



Schweizerische Eidgenossenschaft  
Confédération suisse  
Confederazione Svizzera  
Confederaziun svizra

Eidgenössisches Departement für  
Umwelt, Verkehr, Energie und Kommunikation UVEK  
**Bundesamt für Energie BFE**

**Schlussbericht** 15. November 2009

---

# **Effizienzsteigerung eines hocheffizienten IEC 3kW Permanent-Magnet-Motors inklusiv energetische Messung als Pumpenanwendung**

---

**Auftraggeber:**

Bundesamt für Energie BFE  
Forschungsprogramm Elektrizitätstechnologien & -anwendungen  
CH-3003 Bern  
[www.bfe.admin.ch](http://www.bfe.admin.ch)

**Auftragnehmer:**

CIRCLE MOTOR AG  
Tannackerstrasse 25  
CH-3073 Gümligen  
[info@circlemotor.ch](mailto:info@circlemotor.ch) [www.circlemotor.ch](http://www.circlemotor.ch)

**Autoren:**

Markus Lindegger, dipl.el.Ing.HTL, CIRCLE MOTOR AG  
Prof. Hans-Peter Biner, dipl.el.Ing.ETHZ, Hochschule Westschweiz  
Blaise Evéquoz, dipl.el.Ing.HTL, Hochschule Westschweiz  
Prof. Dr. Dominique Salathé, dipl.el.Ing.ETHZ, Hochschule Luzern Technik und Architektur

**BFE-Bereichsleiter:** Dr. Michael Moser

**BFE-Programmleiter:** Roland Brüniger

**BFE-Vertrags- und Projektnummer:** 153338 / 100915

Für den Inhalt und die Schlussfolgerungen ist ausschliesslich der Autor dieses Berichts verantwortlich.

# Zusammenfassung

Die IEC Norm 60034-30 legt neu internationale Standards zur Effizienz von Elektromotoren fest. IE1 ist standard efficiency, IE2 ist high efficiency und IE3/IE4 sind die Premiumklassen. Circle Motor AG geht davon aus, dass Wirkungsgrade entsprechend den Premiumklassen bei Leistungen kleiner 22kW, besser mit Permanent-Magnet-Motoren zu erreichen sind als mit Asynchronmotoren. Die Ziele dieser Arbeit sind, einen Gesamtwirkungsgrad von 90% des hocheffizienten Permanent-Magnet-Motors zusammen mit dem elektronischen Wechselrichter bei 3kW Nennlast zu erreichen und Messungen als Pumpenanwendung durchzuführen.

Die Wirkungsgradmessungen haben schlechtere Leistungsdaten als erwartet ergeben, sowohl für den Umformer, als auch für den Motor. Der Grund liegt beim grösseren Eisenverlust im Motor, welcher durch die Hochfrequenz-Ströme des Wechselrichters erzeugt wird, sowie beim grösseren ohmschen Kupferwiderstand der Motorenwicklung, hervorgerufen durch die gewählte Fertigungsmethode.

Der gebaute Permanent-Magnet-Motor ohne Umrichter, jedoch betrieben mit gefilterten Strömen erreichte bei Nennleistung einen Wirkungsgrad von 89.5% und entspricht damit der Premiumklasse IE3. Im Generatorbetrieb steigt die Effizienz auf 92.8%.

Positiv ist zu bewerten, dass gezeigt werden kann, dass Wechselrichter mit sehr geringen Standby Verlusten realisierbar sind. Die gemessene Standby-Leistung ist 160mW.

Bei Entwicklungen und Forschungsaktivitäten in den Premiumklassen muss man sich bewusst sein, dass jedes Detail über Erfolg oder Misserfolg entscheidet. Es handelt sich dabei im Wesentlichen um das Gebiet der Zusatzverluste von el. Maschinen. Im Bericht wird alles aufgeführt, was zum Thema Zusatzverluste während der aktuellen Arbeit bekannt wurde.

Das Konzept einer Antriebssteuerung aus einem früheren Projekt hat sich Effizienz-bezogen als überlegen gezeigt. Der gesamte Wirkungsgrad dieser Antriebssteuerung zusammen mit einem Synchronmotor und den Erkenntnissen aus dieser Arbeit, würde dann bei 90% liegen.

Der Gesamtwirkungsgrad Motor und Wechselrichter in diesem Auftrag liegt im Bereich eines Asynchronmotors der Effizienzklasse IE2 mit Frequenzumrichter. Aus diesem Grund wurde von energetischen Messungen als Pumpenanwendung abgesehen.

# Resumé

La norme CEI 60034-30 définit de nouveaux standards pour la classification des machines électriques tournantes selon leur rendement : IE1 pour un rendement « standard », IE2 pour un « Haut rendement » et IE3 / IE4 pour un rendement « Premium ». Pour des puissances inférieures à 22kW, Circle Motor AG part du principe qu'il est plus aisé d'atteindre la classe de rendement « Premium » avec des moteurs à aimants permanents qu'avec des moteurs asynchrones. Le but de ce travail est d'obtenir un rendement global de 90% pour un entraînement complet constitué d'un moteur haute efficacité à aimants permanents et d'un convertisseur électrique, pour une puissance nominale de 3kW. Il est également prévu de mesurer les performances de ce système pour une application de pompage.

Les rendements mesurés se sont avérés plus faibles que prévu, aussi bien pour le convertisseur que pour le moteur. Les pertes fer du moteur provoquées par la génération d'harmoniques de courant haute-fréquence dans le convertisseur ainsi que les pertes cuivre importantes avec le type de bobinage retenu pour la fabrication du moteur sont à l'origine de la diminution des performances.

La suppression des composantes hautes fréquences du courant d'alimentation à l'aide d'un filtrage adéquat permet au moteur d'atteindre 89.5% de rendement, ce qui le range dans la classe «Premium» IE3. Le rendement mesuré en mode générateur est de 92.8%.

Un aspect positif notoire est la diminution des pertes en «Standby» du convertisseur. Celles-ci sont ramenées à 160 mW.

Relevons encore que durant la phase de recherche et de développement d'un entraînement de classe «Premium» chaque détail a son influence sur la réussite du projet. Une attention particulière doit être portée sur les pertes additionnelles de la machine électrique. Toutes les connaissances acquises au niveau de la maîtrise de ces pertes sont soigneusement décrites dans ce rapport.

Le concept d'un système d'entraînement développé dans le cadre d'un projet antérieur nous a permis d'obtenir de très bonnes performances. L'utilisation de ce système d'entraînement accouplé à un moteur synchrone ainsi que l'exploitation des connaissances acquises durant ce travail permettraient d'obtenir un rendement global de 90%.

Le rendement global du groupe convertisseur/moteur étudié dans ce rapport correspond à celui d'une machine asynchrone de classe IE2 couplée à un variateur de fréquence. Ce résultat justifie l'abandon des mesures de performance dans le cas de l'application de pompage.

## Abstract

The IEC norm 60034-30 defines new international standards for efficiency of electric motors. IE1 is standard efficiency, IE2 is high efficiency, and IE3/IE4 are the premium class. Circle Motor AG assumes that the premium class efficiency factor for motors with power less than 22kW is easier to achieve with Permanent-Magnet-Motors enhanced by electric inverters than with asynchronous motors. The goal of this work is to achieve an overall “efficiency factor” of 90% through a high-efficiency 3kW-rated input Permanent-Magnet-Motor enhanced with an electric inverter, and then to perform measurements on the pump drive.

The “efficiency factor” measurement results showed worse performance than expected for both the inverter and the motor. One reason is due to high iron losses in the motor that are produced by high frequency currents of inverter. Another reason is the relatively high ohmic resistance of the copper motor winding caused by the chosen coil production method.

By filtering high frequency currents at the rated power, the motor efficiency factor reaches up to 89.5%, which complies with premium class IE3. In generator mode the efficiency reaches 92.8%.

We note that the positive result of this work is that the inverter can be produced with very low standby power losses - in our current work with 160 mW.

It is necessary to admit that every detail can be responsible for success or failure during research and development activities of premium class motors. The optimization activities mainly belong to the area of additional losses of electric machines. In this report we have encountered all research results on the theme of Additional Losses that resulted from the current research work.

The concept of drive control from the previous research project has shown itself as efficiency aware. The total efficiency factor of 90% can be reached by a system coupling a drive controller with a synchronous motor and the “know how” from this work.

The total efficiency of motor and inverter is in the range of asynchronous motors belonging to the IE2 efficiency class with a frequency converter. This is why energy measurements such as pump application have been excluded.

# Einleitung

Die BFE Studie „Wirtschaftlichkeit, Anwendungen und Grenzen von effizienten Permanent-Magnet-Motoren,“ [1] zeigt auf, dass der Wirkungsgrad bei den Permanent-Magnet-Motoren bis in den Leistungsbereich von 100kW, höher liegt als bei vergleichbaren Asynchronmotoren (Normmotoren). Die IEC Norm 60034-30 legt neu internationale Standards zur Effizienz von Elektromotoren fest. Die neue Norm gliedert die Effizienz in IE Stufen ein. Mit steigendem Zahlenwert erhöht sich die Effizienz. IE1 ist standard efficiency und entspricht der alten EFF2 Klasse. High efficiency IE2 entspricht EFF1 und übergeordnet sind mit IE3, IE4 die neuen Premiumklassen. Circle Motor AG geht davon aus, dass Wirkungsgrade, entsprechend der Premiumklasse, technisch und wirtschaftlich gesehen, besser mit Permanent-Magnet-Motoren zu erreichen sind (im Leistungsbereich <22kW), als mit Asynchronmotoren. Dies begründet sich einerseits in den vermiedenen Stromwärme- und Ummagnetisierungsverlusten im Permanent-Magnet-Rotor und andererseits im signifikanten kleineren Bedarf an Rohstoffen (Kupfer, Elektroblech, Aluminium) für die Herstellung eines Permanent-Magnet-Motors. Eine Kostenrechnung [2] zeigt auf, dass der Permanent-Magnet-Motor mit dem Asynchronmotor in Konkurrenz treten kann, wenn Drehzahlverstellung gewünscht wird. Hier liegt auch das grösste Energiesparpotenzial bei drehzahlverstellbaren Pumpen, Ventilatoren und Kompressoren.

## Ausgangslage

Ein gebauter IEC 3kW Permanent-Magnet-Motor mit zugehöriger Steuerung [2] zur Drehzahlverstellung erreichte einen Gesamtwirkungsgrad von 88.5%. (Siehe Abb1, PMM-Drive/BLDC-Motor). Mit dem Vorteil des drehzahlvariablen Betriebs ist dieser Gesamtwirkungsgrad immer höher, als der eines gemessenen, direkt mit dem Netz verbundenen Asynchronmotors der Klasse IE2. Der hergestellte Permanent-Magnet-Motor wiegt rund 10kg weniger als der gekaufte Asynchronmotor. Die Unterteilung des Wirkungsgrads zeigt 92% für den 3kW Permanent-Magnet-Motor und 96.5% für die zugehörige Steuerung.

Wirkungsgrad [%]

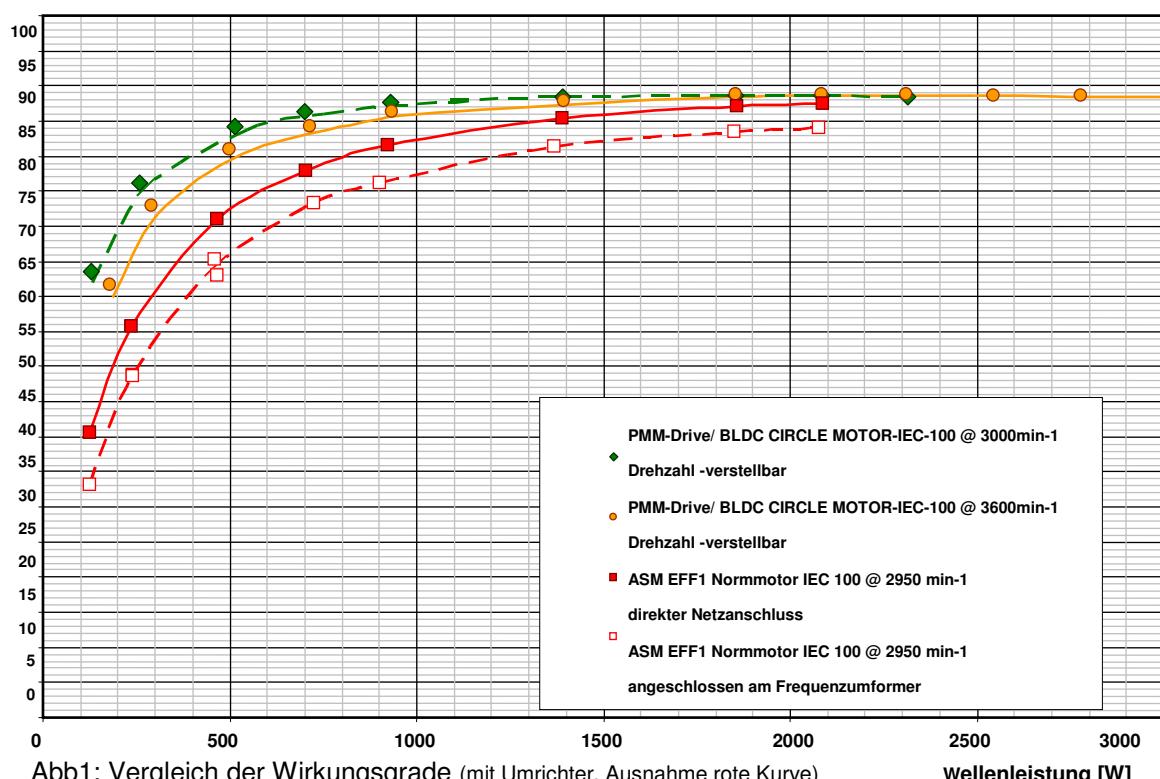


Abb1: Vergleich der Wirkungsgrade (mit Umrichter, Ausnahme rote Kurve)

Wellenleistung [W]

## Bedeutung des Projekts

Mit dem aktuellen Forschungsauftrag, soll ein Beitrag zur Steigerung von hocheffizienten Elektromotoren am Markt geleistet werden, mit dem Ziel, das bekannte Sparpotenzial an el. Energie weiter auszuschöpfen, welches im Bereich der IEC Normmotoren vorhanden ist. Als Sofortmassnahme könnten defekte IE1 Asynchronmotoren schnell und einfach über die genormte Wellen-Flansch Verbindung mit hocheffizienten IEC Permanent-Magnet Motoren ersetzt werden. Bei einer zukünftigen gesetzlichen Festlegung von Mindestwirkungsgraden, entsprechend den Premiumklassen IE3/IE4, sind die Forschungsgrundlagen bereits erstellt, falls sich die Permanent-Magnet-Technik als überlegen zeigen sollte, was technisch und wirtschaftlich anzunehmen ist.

Das Einsparpotential wurde mit **60 Mio kWh<sub>el</sub> pro Jahr ermittelt**, wenn **in der Schweiz alle 3kW IEC Normmotoren** der Klasse IE1 mit der Variante 3kW Permanent-Magnet-Motor inkl. Steuerung ersetzt würden [2].

## Ziel der Arbeit

In dieser weiterführenden Arbeit sind, bei Projektabschluss folgende Ziele formuliert:

- **Einen Gesamtwirkungsgrad von 90% des IEC 3kW Permanent-Magnet-Motors mit der zugehörigen Steuerung** bei Nennlast von 3kW.
- **Durchführung eines Pilotprojekts bei der Biral AG.** Damit wird erstmals der 3kW Permanent-Magnet-Motor mit der Steuerung einem Last- und Drehzahlspiel in einer realen Anlage betrieben und die beim **Prozess verbrauchte Energie** bestimmt und verglichen.

## Methode

Die Arbeiten zu diesem Projekt sind wie folgt aufgeteilt.

