und Hybridfahrzeugen, Paderborn: UB_PAD, 2019.
- [10] Š. a. Marčič, „Magnetically Nonlinear Dynamic Models of Synchronous Machines and Experimental Methods for Determining their Parameters,“ *Energies*, vol. 12, no. 18, p. 3519, p. doi: 10.3390/en12183519, 2019.
- [11] T. A. Hettlich und F. Hettlich, Mathematik, 3rd ed. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2015.
- [12] J. A. M. a. J. L. Willems, „Reciprocity relations for the mutual inductances between orthogonal axis windings in saturated salient-pole machines,“ in *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, vol. 26, no. 1, pp. 107–114, 1990, doi: 10.1109/28.52681.
- [13] T. H. F. K. C. K. U. L. K. S. H. Arens, Mathematik, Berlin: Springer Berlin Heidelberg, 2015.
- [14] I. H. W. Bronštejn, Springer-Taschenbuch der Mathematik, Wiesbaden: Springer Spektrum, 2013.

- [15] M. Schoukens, „Improved Initialization of State-Space Artificial Neural Networks,“ in *European Control Conference (ECC)*, Delft, Netherlands, 2021, pp. 1913-1918, doi: 10.23919/ECC54610.2021.9655207, 2021.