Die Hochschule Luzern berechnete den hocheffizienten Permanent-Magnet-Motor mit dem *finiten Element Programm FEMAG*.

Die Hochschule Wallis entwickelte eine neue Topologie zur Leistungselektronik, sowie einen hocheffizienten Schaltregler, welcher geringe Standby Verluste des Umrichters ermöglicht. Die entwickelte Elektronik wurde gebaut und getestet.

Circle Motor AG leitete das Projekt, und baute den hocheffizienten Permanent-Magnet-Motor mit dem zugehörigen Steuerschrank zur Aufnahme der Leistungselektronik.

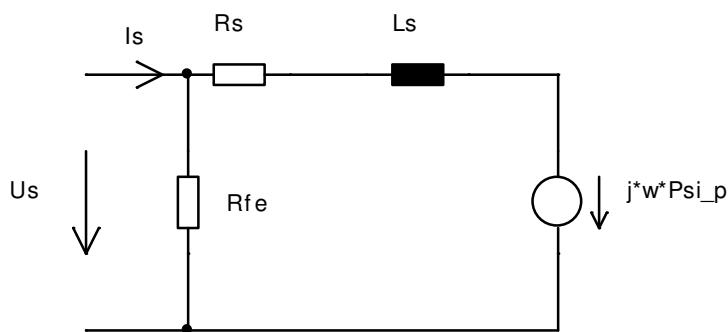
# Durchgeführte Arbeiten und erreichte Ergebnisse

## Arbeit der Hochschule Luzern

### Ausgangslage

Die Ausgangslage für die Auslegung des hocheffizienten Permanent-Magnet-Motors bilden die Daten der zuvor gebauten Maschine BLDC CM-IEC 3kW. Der Vorteil dabei liegt in der genauen Kenntnis von Daten, die durch Messung genauer bestimmt werden konnten als durch Berechnung. Diese Daten sind die Zusatzverluste durch mech. Reibung, die Vergrösserung des ohmschen und induktiven Widerstands der beiden Wickelköpfe des Stators. Die Vorgehensweise bei der Berechnung besteht deshalb darin, das bestehende FEMAG Maschinenmodell, welches mit dem BLDC CM-IEC 3kW Motor gut übereinstimmt, weiter zu verwenden und mit den später gezeigten Massnahmen nach dem höchsten Wirkungsgrad zu suchen.

Unten folgend sind alle Daten des Vorgängers BLDC CM-IEC 3kW aufgeführt, der mit dem brushless DC Verfahren bei Nennlast einen Wirkungsgrad von 92% erreichte.



Schema 2: Ersatzschaltbild des Permanent-Magnet-Motors

Symbol	Einheit	Messbedingungen	Beschreibung	BLDC CM-IEC-3kW
$R_s$	$\Omega$	$I = I_n$	Statorwiderstand	0.846
$L_s$	H	$I = I_n / 5 / f_e = 200\text{Hz}$	Ständerinduktivität	7.86E-3

Tabelle 3 beinhaltet die verketteten elektrischen Kennwerte, die mit Hilfe verschiedener Methoden gemessen wurden (DC, Leerlauf, blockierter Rotor).

Symbol	Einheit	Messbedingungen	Beschreibung	BLDC CM-IEC-3kW (3000 / 3600 min <sup>-1</sup> )
P <sub>cu</sub>	W	n = n <sub>n</sub> / U = U <sub>n</sub>	Kupferverluste Im Leerlauf	<0.1 / 0.1
P <sub>mec</sub>	W	n = n <sub>n</sub>	Mechanische Verluste Im Leerlauf	29 / 35
P <sub>fe</sub>	W	n = n <sub>n</sub> / U = U <sub>n</sub>	Eisenverluste Im Leerlauf	50 / 72
P <sub>tot</sub>	W	n = n <sub>n</sub> / U = U <sub>n</sub>	Gesamte Leerlaufver- luste	79 / 107

Die Tabelle 4 zeigt die Leerlaufverluste und deren Zusammensetzung

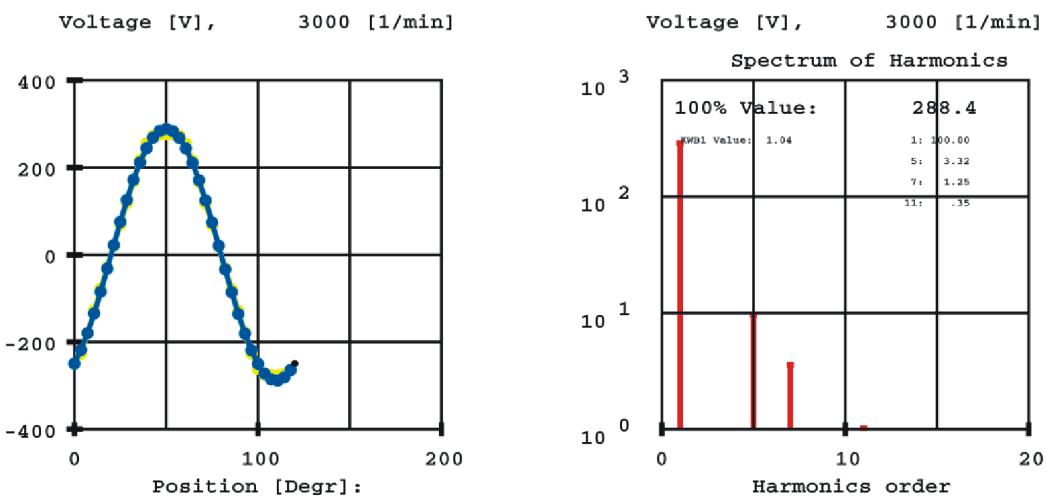


Diagramm 5 und 6 bilden die induzierte Spannung ab.

Die blaue Linie (Diagramm 5) stellt die sinusförmige Grundschwingung dar. Die von der blauen Linie verdeckten noch schwach sichtbare gelbe Linie ist der Spannungsverlauf einer verketteten induzierten Wicklungsspannung, wie diese in Wirklichkeit beim BLDC CM-IEC 3kW Motor bei 3000U/min und 20 Leitern pro Nut auftritt. Diagramm 6 führt die Oberwellen auf. Bei einem Drehstromsystem mit einer el. Maschine in Sternschaltung treten nur Oberwellen von 5ter und 7ter Ordnung auf. Oberwellen mit gerader Zahl sind naturgemäß nicht vorhanden und Oberwellen ab 7ter Ordnung sind bei einer vernünftigen Auslegung unbedeutend. Bei der Auslegung von Synchronmaschinen ist es energetisch vorteilhaft nur die Grundwelle zu erzeugen und bei den brushless DC Maschinen durch geschickte Modulation der 5ten und 7ten Oberwelle mit der Grundwelle einen trapezförmigen Verlauf der induzierten Wicklungsspannung zu erhalten.

## Vorgehensweise

Die erste Massnahme zur Effizienzsteigerung besteht darin, die induzierte Wicklungsspannung zu erhöhen. Bei einer grösseren induzierten Spannung sinkt der Strombedarf, bei gleich bleibender Nennleistung und Nenndrehzahl. Ein kleinerer Strombedarf führt zu reduzierten Kupferverlusten im Stator und erhöht den Wirkungsgrad.

Die getroffenen Massnahmen sind: Reduzieren des Luftspaltes auf 1mm, der Einsatz von Magnetmaterialien mit höherer magnetischer Energiedichte und vergrössern der Höhe der Magnete.

Induzierte verkettete Spannung, Spitzenwert (BMN-48H, 1mm Luftspalt, Nuten 10° schräggestellt)

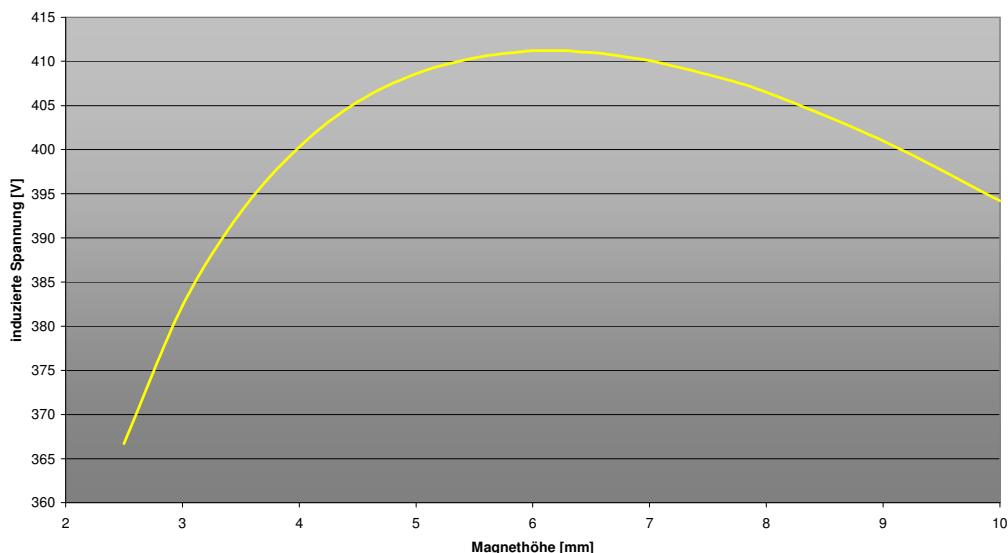


Diagramm 7 zeigt den Verlauf der induzierten Wicklungsspannung mit der Zunahme der Höhe der Magnete.

Das Optimum der induzierten Spannung wird bei einer Magnethöhe von rund 6mm erreicht. Die *FEMAG* Berechnungen zeigen aber, dass die Eisenverluste für die festgelegten Nenndaten von 3kW und 3000U/min schon bei einer Magnethöhe von 3.5mm mit 170W zu gross sind. Die Zunahme der Eisenverluste überwiegt den Gewinn aus der Reduktion der Kupferverluste, sodass das Optimum des Wirkungsgrads bereits überschritten ist. Für den besten Wirkungsgrad ist es deshalb nicht zwingend, das Magnetmaterial mit der höchsten Energiedichte, wie das *BMN-48* zu verwenden. Das Verfahren zur Optimierung auf besten Wirkungsgrad besteht im Gleichgewicht der Kupfer- zu den Eisenverlusten, wobei die Remanenz des Magnetmaterials erfahrungsgemäss bei 1.3 Tesla liegen soll. Mit dem Einsatz von Hochfrequenz Statorblechen könnten die Eisenverluste noch gesenkt und der Wirkungsgrad nochmals erhöht werden. Aus Kostengründen verbietet sich der Einsatz dieser Bleche für Industriemotoren und mit der verwendeten Qualität *M330-50A* ist ein verlustarmes Blech gewählt, dass sich preislich noch vertreten lässt.

Beim brushless DC Motor liegt der berechnete beste **Wirkungsgrad bei 93%**. Die Magnethöhe ist 2.5mm und die Magnetbreite 5.5mm. Die Wellenleistung beträgt 3040W, die Kupferverluste 55W, die Eisenverluste 145W und die Zusatzverluste 29W.

Für eine gute Effizienz muss die induzierte Wicklungsspannung beim brushless DC Motor einen trapezförmigen Verlauf aufweisen. Dieser Verlauf ergibt sich, wenn der gesamte Umfang des Rotors mit Permanent-Magneten bestückt ist. Für die Eisenverluste nachteilig ist dabei, dass die magn. Flussdichte über dem Umfang des Luftpaltes konstant bleibt. Würden einzelne Magnete pro Pol auf dem Rotor entfernt, so würden sich die Eisenverluste reduzieren und der Verlauf der induzierten Wicklungsspannung sich der Sinusform annähern. Diese Idee verfolgten wir mit der Berechnung eines Permanent-Magnet-Synchronmotors weiter. Den besten Wirkungsgrad aller Berechnungen erreichten wir beim Synchronmotor, mit der Entfernung von 2 der 7 Magneten pro Rotorpol mit gleichzeitiger Vergrösserung der Magnethöhe auf 3.5mm bei den noch vorhandenen 5 Magneten pro Pol.

Beim Permanent-Magnet-Synchronmotor liegt der berechnete beste Wirkungsgrad bei 95%. Die Magnethöhe ist 3.5mm und die Magnetbreite 5.3mm. Die Wellenleistung beträgt 3002W, die Kupferverluste 53W, die Eisenverluste 78W und die Zusatzverluste 29W.

Für beide Motoren wurde das Magnetmaterial *BMH 42* verwendet.

## Berechnete Daten aus FEMAG

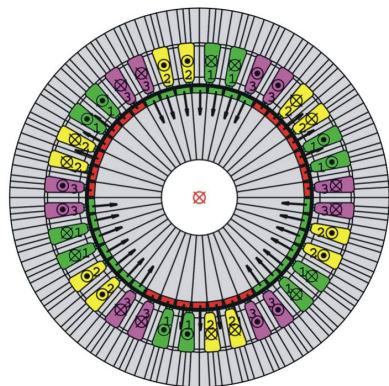


Abbildung 8: FEMAG Modell des BLDC Motors

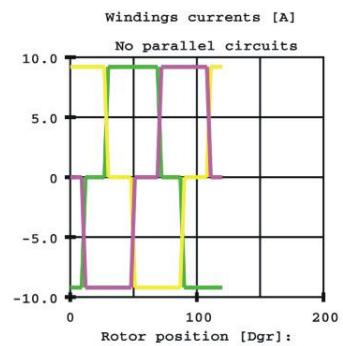


Diagramm 9: Phasenströme

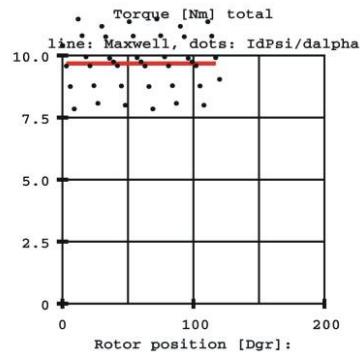


Diagramm 10: Nennmoment

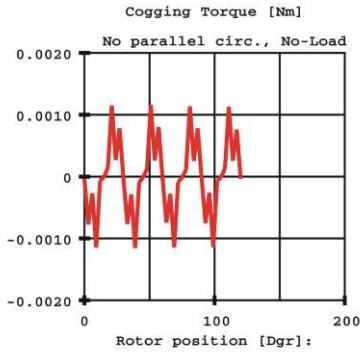


Diagramm 11: magn. Rastmoment

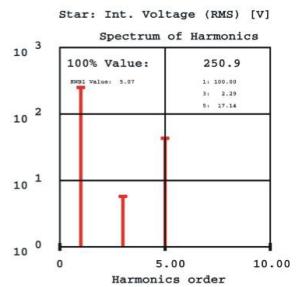
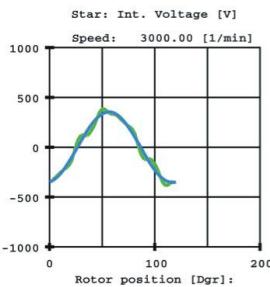
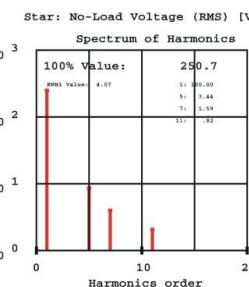
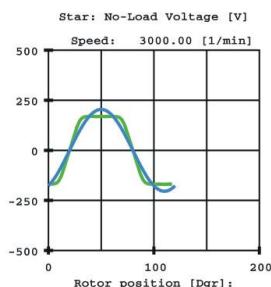
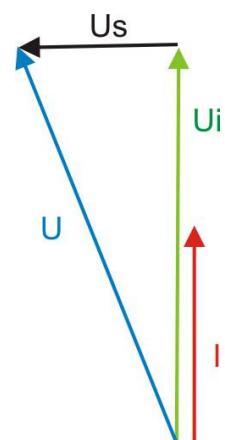


Diagramme 12 – 15: Verlauf der Leerlauf- und Nennspannung mit dem Oberwellenspektrum

Speed..... [1/min]: 3000  
Torque..... [Nm] : 9.68  
Term. Voltage [V] : 149.7  
Mach. Voltage [V] : 149.7  
Current..... [A] : 7.41  
Power..... [kW] : 3.09  
 $\cos \phi$ ..... : 0.930  
Angle I vs. Up [Degr] : 0  
Angle U vs. Up [Degr] : -21.92

Ld..... [H] : 0.0071  
Lq..... [H] : 0.0071  
Magn. Flux Psip [Vs] : 0.145  
Resistance Ra [Ohm] : 0.324  
Mach. Length.. [mm] : 70  
L external.... [H] : 0  
L end winding [H] : 0.0008000  
Rel. Number Turns : 1

Daten des BLDC Permanent-Magnet-Motors bei Nennlast



Vektordiagramm 16

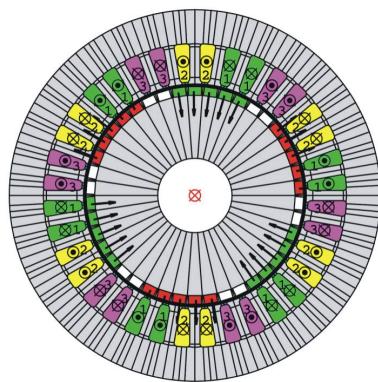


Abbildung 17: FEMAG Modell des Synchronmotors

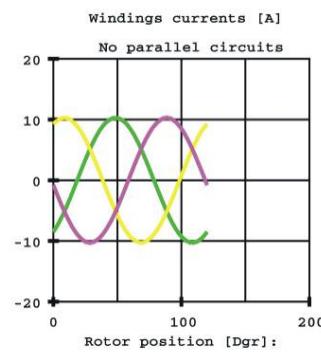


Diagramm 18: Phasenströme

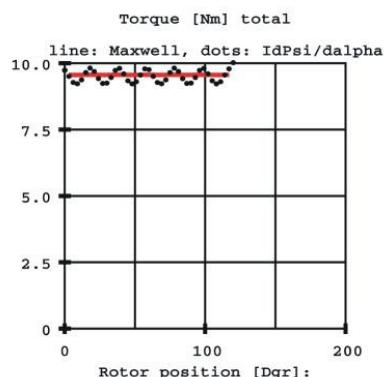


Diagramm 19: Nennmoment

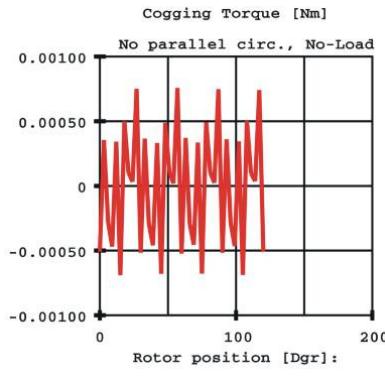


Diagramm 20: magn. Rastmoment

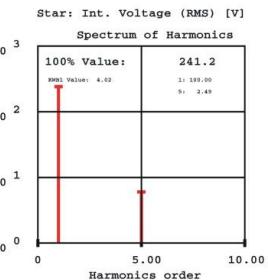
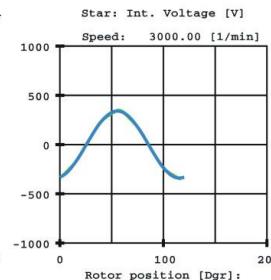
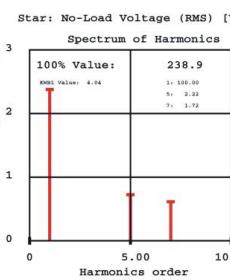
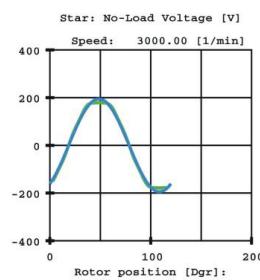
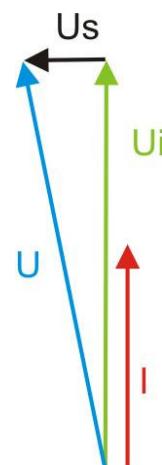


Diagramme 21 – 24: Verlauf der Leerlauf- und Nennspannung mit dem Oberwellenspektrum

Speed..... [1/min]: 3000  
 Torque..... [Nm] : 9.56  
 Term. Voltage [V] : 142.6  
 Mach. Voltage [V] : 142.6  
 Current..... [A] : 7.28  
 Power..... [kW] : 3.05  
 cos phi..... : 0.981  
 Angle I vs. Up [Degr] : 0  
 Angle U vs. Up [Degr] : -11.49

Ld..... [H] : 0.0033  
 Lq..... [H] : 0.0033  
 Magn. Flux Psip [Vs] : 0.146  
 Resistance Ra [Ohm]: 0.324  
 Mach. Length.. [mm] : 70  
 L external.... [H] : 0  
 L end winding [H] : 0.0008000  
 Rel. Nunber Turns : 1



Daten des Permanent-Magnet-Synchronmotors bei Nennlast

Vektordiagramm 25

## Weitere durchgeführte Untersuchungen

Die Welle des effizienten Permanent-Magnet-Motors aus der vorhergehenden Arbeit, lies sich ohne magnetisches Rasten leicht drehen. Der Grund für diese Eigenschaft liegt in der Schrägstellung des Statorblechs in axialer Richtung um genau eine Nut ( $10^\circ$ ). Diese Schrägstellung reduziert die induzierte Wicklungsspannung. In einer weiterführenden Untersuchung wurde geklärt, wie die induzierte Wicklungsspannung und das Rastmoment an der Welle bei einem ungeschrägten Stator ansteigen.

Daten	Magnetmaterial BMN-42H	
Luftspalt [mm]		1.2
Magnethöhe [mm]		2.5
Stator		
Schrägungswinkel [ $^\circ$ ] magnetischer Fluss [Vs]	0	10
induzierte Spannung [V]	0.361	0.356
Rastmoment [Nm]	340.5	336
	0.49	0.026

Tabelle 26 zeigt den Einfluss der Schrägung der Statornuten in axialer Richtung.

Dabei wurde das Motormodell im FEMAG einmal mit einem Statorschrägungswinkel von  $10^\circ$  und einmal mit ungeschrägtem Stator ( $0^\circ$ ) simuliert. Die Simulationen zeigten, dass das Rastmoment bei ungeschrägtem Stator unerwünscht hoch auf 0.5Nm ansteigt. Bei einem Wellendurchmesser von 28mm müsste beim Drehen der Welle von Hand eine Kraft von rund 35N angelegt werden. Die induzierte Spannung bei ungeschrägtem Stator nimmt gegenüber dem geschrägten Modell zugleich nur gering um 4 bis 5 V zu. Deshalb kann auf das Schrägen des Stators nicht verzichtet werden.

Ein weiterer Ansatz zur höheren Effizienz besteht in der Realisierung von Wicklungen mit mehr als 3 Phasen. Jede induzierte Spannung pro Nut bildet einen Spannungsvektor. Werden die Leiter der Wicklung durch mehrerer Nuten in Serie geschaltet, so ist der Betrag der resultierenden Anschlussspannung die vektorielle Addition der einzelnen Nutenspannungen. Wie aus Abbildung 28 ersichtlich, steigt der resultierende Wicklungsfaktor bei einem 6 Phasen System mit einem Stator mit 36 Nuten infolge fehlender Sehnung an. Der Wirkungsgrad gegenüber dem 3 Phasen System vergrössert sich jedoch nur um 0.6% wenn nur die Grundwelle der Wicklungsspannung betrachtet wird. Die Wicklungsspannung eines 6 Phasen-Systems ist aber stark mit Oberwellen belastet, sodass keine Steigerung der Effizienz erfolgt.

```

Number of poles      : 6      Number of slots      : 36
Harmonic order       : 1      Number slots sides : 36
Skew angle [Deg]     : 10     Total Windings factor: 0.955
linear skew

```

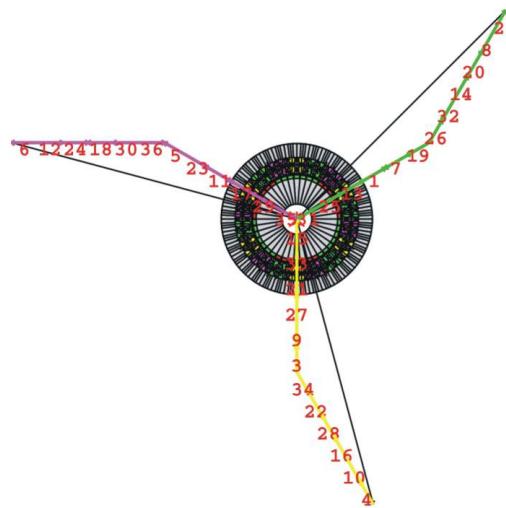


Abb 27: Spannungsstern und resultierender Wicklungsfaktor eines 3 Phasen-Systems.

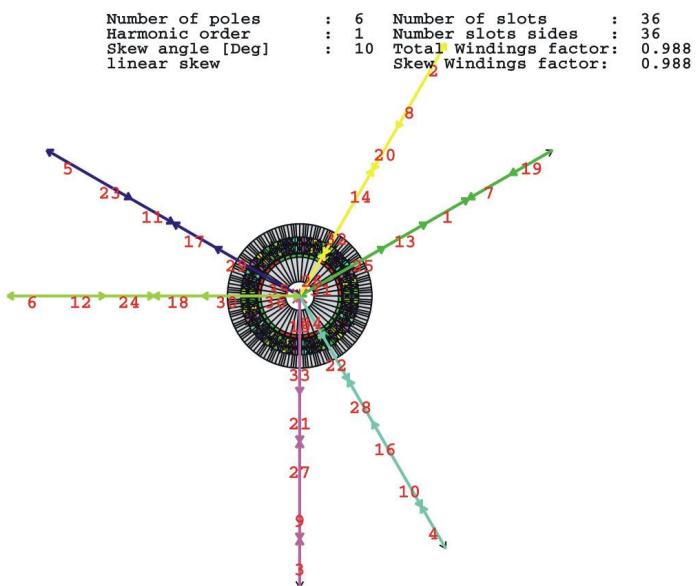


Abb 28: Spannungsstern und resultierender Wicklungsfaktor eines 6 Phasen-Systems

Bei der endgültigen Auslegung haben wir uns entschlossen die Eisenverluste bei einer Nenndrehzahl von 3000U/min grösser zu wählen, als die Kupferverluste. Damit wird bei Anwendungen mit Drehzahlverstellung, wie bei der Pumpenanwendung gefordert, Energie eingespart. Mit sinkender Drehzahl des Motors reduzieren sich die Eisen-, während die Kupferverluste bei gleich bleibendem Drehmoment konstant bleiben.

Zu bemerken sein noch, dass die Aussagen in diesem Bericht sich auf eine el. Maschine in den geometrischen Abmessungen der Grösse IEC 100, ausgeführt als Innenläufer, in einem Drehzahlbereich von 3000U/min und einigen kW Leistung gelten. Für andere Ausführungen und geforderte Daten, wie z.B. Kleinmotoren oder Motoren im bedeutend grösseren Leistungsbereich, werden sich effizienzbezogene Massnahmen, welche sich für den beschriebenen Motor günstig auswirken, ändern. So ist als Beispiel für einen Kleinstmotor eine eisenlose Wicklung aus Gründen der Herstellung und der Effizienz vorzuziehen.

# Arbeit der Hochschule Wallis HES-SO

An der HES-SO Wallis wurden Arbeiten zu möglichen Steuerverfahren für bürstenlose (brushless) DC Motoren, zum Entwurf des Umrichters und des Eingangsfilters und zur Entwicklung eines hocheffizienten Schaltreglers für die Speisung der Mess- und Steuerschaltungen durchgeführt, sowie die Messungen der charakteristischen Daten des Systems (Leerlaufverluste, Wirkungsgrad etc.).

## Steuerverfahren, Wahl des Konzepts

Verschiedene bekannte Methoden zur Regelung von brushless DC-Motor wurden untersucht zur Stabilisierung des Motorstroms und zur Verringerung der Drehmomentwelligkeit. Die verglichenen Methoden betreffen die klassische 6-Puls Steuerung, die 12-Puls Steuerung oder das Hinzufügen von Motorphasen.

Das Ziel der 12-Puls Steuerung oder der Erhöhung der Motorphasen liegt in der Reduktion der Welligkeit von Strom und Drehmoment. Dies bedeutet eine Reduktion der Spitzen- und Mittelwerte des Motorstroms durch Erhöhung des Wirkungsgrads bei gleich bleibender Leistung.

Da keine der bekannten Methoden eine deutliche Verbesserung erbrachte wurde eine neuartige Lösung für die Weiterführung des Projekts vorgeschlagen. Dabei befindet sich der Motor nicht mehr in Sternschaltung und jede Phase wird einzeln geregelt, unter Beibehaltung der 6- oder 12-pulsigen Steuerung.

Die Funktionsweise der einzelnen Methoden wird in den folgenden Kapiteln erläutert.

### Die 6-pulsige Methode

Insbesondere wurde das brushless Steuerungsverfahren mit den 6 Pulsen noch nicht auf bessere Effizienz untersucht. Abbildung 29 zeigt die 6 Phasen der Motorwicklungsspeisung. Der Schrittwechsel erfolgt bei 60 Grad. Abbildung 30 zeigt den Verlauf des gemessenen Stromes in einer Phase des Motors (3000W, 3600U/min). Diese Abbildung stammt aus der Studie «Effizienter IEC Permanent-Magnet-Motor (3kW)» [1]. Die Welligkeit des Stromes (5A Spitzen-Spitzenwert bei einem mittleren Strom von 10A) bewirkt eine Verringerung des Wirkungsgrades und erzeugt zusätzliche Geräusche.

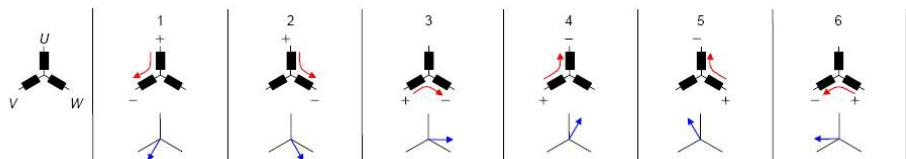


Abbildung 29: Phasenströme bei 6-pulsiger Steuerung.

iU-iV-iW (5A/div)

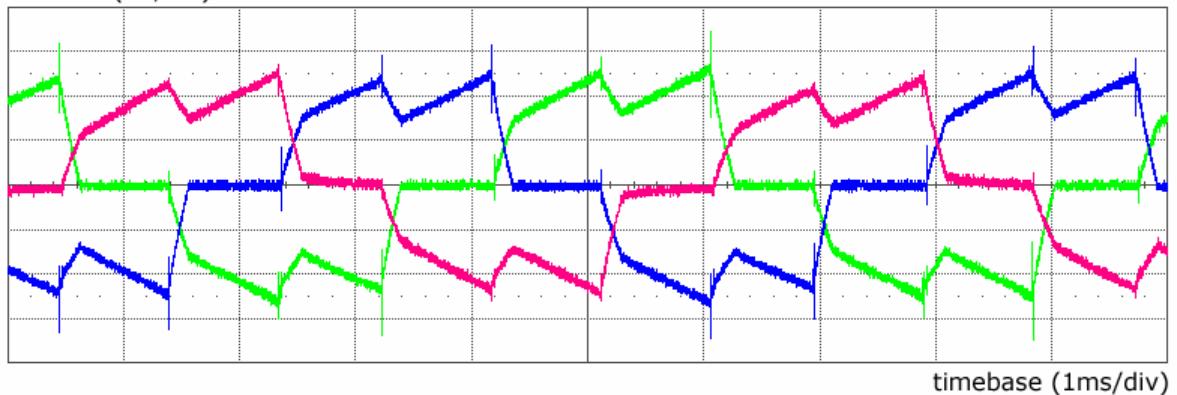


Abbildung 30: Verlauf des gemessenen Stroms in einer Phase des Motors bei der 6-pulsigen Methode

### Die 12-pulsige Methode

In der Literatur finden sich Verfahren, die sich positiv auf die Effizienz und Geräuschbildung auswirken. Mit Hilfe von Simulationen wurden das 6-pulsige Steuerverfahren mit der 12 Puls Methode verglichen. Abbildung 31 zeigt die 12 Phasen der Speisung der Motorwicklungen. Der Schrittwechsel erfolgt nach 30 Grad. In den Zwischenschritten, die im Vergleich zur 6-pulsigen Methode hinzugefügt wurden, werden die 3 Motorwicklungen gleichzeitig angesteuert.

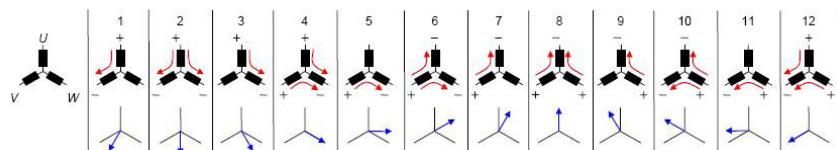


Abbildung 11: Phasenströme bei der 12-Puls Methode.

Die Abbildung 32 zeigt das Resultat einer Simulation mit der 12 Puls Methode. Es stellte sich heraus, dass die Welligkeit des Stromes und damit des Antriebsmoments verringert werden kann: Sie kann jedoch nicht vollständig unterdrückt werden.

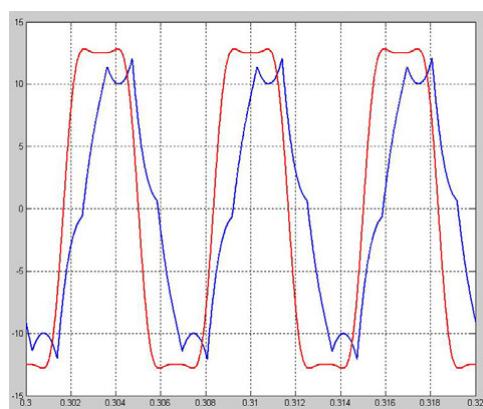


Abbildung 32: Verlauf des simulierten Stroms in einer Motorphase bei der 12 Puls Methode

## Erhöhung der Anzahl Phasen

Ein weiterer Ansatz besteht in der Realisierung von Wicklungen mit mehr als 3 Phasen. Die grössere Anzahl der Kommutierungen bei kleinerem Strom zeigt weniger Schwankungen im Drehmoment, verringert die Geräusche und erhöht den Wirkungsgrad. Die Kosten der Wechselrichterschaltung werden aber dadurch erheblich erhöht.

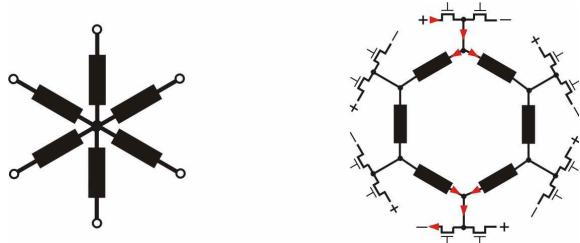


Abbildung 33. Möglichkeit von Wicklungen mit mehr als 3 Phasen

## Neuartige Topologie: Einzelphasensteuerung „Single Phase Control“

Ausgehend von den guten Resultaten der vorhergehenden Arbeiten wurde versucht, eine Schaltungstopologie zu finden, die mit 6- oder 12-pulsigen Verfahren arbeiten kann, mit stark verkleinerter Stromwelligkeit, unter der Annahme, dass die durch Hochfrequenzanteile erzeugten Verluste gering bleiben [2]. Eine Lösung wurde gefunden, die mit 2 Schaltern bei hoher Schaltfrequenz (Q7-Q8) und 6 Schaltern (Q1-Q6) bei tiefer Schaltfrequenz die Maschinenströme steuert (Abbildung 34):

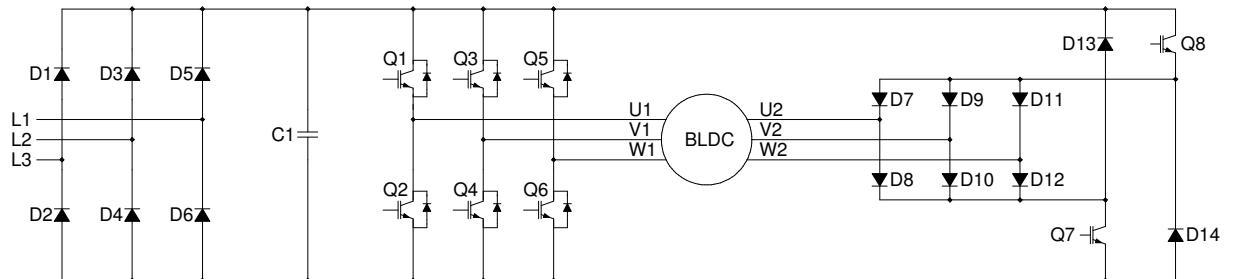


Abbildung 34: Neue Topologie zur Ansteuerung von brushless DC Maschinen

Diese Topologie weist folgende Vorteile auf:

- „Silizium“ - Lösung, minimaler Filteraufwand
- Hoher Wirkungsgrad
- Brushless DC : Blockströme ohne Welligkeit
- Sinusförmige Maschinenströme ebenfalls möglich
- Kostengünstig
- Im Motor integrierbar

# **Studie des „Single Phase Control“ Aufbaus**

## **Verdrahtungs-Schema des „Single Phase Control“ Aufbaus**

Abbildung 35 zeigt den Schaltplan eines brushless DC-Motors mit der Ersatzschaltung für jede Phase (Induktivität, Widerstand und Spannungsquelle in Serie). Im Unterschied zur klassischen Verdrahtung befindet sich die Maschine nicht mehr in Stern- oder Dreieckschaltung, vielmehr werden die positiven und negativen Pole der einzelnen Phasen individuell mit den Ausgängen des Wechselrichters verbunden. Zwei Abwärtsstellerschaltungen steuern die positiven (Q7-D13) und negativen Ströme (Q8-D14) der Maschine. Mit 6 Dioden (D7-D12) werden die Phasen gegenüber den Abwärtsstellern entkoppelt.

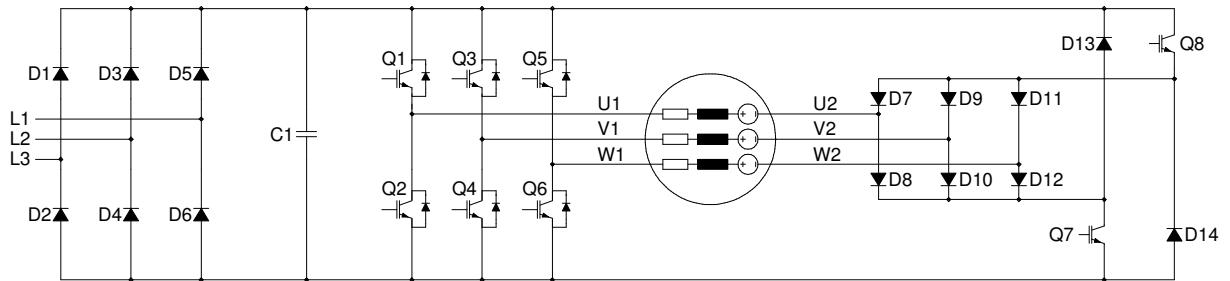


Abbildung 35: Neue Topologie mit Maschinenersatzschaltung

Die Topologie des "Single Phase Control" ermöglicht die Vorgabe des Stroms in einer Motor-entwicklung unabhängig vom Wechsel der Ströme in den anderen Wicklungen. Abbildung 36 zeigt das Ergebnis einer Simulation für diesen Aufbau. Der Rückgang des Stromes in der Mitte eines Blocks ist nicht mehr vorhanden. Die Anstiegszeit des Stromes zu Beginn des Blocks kann nicht verkleinert werden, weil sie von der vorhandenen Spannung vorgegeben ist. Um diese Anstiegszeit zu Verringern muss entweder die Induktivität der Maschine verringert oder die Spannung an den Motorwicklungen erhöht werden.

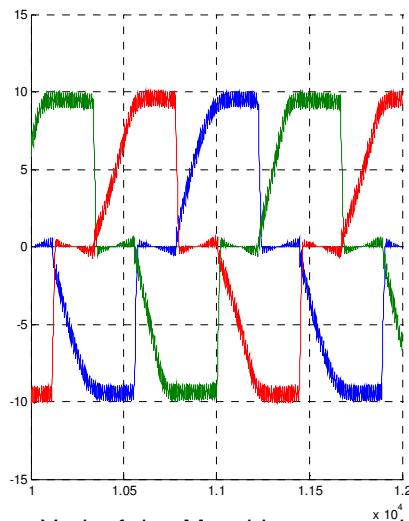


Abbildung 36: Simulierter Verlauf des Maschinenstroms bei der neuen Topologie.  $\times 10^3$

## Vereinfachtes Schema des „Single Phase Control“ Aufbaus

Ein vereinfachtes Schema erleichtert das Verständnis der Abwärtsstellerfunktion. Der Fall mit einem positiven Strom in der Phase U und einem negativen Strom in der Phase W wird in Abbildung 37 gezeigt. Daraus sind die Arbeitsweise des Abwärtsstellers mit den Elementen (Q7, D13) zur Bildung des positiven Motorenstroms sowie die Arbeitsweise des Abwärtsstellers mit den Elementen (Q8, D14) zur Bildung des negativen Motorenstroms ersichtlich.

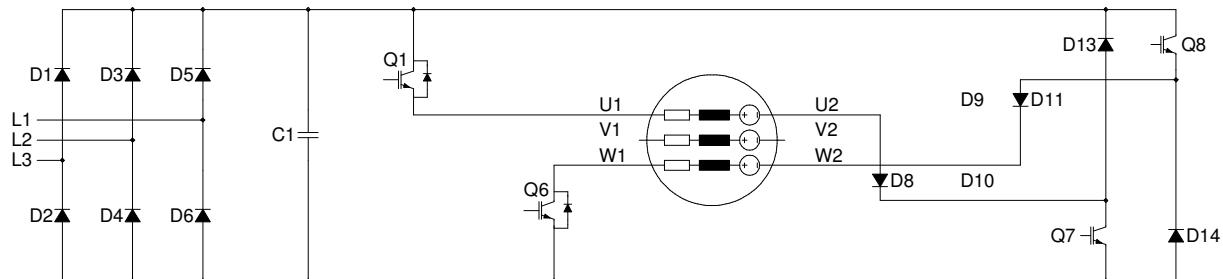


Abbildung 37: Vereinfachtes Schaltschema zur Funktion der Abwärtssteller.

Die Abbildung 37 führt zu folgenden Feststellungen:

- Die Induktivität des Motors wird für die Abwärtsteller verwendet. Damit werden zwei zusätzliche Drosselpulen eingespart.
- Es werden nur zwei schnelle Schalter benötigt. Mit 2 rekuperierenden Entlastungsnetzwerken können die Schaltverluste verringert werden. Die restlichen Schalter arbeiten bei tiefen Frequenzen mit vernachlässigbaren Schaltverlusten.
- Anstelle der Drosselpulen werden 6 Gleichrichterdioden zur Entkopplung der Phasen hinzugefügt.
- Um Kurzschlüsse zu vermeiden werden die beiden Abwärtssteller versetzt getaktet mit einem maximalen Tastverhältnis von 50%.

## Auslegung und Bau der Elektronik

Die Abbildung 38 zeigt die verschiedenen Elektronikaufbauten die an der HES-SO Wallis realisiert wurden:

- Hochfrequenz Filter
- Leistungsteil
- Hilfsspeisungen der Schaltungen
- DSP Signalprozessor mit Digital-Analogwandlern zum Test der Schaltungen
- Analoge Interfaceschaltung zur externen Steuerung oder Visualisierung von Signalen

Mit Ausnahme der Karte mit dem digitalen Signalprozessor (DSP) wurden die anderen vier Karten ausschliesslich für das aktuelle Projekt entwickelt. Der Leistungsteil wurde doppelt realisiert im Hinblick auf die Installation einer Schaltung bei der Firma Biral AG. Die folgenden Abschnitte beschreiben die einzelnen Karten.

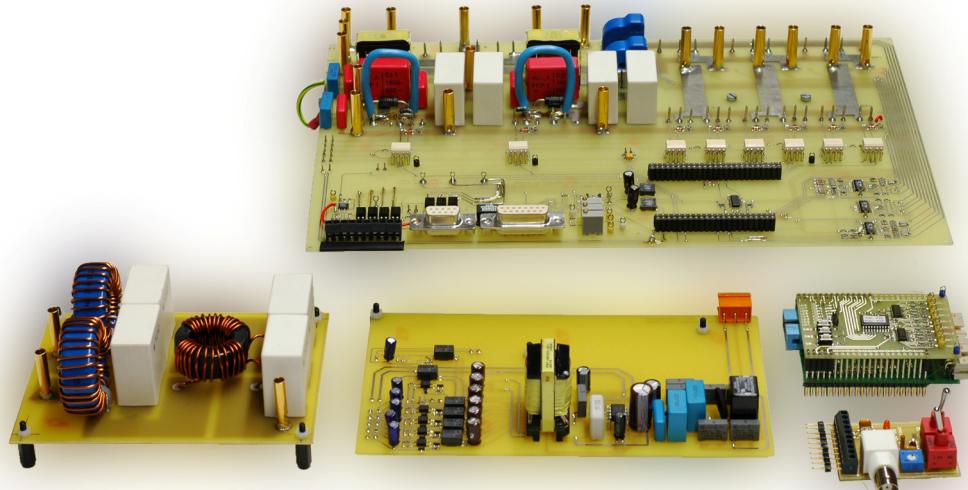


Abbildung 38: Illustration der Karten zur Realisierung der Messungen

Die Karten wurden mit einem minimalen Bedarf an Kabeln entwickelt. Abbildung 39 zeigt den Aufbau mit den verbundenen Karten: Nur die HF-Filttereinheit ist noch zu separat zu verkabeln.

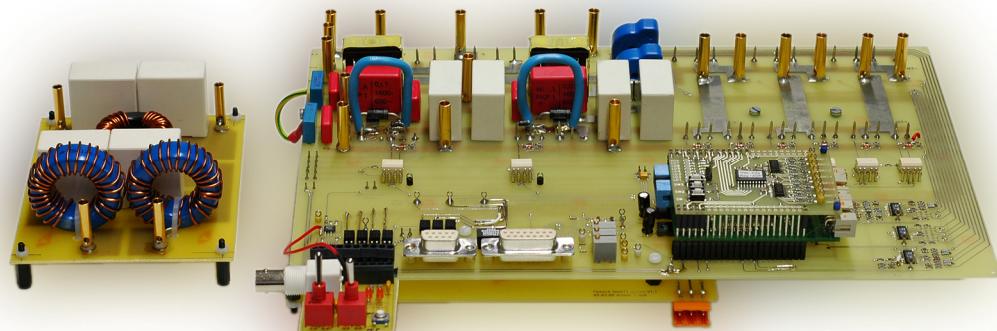


Abbildung 39: Zusammengesetzte Karten für die Durchführung der Messungen

Um die Messungen bei der Firma Biral AG durchführen zu können wurde ein Schaltschrank mit Kabelverbindungen und Ventilation vorbereitet.



Abbildung 40: Vollständiger Aufbau mit Schaltschrank für die Durchführung der Messungen.

### Eingangsfilter des Umrichters

Ein wichtiger Aspekt liegt in der Einhaltung der Normen bezüglich der netzgebundenen Störungen am Eingang der Steuerung. Die zulässigen niederfrequenten Stromober schwingungen werden in der Norm *EN/IEC 61000-3-2* beschrieben. In der Norm *EN 61000-6-2* werden leitungsgebundene Emissionen bis 30MHz und abgestrahlte Emissionen bis 1GHz festgelegt.

Zur Einhaltung dieser Normen wurden elliptische Filter basierend auf einer Gleichtaktfilterstruktur entworfen, die gegenüber üblichen Filtern folgende Vorteile aufweisen:

- Magnetische Auslegung nur auf Gleichtaktströme
- Geringe Baugröße
- Keine Resonanzprobleme mit dem Netz

Die Filter wurden mit dem realisierten Prototyp der Umrichterschaltung getestet.

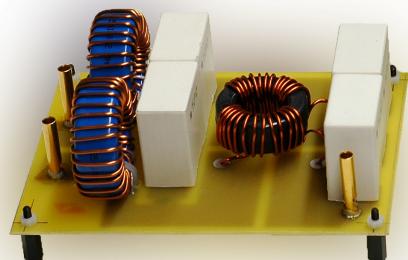


Abbildung 41: Hochfrequenzfilter

## Leistungsteil

Abbildung 42 zeigt den Leistungsteil der Steuereinheit. Auf dieser Karte befinden sich:

- Netzgleichrichter
- Zwischenkreiskondensatoren (ohne Elektrolyt)
- Zwei Abwärtsstellerschaltungen (für die positiven und negativen Ströme)
- Zwei Strommesswandler
- Ausgangswechselrichter zur Ansteuerung der Maschine

Wenn man die Entlastungsnetzwerke der beiden Abwärtssteller entfernt (was mit einer tieferen Schaltfrequenz möglich wäre) wird der geringe Platzbedarf des Aufbaus ersichtlich: Nur die 4 Zwischenkreis-Kondensatoren und die Strommesswandler bleiben. Bemerkenswert ist das Fehlen der beiden Drosselpulen die man üblicherweise für die Abwärtsstellerschaltungen benötigen würde.

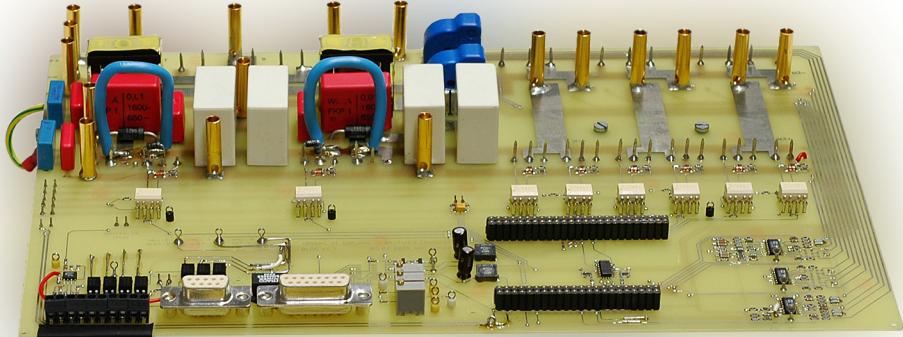


Abbildung 42: Karte mit Leistungsteil

## Hocheffizienter Schaltregler

Der Wirkungsgrad der Umrichterschaltung kann noch dadurch erhöht werden, dass für die Hilfsspeisungen hocheffiziente Schaltregler eingesetzt werden. In den bisher aufgebauten Prototypschaltungen wurden laborübliche Flyback Wandler mit hohen Standby-Verlusten (5W) und geringem Wirkungsgrad (< 50%) verwendet.

Ein neuer hocheffizienter Schaltregler wurde mit Hilfe der „**Green Mode Switch**“ Technologie entwickelt, die von verschiedenen Herstellern vorgeschlagen wird (Abbildung 43).



Abbildung 43: Hocheffizienter Schaltregler

Dank dieser Technologie können die Standby-Verluste minimiert werden. „Green Mode Switch“ sind autonome Wandler mit einem integrierten Hochspannungs-Transistor. Beim Einschalten der Netzspannung wird ihre Energie zum Aufstarten direkt aus der gleichgerichteten Netzspannung bezogen und anschliessend mit Hilfe einer Wicklung des Transfomers bereitgestellt.

Diese Schaltungen sind dank ihrer integrierten 500V bis 700V MOS-Transistoren speziell auf Flyback-Speisungen angepasst (Abbildung 44). Weiterhin sind unterschiedliche Optionen wie Strombegrenzung, Feedback-Eingang zur Regelung der Ausgangsspannung und Hilfsspannungsversorgung integriert.

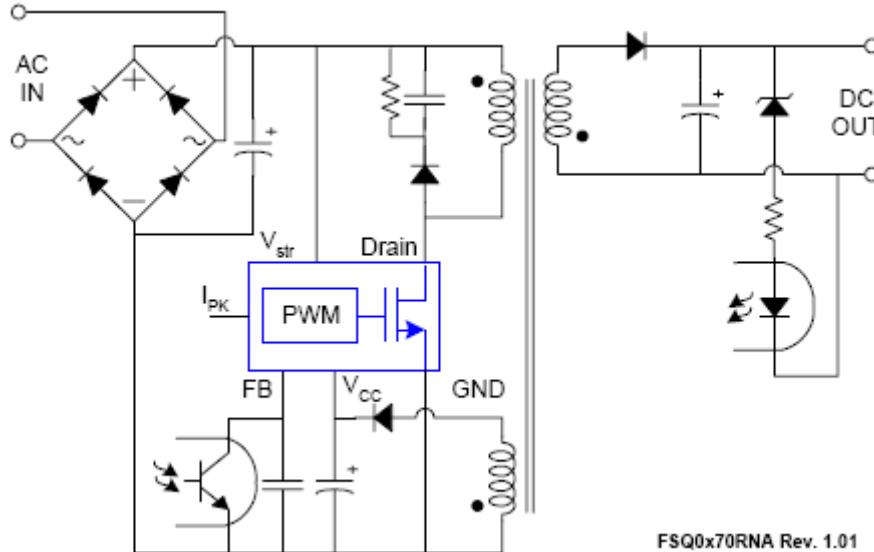


Abbildung 44: Prinzipschema einer Flyback-Speisung

Das Aufstarten des Wandlers wird mit Hilfe einer integrierten Stromquelle bewerkstelligt, die einen Kondensator auflädt, und so die notwendige Speisung bereitstellt. Nach dem erfolgreichen Aufstarten wird die Energieversorgung mit Hilfe einer Hilfswicklung des Transfomers realisiert. Die interne Stromquelle wird dabei ausgeschaltet.

Eine interne Shunt-Strommessung erlaubt die Strombegrenzung beim Aufstarten und im Fehlerfall. Einige Wandler weisen zusätzlich Softstartschaltungen auf, die den Strom- und Spannungsanstieg verlangsamen.

Die folgende Abbildung 45 zeigt den Spannungsanstieg des 5V Ausganges der realisierten Wandlerschaltung ohne Belastung

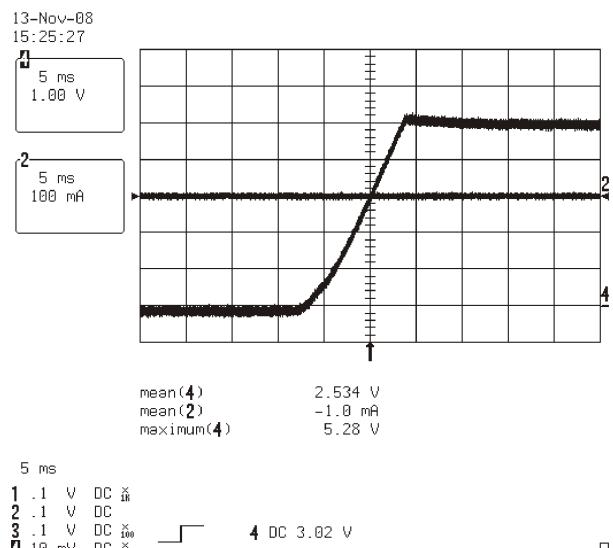


Abbildung 45:  
Aufstarten der Speisung  
ohne Last.

Wechselnde Kurve 4:  
Geregelte 5V Ausgangs-  
spannung  
(Start-Up 0V → 5V).

Mittlere Kurve 2:  
Ausgangsstrom (0A)

Üblicherweise ist ebenfalls eine Schaltung zur Temperaturüberwachung integriert um eine Überhitzung und damit die Zerstörung des Wandlers zu verhindern. Die folgende Abbildung 46 zeigt den inneren Aufbau einer Flyback-Wandler Steuerschaltung. Erkennbar sind unter anderem die Stromquelle zum Aufstarten (ICH), der Pulsbreitenmodulator zur Ansteuerung des Leistungstransistors (PWM, OSC, Gate DRIVER), der Shunt-Widerstand mit dem Eingang zur Festlegung der Strombegrenzung (IPK) und die Schaltung zur Regelung der Pulsbreite (FB, Normal, Burst).

**Internal Block Diagram**

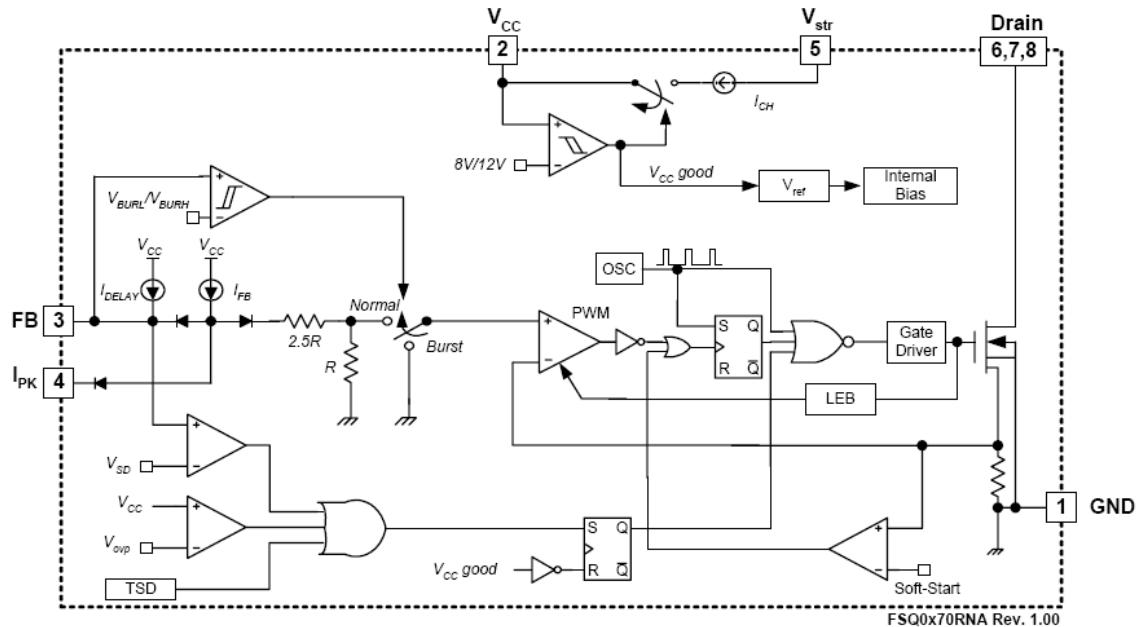


Abbildung 46: Innerer Aufbau einer integrierten Flyback-Wandler-Steuerung.

Flyback-Wandler können mit mehreren Sekundärspannungen realisiert werden, wobei üblicherweise nur eine Spannung geregelt wird. Die anderen Spannungen ändern sich unter Belastung. Oft wird dadurch nur die Versorgungsspannung der elektronischen Einheit (Prozessor) geregelt. Die Referenz dieser Spannung befindet sich normalerweise nicht auf dem Niveau der Flyback Steuerung. Um diese Spannung potentialgetrennt zu regeln, wird eine integrierte Schaltung mit Referenzspannung und Reglereinheit verwendet (Abbildung 47, KA431). Das Ausgangssignal dieses Reglers wird mit Hilfe eines Optokopplers (Abbildung 47, HA11A817A) der Steuerung des Flyback-Wandlers zugeführt. Mit den in der Abbildung 47 dargestellten Komponenten RF, CF, R1 und R2 wird ein PI Regler zur Stabilisierung der Ausgangsspannung VO1 realisiert.

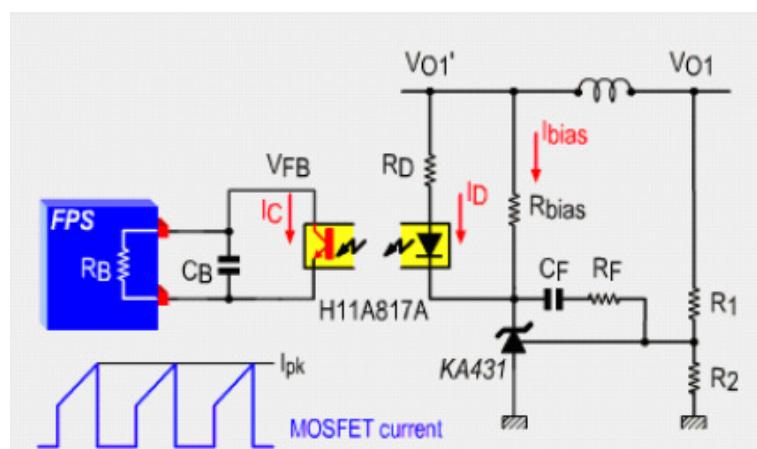


Abbildung 47:

Galvanisch getrennte Regelschaltung der Ausgangsspannung.

Einige Flyback-Regler-Schaltungen verringern im Teillastbereich, bei Unterschreitung einer minimalen Pulsbreite, die Schaltfrequenz. Vielfach wird jedoch die Energie im Teillastbereich mit Hilfe von Impulspaketen (Bursts) der Sekundärseite zugeführt (Abbildung 48). In beiden Fällen werden die Schaltverluste verringert und der Wirkungsgrad erhöht.

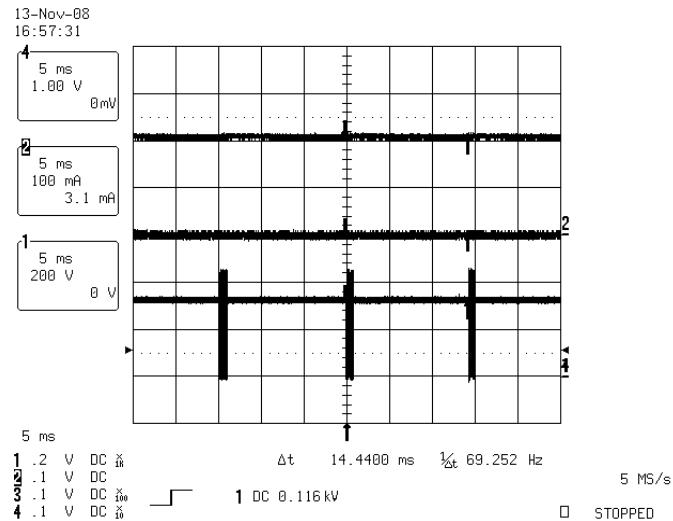


Abbildung 48:  
Impulspakete im Teillastbereich. Obere Kurve 4: geregelte 5V Ausgangsspannung. Mittlere Kurve 2: Ausgangstrom (0A). Unterste Kurve 1: Drainspannung des Flybackwandlers (200V/Div)

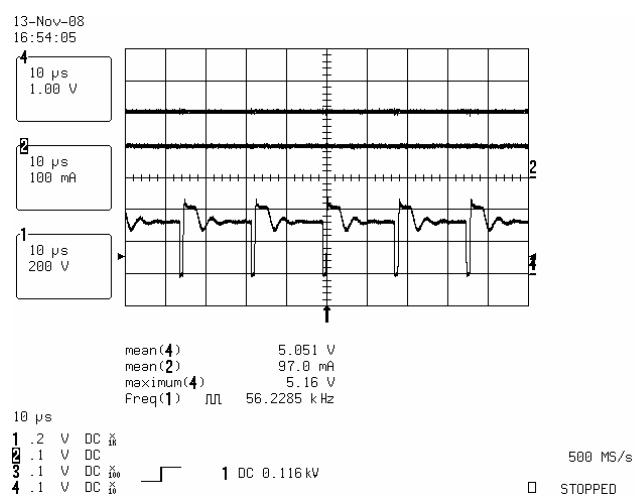


Abbildung 49:  
Betrieb des Flybackwandlers mit 0.8W Belastung. Obere Kurve 4: geregelte 5V Ausgangsspannung. Mittlere Kurve 2: Ausgangstrom (100mA/Div). Unterste Kurve 1: Drainspannung des Flybackwandlers (200V/Div)

## **DSP-Karte mit D/A-Wandler**

Die kleine DSP Karte mit der Digital-Analogwandler-Einheit (Abbildung 50) für den Test des Aufbaus ist eine Eigenentwicklung der HES-SO Wallis. Sie wird in verschiedenen Projekten eingesetzt.

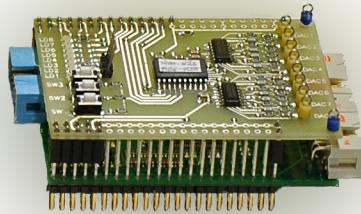


Abbildung 50: DSP-Karte mit Digital-Analogwandler-Einheit zum Test des Aufbaus

## **Analoge Interface-Schaltung zur externen Steuerung/Visualisierung**

Eine kleine Karte (Abbildung 51) ermöglicht die Kontrolle und den Austausch von Informationen des Konverters für einen Betrieb ohne Steuerung durch einen PC.

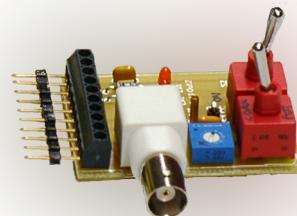


Abbildung 51. Analoge Interfaceschaltung zur externen Steuerung oder Visualisierung von Daten

## Massnahmen zur Verringerung der Leistungsaufnahme im Standby-Betrieb

Im Leerlauf wurde bei den verwendeten Testschaltungen eine Leistungsaufnahme zwischen 50mW und 150mW gemessen. Falls jedoch mit eingeschalteter Elektronikeinheit (Prozessor und Peripherieschaltungen) die Leistungsaufnahme minimiert werden soll, müssen andere Verbraucher von der Flyback Speisung getrennt werden.

Wie erwähnt, wird bei einer Flyback-Schaltung üblicherweise nur eine Sekundärspannung geregelt und alle weiteren ändern sich unter Belastung. Bei einem Standby-Betrieb mit Elektronikeinheit sollten also die Lasten der nicht verwendeten Ausgänge abgetrennt werden. Dies kann mit Hilfe eines zusätzlichen elektronischen Schalters erfolgen, der durch den Prozessor gesteuert wird (Abbildung 52)

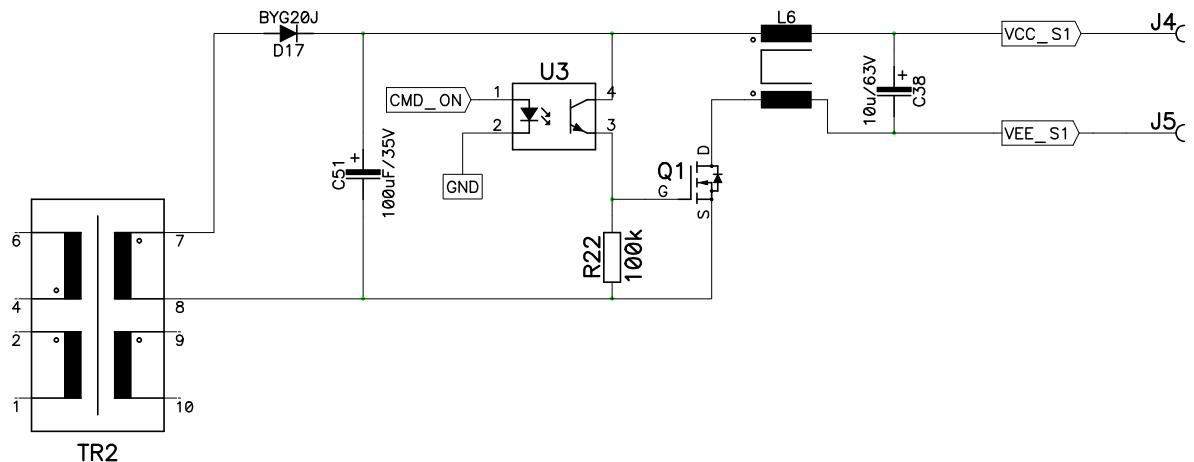


Abbildung 52: Prinzip der Abschaltung unbenutzter Ausgänge im Standby-Betrieb.

Mit dem Steuersignal (CMD\_ON) wird der MOSFET-Schalter Q1 in der Abbildung 52 mit Hilfe des Optokopplers (U3) eingeschaltet, und die an den Klemmen J4 und J5 verbundene Last wird mit Spannung versorgt. Im Standby-Betrieb fliesst kein Strom durch die Diode des Optokopplers und der Transistor Q1 wird gesperrt. Der Widerstand R22 garantiert diese Sperrung.

Mit dieser Methode kann der Versorgung der Treiberschaltungen und anderer Verbraucher des Frequenzumrichters im Standby-Betrieb abgetrennt, und dadurch die Leistungsaufnahme minimiert werden.

## Grundlagen der Regelstrategie

Die Regelung der gewählten Struktur basiert auf kaskadierten Reglern für Geschwindigkeit und Strom (Drehmoment) und der Steuerung der Phasenumschaltung der BLDC Maschine, die durch magnetische Hallsonden oder durch einen Winkelgeber synchronisiert werden. In der Abbildung 53 wird die gewählte Struktur der Regelung aufgezeigt, die in einem DSP (Digital Signal Processor) implementiert wurde, zur Steuerung der Antriebselektronik.

Die Geschwindigkeitsregelung erfolgt mit Hilfe einer PI-Struktur. Sie liefert den Sollwert des Drehmoments der BLDC Maschine für die gewünschte Geschwindigkeit.

Der Stromregler (Drehmoment) steuert die Abwärtsstellerschaltungen. Die Gleichspannung am Ausgang des Abwärtsstellers, die Blockweise auf die Phasen der BLDC Maschine geführt wird, ergibt sich durch die Belastung und die gewünschte Geschwindigkeit.

Die Umschaltung der Maschinenphasen erfolgt mit der Erkennung der Rotorposition mit Hilfe von Hallsonden oder einem Winkelgeber. Die Begrenzung der minimalen Drehzahl (1/10 der Nenndrehzahl) erlaubt eine einfache Steuerung ohne Geber (sensorless).

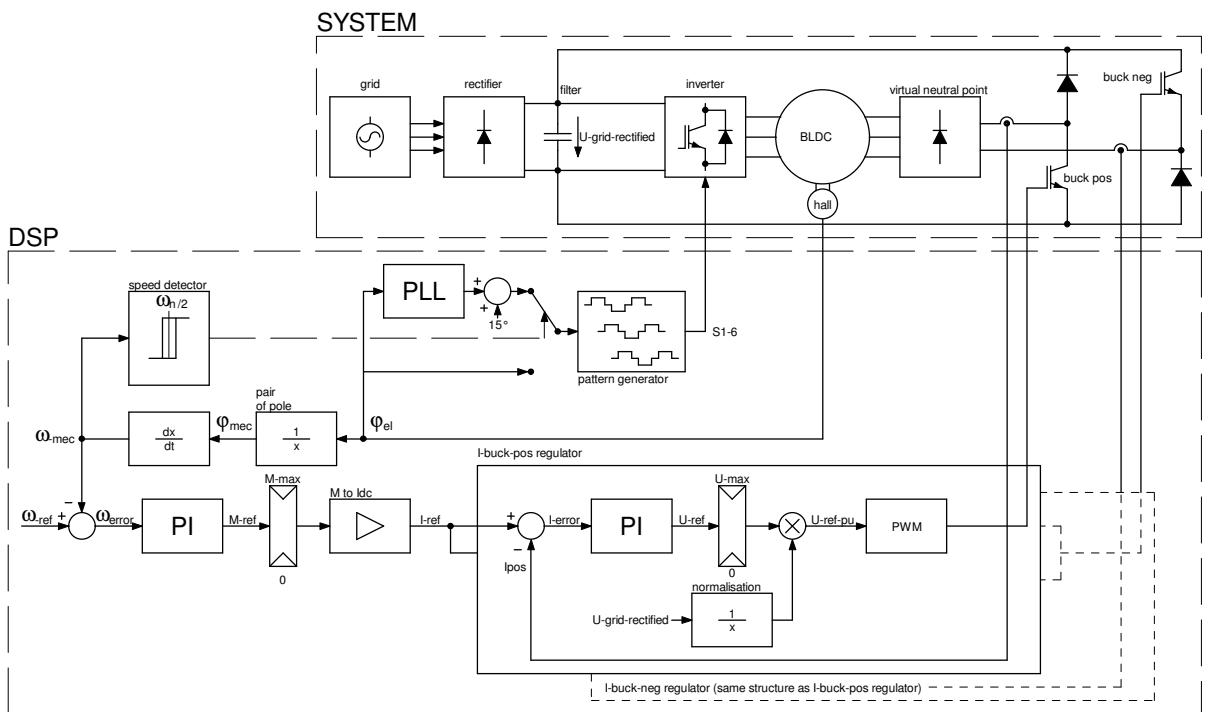


Abbildung 53. Grundstruktur der Regelung

## Wirkungsgrad-Erhöhung durch Änderung der Regelstrategie

Im Verlauf der Entwicklungsarbeiten haben unterschiedliche Annahmen zu Veränderungen der Regelstrategie geführt, um eine wesentliche Steigerung des Wirkungsgrads zu erreichen. Der DSP-Code wurde entsprechend geändert und die Leistungstests erneut durchgeführt um die Annahmen zu überprüfen.

### Differenz zwischen positiven und negativen Strömen

Die gewählte Schaltungstopologie sorgt für eine gute Kontrolle der Stromform, sie kann jedoch auch einen Gleichstrom in der Maschine erzeugen. Dieser Strom kann durch eine Differenz in der Messwertverstärkung der beiden Stromwandler entstehen.

Der Aufbau eines Gleichstromes in der Maschine erhöht die Verluste und senkt den Wirkungsgrad des Antriebs.

Ein Offset wurde dem Sollwert eines Stromreglers zugefügt um die Differenz der Ströme der beiden Regelkreise zu korrigieren. Die Gleichwerte der drei Phasenströme wurden mit Hilfe des Leistungsmessgerätes bei verschiedenen Offsetwerten erfasst und in einer Graphik in Funktion der mechanischen Leistung dargestellt.

Abbildung 54 zeigt die erzielten Ergebnisse. Es ist ersichtlich, dass Gleichwerte der Phasenströme bei allen Offsetwerten identisch bleiben (Kurvenscharen: dunkelste Kurve für die Phase U, hellste Kurve für die Phase W). Ein Offsetstrom von -250mA ergibt den kleinsten Gleichwert der Ausgangsströme.

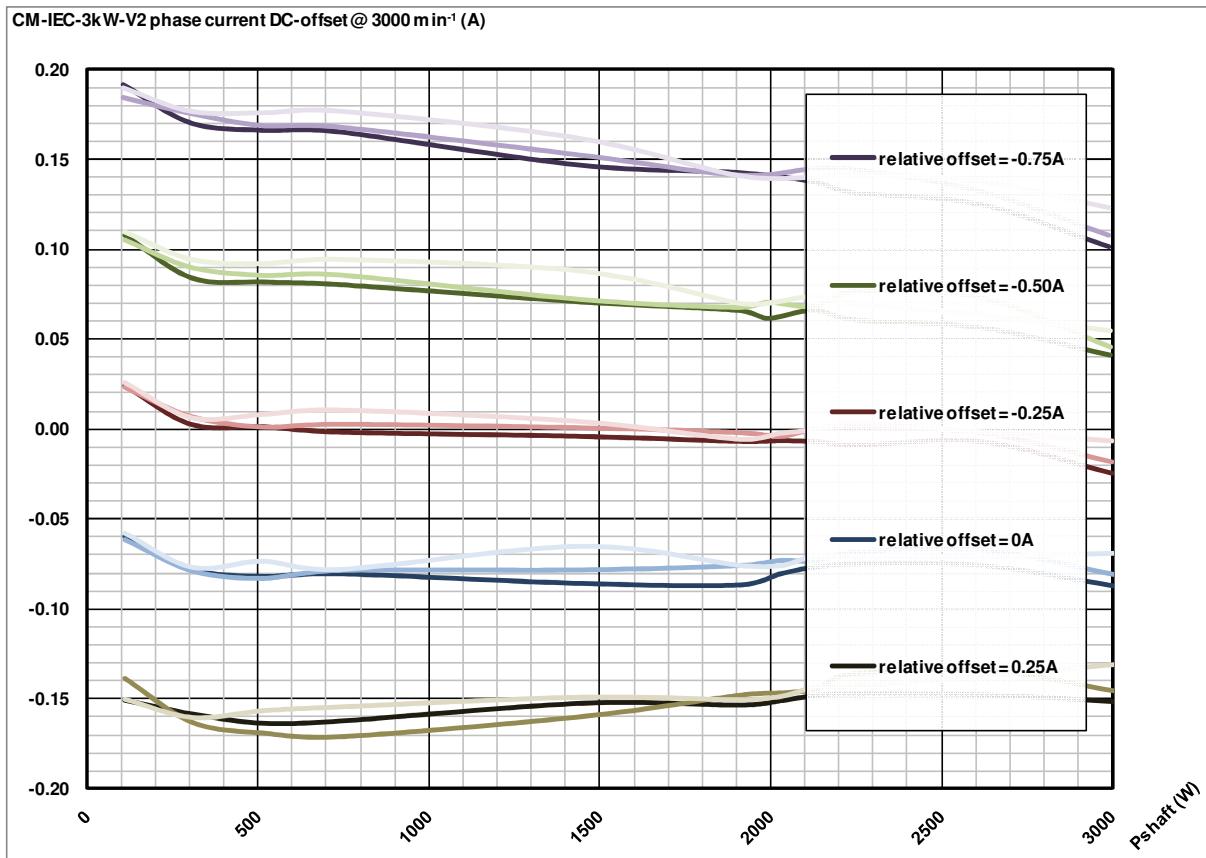


Abbildung 54

Phasengleichströme in Funktion der mechanischen Leistung bei verschiedenen Offsetwerten

Parallel zu der Anzeige der Gleichwerte der Phasenströme kann auch der Wirkungsgrad der Maschine bei verschiedenen Offsetwerten in Funktion der mechanischen Leistung ermittelt werden. Bei Vollastbetrieb kann kein Unterschied im Wirkungsgrad festgestellt werden. Im Leerlaufbetrieb erfolgt eine leichte Verbesserung des Wirkungsgrads zwischen einem Offset von 0A und 250mA. Die Unterschiede sind jedoch nicht klar ersichtlich. Für die folgenden Messungen wird ein Offset von 250mA beibehalten weil dadurch der kleinste Mittelwert der Phasenströme erreicht wurde.

### Vorverlegung der Einschaltzeiten mit Hilfe eines Phasenregelkreises (PLL)

Simulationen und Messungen zeigten eine Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung der Maschine in Funktion der Drehzahl. Abbildung 55 veranschaulicht dieses Phänomen mit Hilfe einer Simulation. Die rote Kurve entspricht der Phasenspannung und die blaue Kurve dem zugehörigen Strom. Die Messverstärkung der Spannung wurde angepasst um einen Vergleich im selben Massstab des Stromes zu ermöglichen. Die Erhöhung der Drehzahl ergibt eine Verzögerung des Stromes gegenüber der Spannung.

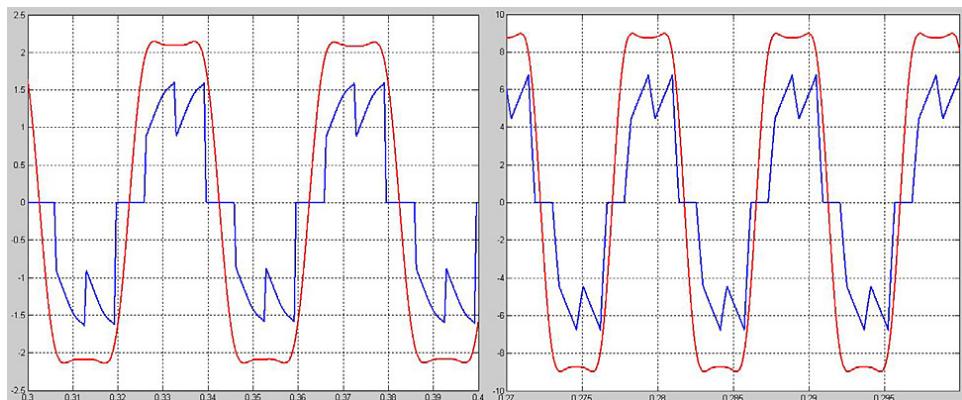


Abbildung 55: Phasenverschiebung des Stromes (blaue Kurve) bezogen auf die Spannung (rote Kurve)

Aus diesem Grund wird die Regelstruktur durch einen Phasenregelkreis (PLL) zwischen den Hallsonden und dem Modulator des Ausgangswechselrichters ergänzt. Dies erlaubt die Veränderung der Einschaltzeitpunkte des Wechselrichters bezogen auf die Signale der Hallsonden.

Abbildung 56 zeigt die Struktur des angepassten Regelsystems. Die Vorverlegung der Einschaltzeiten könnte zusätzlich noch in Funktion der Drehzahl erfolgen. Im Rahmen des Tests wurde der Phasenwinkel konstant gehalten, da die Messungen des Wirkungsgrads bei einer konstanten Drehzahl von 3000 min-1 durchgeführt wurden.

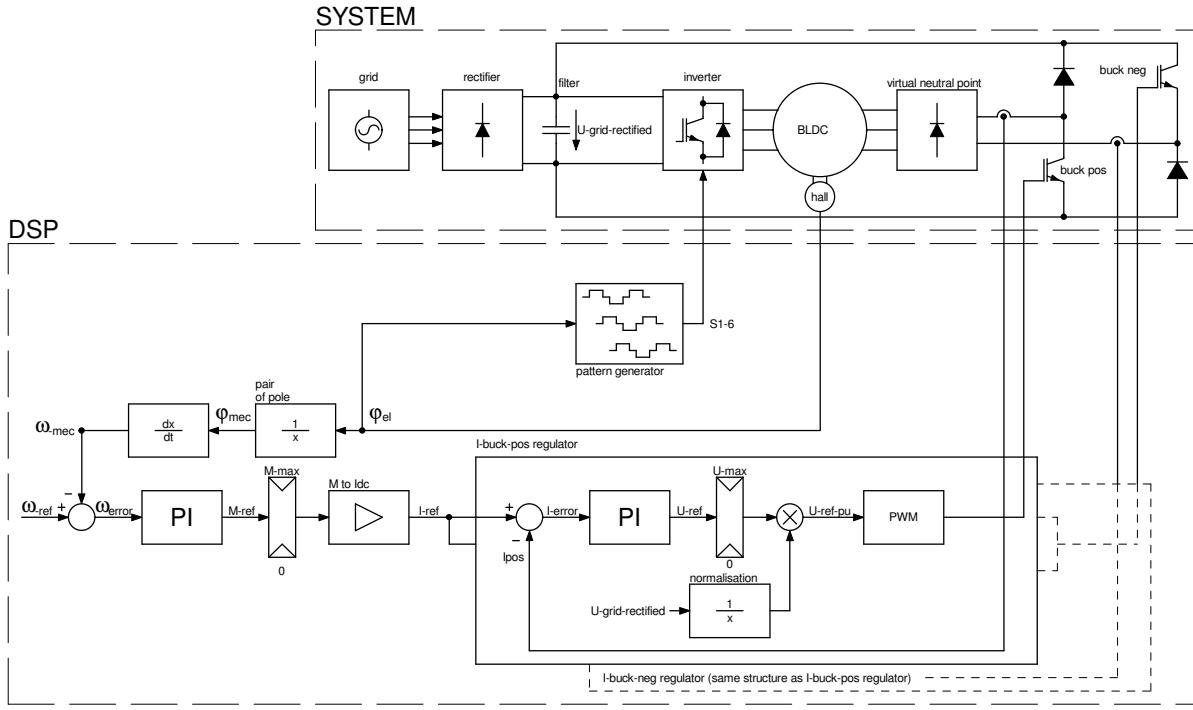


Abbildung 56:  
Regelstrategie mit PLL und voreilender Phase, Schaltzeitpunkt mit der 6-pulsigen Methode

Abbildung 57 zeigt die qualitativen Ergebnisse dieses erweiterten Aufbaus. Die obere Abbildung zeigt mit Hilfe der Hallsonden die 6 Schaltzustände des Wechselrichterausgangs (blaue Kurve) und die 6 mit Hilfe des PLL um 15 Grad vor geschobenen Zustände (grüne Kurve). Aus der Abbildung 57 ist Nutzen dieser geänderten Struktur nicht ersichtlich. Der Vergleich der Kenndaten mit oder ohne PLL wird jedoch ermöglichen.

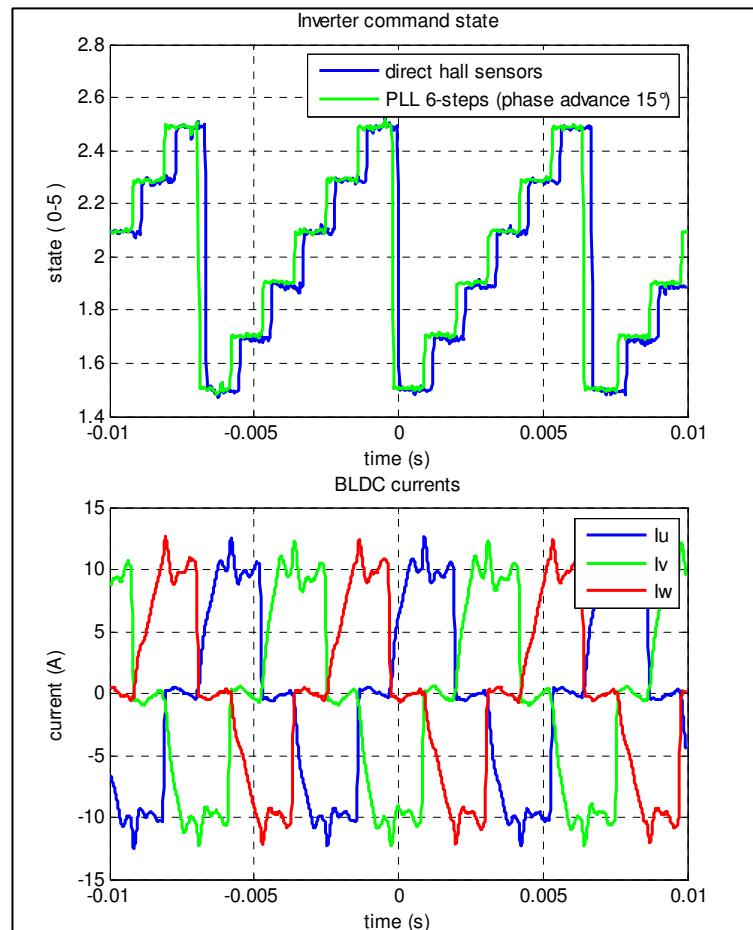


Abbildung 57:  
Messung der Phasenströme bei 3000 min-1 / 3000W, mit den um 15 Grad vorverlegten Einschaltpunkten der 6 Puls Methode.

## Einfluss des PLL auf die Positionierung der Hallsonden

Der Einsatz des Phasenregelkreises zeigt eine positive Auswirkung auf die Leitdauer des Maschinenstroms. Ohne PLL ist es wichtig, dass die Hall-Sensoren präzise platziert werden, da sonst die Schaltzeitpunkte nicht gleichmäßig innerhalb einer Periode verteilt werden (in der Regel 6 Zustände alle 60 Grad). Variable Breiten des Stromblocks erzeugen Gleichströme in den Motorphasen.

Der Einsatz des PLL erlaubt die Filterung der unterschiedlichen Positionierung der Hallsonden und eine gleichmäßige Kommutierung in 60 Grad Schritten. Die Breite der positiven und negativen Stromblöcke wird identisch. Der Mittelwert der Ströme ist jedoch nicht notwendigerweise null: Eine Kompensation der Offsetwerte in den Messungen muss durchgeführt werden.

Abbildung 58 veranschaulicht dieses Phänomen. Die 3 blauen Kurven zeigen die Mittelwerte der Phasenströme bei direkter Steuerung durch die Hallsonden. Es ist ersichtlich, dass die Werte bei Vollleistung stark differieren (Faktor 8 zwischen den Extremwerten). Der Einsatz des PLL (in diesem Fall ohne Phasenkorrektur) erweist sich vorteilhaft für die Gleichwerte der Ströme (3 orange Kurven). Der Unterschied zwischen den Phasen wird bedeutend kleiner (Faktor 1.6 zwischen den Extremwerten).

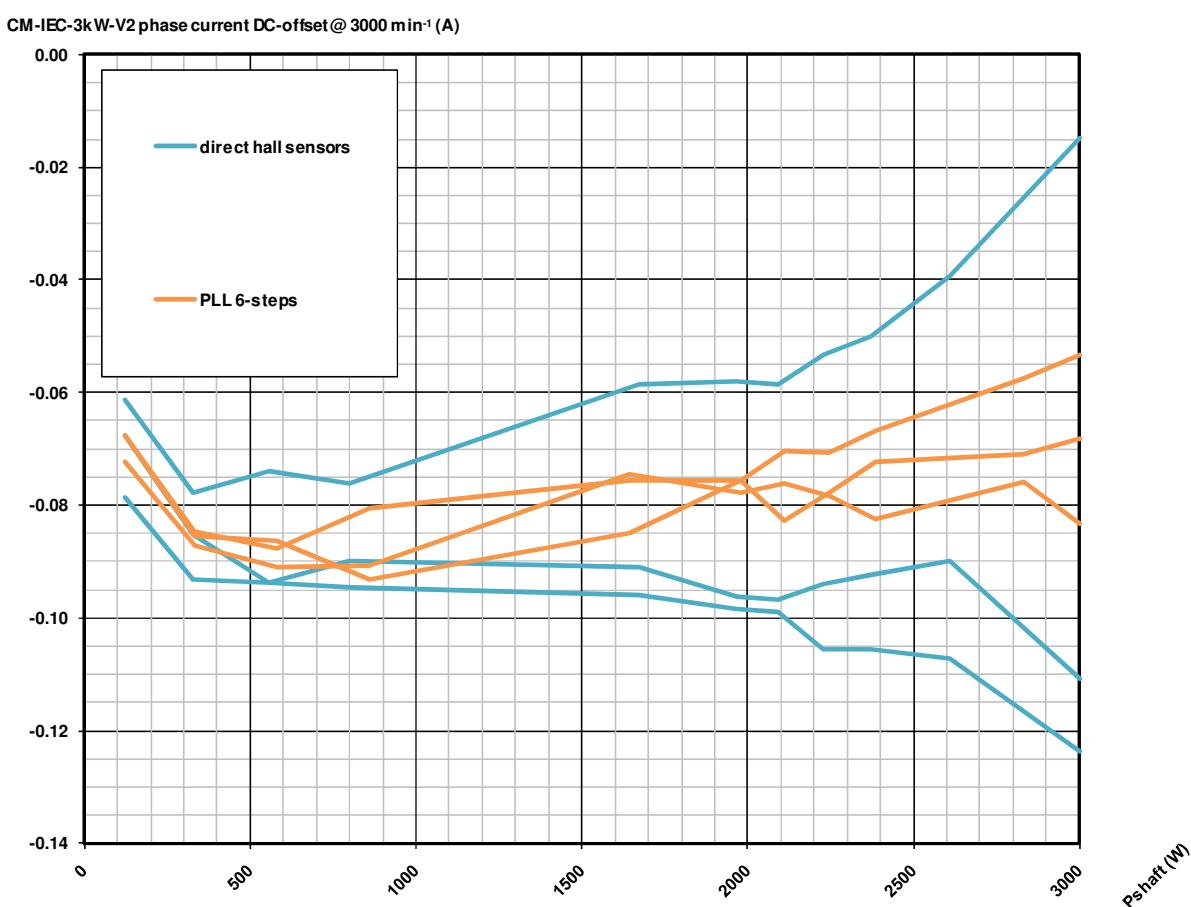


Abbildung 58: Gleichstromwerte in Funktion der Leistung, mit und ohne PLL

## Erhöhung der Leitdauer mit Hilfe eines PLL ( 12 Pulse)

Die Tests der vorangegangenen Kapitel zeigen, dass die Vorverlegung der Kommutierungszeiten in Funktion der Drehzahl die Phasendifferenz zwischen Strom und Spannung verkleinert. Ein frühzeitiges Einschalten kann ebenfalls den Stromanstieg in einer Phase beschleunigen mit der gleichzeitigen Verkleinerung des Stromes in einer anderen Phase und dem Ausschalten dieses Stromes zum gewünschten Zeitpunkt (synchron zum Signal der Hallsensoren).

Die Struktur des Regelsystems bleibt unverändert zur Abbildung 56 mit der 6 Puls Methode. Abbildung 59 zeigt die qualitativen Ergebnisse mit der genannten Topologie. Die obere Abbildung zeigt die 6 Schaltzustände des Ausgangswechselrichters für die Hallsensoren (blaue Kurve) und die 12 Zustände, die mit Hilfe des PLL um 20 Grad verschoben wurden (rote Kurve). Diese 12 Zustände sind jedoch nicht regelmässig: Die Verschiebung beträgt 20 Grad und 40 Grad. Die untere Abbildung zeigt die gemessenen Ströme bei 3000 min<sup>-1</sup> / 3000W. Der Strom nähert sich einer sinusförmigen Form.

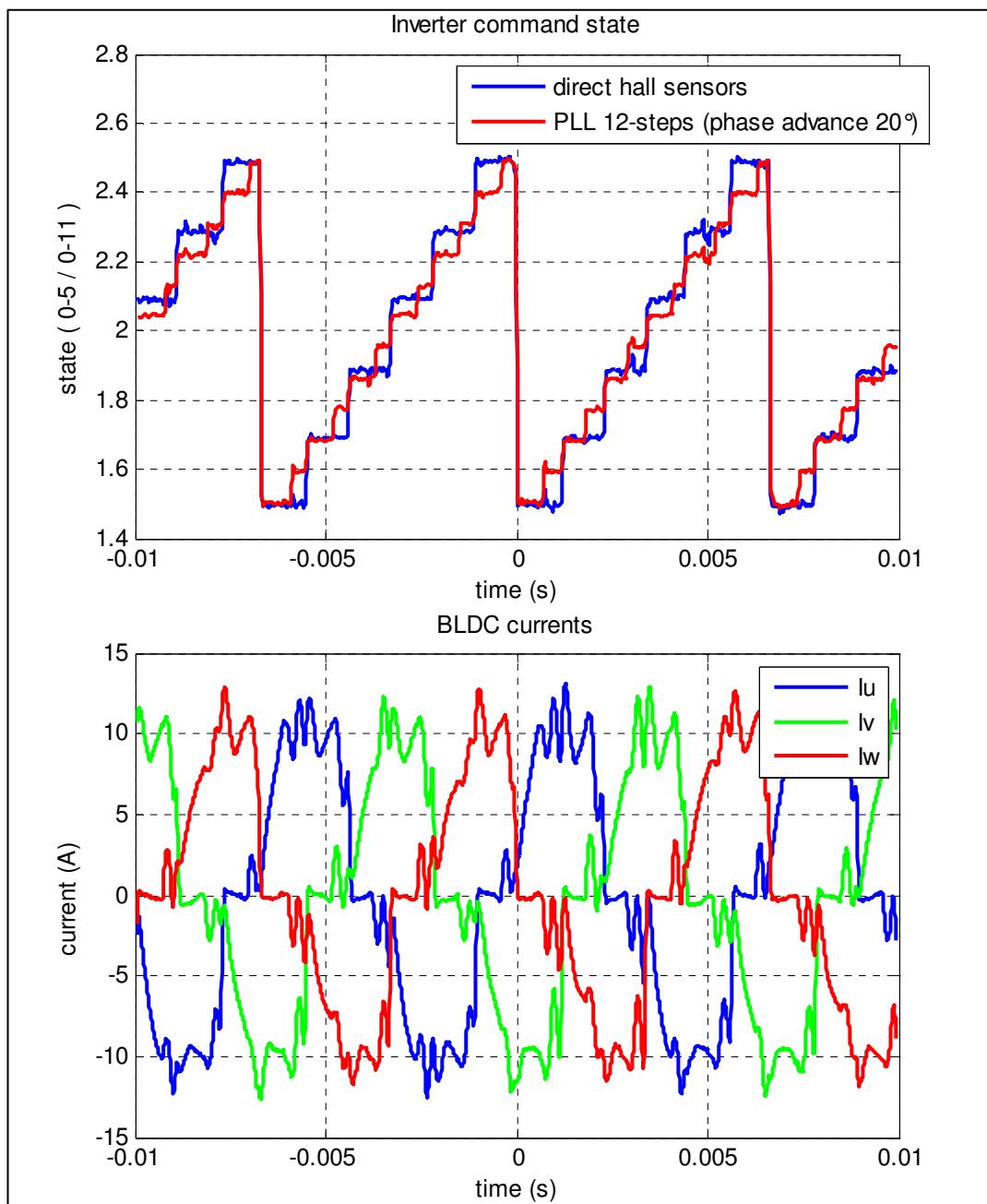


Abbildung 59: Gemessene Ströme bei 3000 min<sup>-1</sup> / 3000W, mit einer Erhöhung der Leitdauer um 20 Grad (PLL) und 12-pulsiger Kommutierung.

## Vergleich der Ströme bei Hallsonden, 6 Puls und 12 Puls PLL-Steuerung

Die Abbildung 60 erlaubt einen direkten Vergleich der gemessenen Stromformen für die 3 Kommutierungsarten bei 3000 min-1/ 3000 W. Der obere Teil der Grafik zeigt die 6 oder 12 Schaltzustände des Ausgangswechselrichters. Anschliessend sind die durch die Hallsonden gesteuerten Maschinenströme ersichtlich, gefolgt von der Darstellung der durch einen PLL um 15° vor verschobenen Maschinenströme im 6-Puls Muster. Der unterste Teil zeigt schliesslich die mit Hilfe eines PLLs um 20° verlängerten Stromblöcke im 12-Puls Muster. Qualitativ ergibt sich mit dem durch einen PLL vorverlegten des Einschaltpunkt eine grössere Fläche unter den Stromkurven (6 oder 12 Pulse). Die Erhöhung der Stromleitdauer mit Hilfe der 12 Puls-Methode bewirkt eine zusätzliche Welligkeit des Stromes.

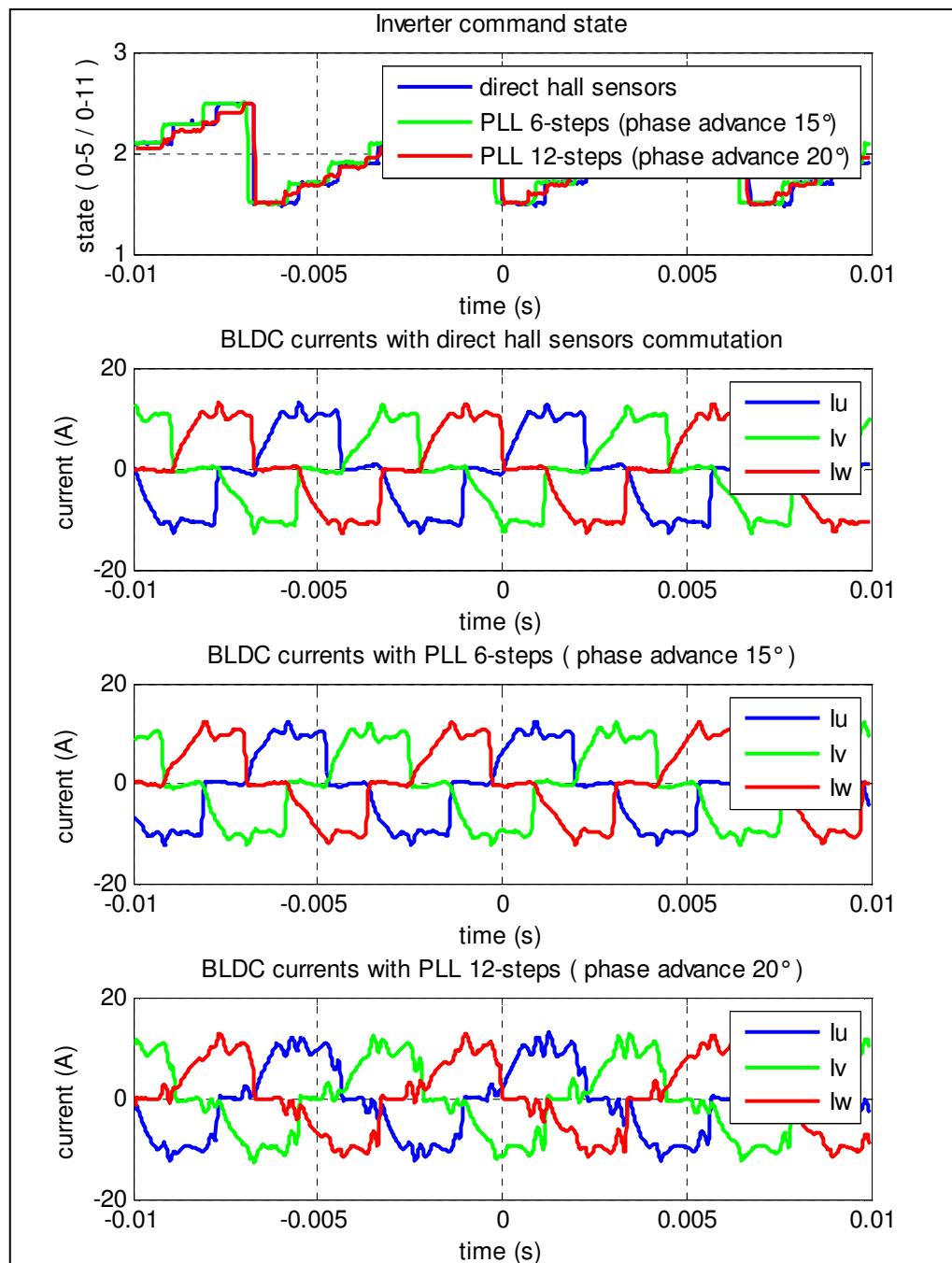


Abbildung 60: Vergleich des gemessenen Stromverlaufs bei 3000 min-1 / 3000 W für drei verschiedene Kommutierungsarten (Hallsonden, PLL 6 Pulse, PLL 12 Pulse)

## Vergleich des Ausgangswechselrichter-Wirkungsgrads in Funktion der Steuerstrategie (Hall Sensoren, PLL mit 6 Pulsen, PLL Mit 12 Pulsen)

Eine Wirkungsgradmessung wurde mit variabler Last bei Nenndrehzahl für drei Fälle durchgeführt:

- Steuerung durch Hallsensoren mit Kompensation des Offsetstromes
- 6-pulsige Steuerung durch einen PLL um  $15^\circ$  vor versetzten Einschaltpunkten und Kompensation des Offsetstromes
- Verlängerung der Leitdauer der Stromblöcke bei der 12-pulsigen Methode mit einem PLL um  $20^\circ$  und Kompensation des Offsetstromes

Der Verlauf des Wirkungsgrads wird in der Abbildung 61 wiedergegeben.

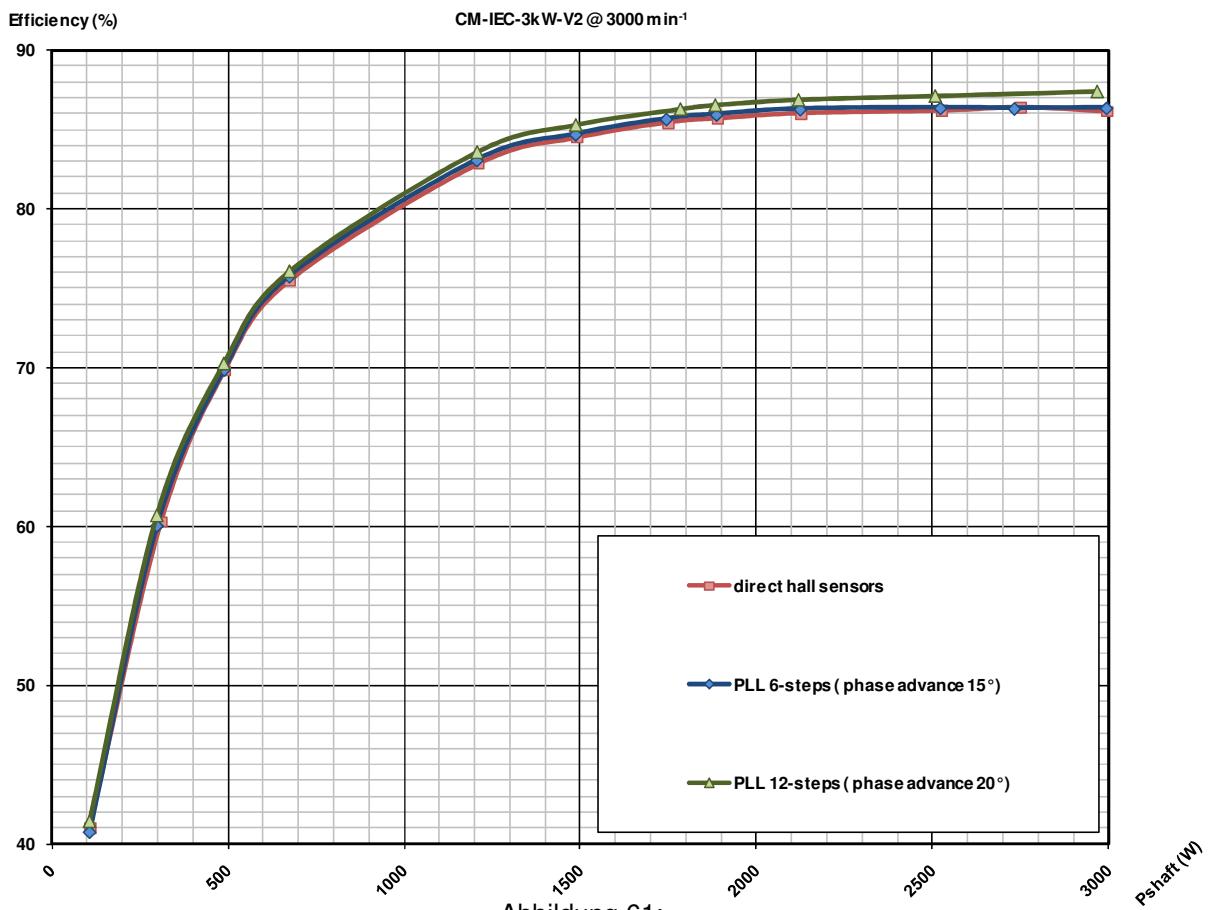


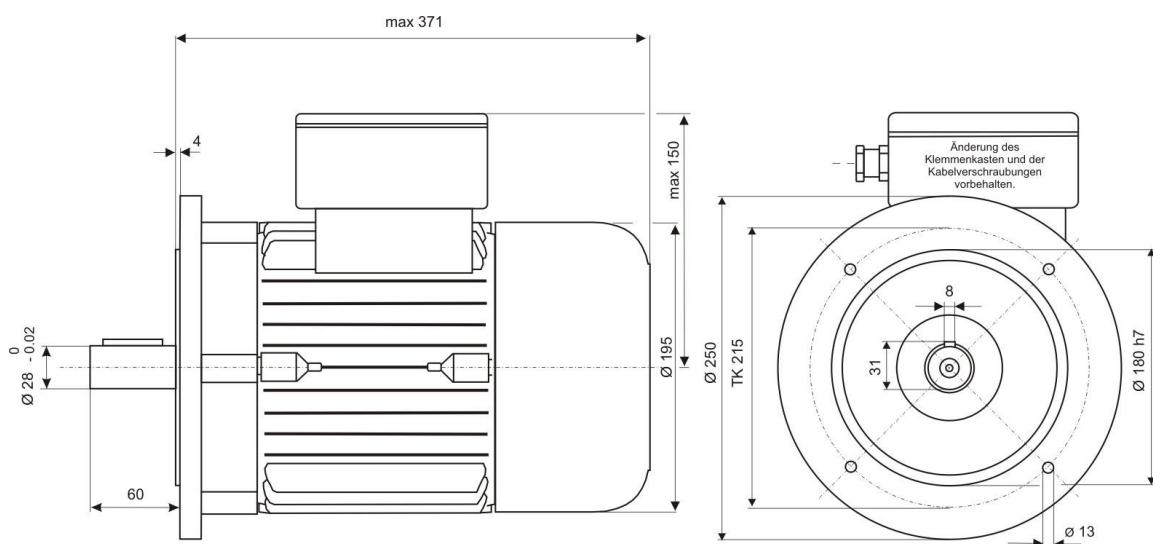
Abbildung 61:  
Wirkungsgradvergleich bei 3 verschiedenen Steuerungsmethoden (nur Umrichter)  
(Hallsensoren, 6 Pulse mit PLL, 12 Pulse mit PLL)

Die Analyse dieser Messungen erlaubt die Wahl der Steuerungsart des Ausgangswechselrichters für den weiteren Verlauf des Projekts. Die Vorverlegung der Einschaltzeiten mit einem PLL bei der 6-pulsigen Methode erlaubt eine Wirkungsgradverbesserung von 0.2 bis 0.3%. Die durch einen PLL erhöhte Leitdauer der Stromblöcke bei der 12-pulsigen Methode ergibt eine Verbesserung bei Volllast von ca. 1%. Unter dem Gesichtspunkt der Leistungskenndaten sollte eine PLL basierte 12-pulsige Steuerung verwendet werden. Diese Methode zeigt jedoch einige Schwierigkeiten bezüglich der Stabilität der Maschinenströme (Abbildung 59). Zusätzlich ist eine Veränderung der Winkel weniger einfach zu implementieren. Schliesslich werden die Messungen der Leistungsdaten mit Hilfe einer PLL gesteuerten Vorverlegung der 6-Pulse um  $15^\circ$  durchgeführt werden. Es resultiert keine wesentliche Verbesserung des Wirkungsgrads, die Implementierung ist jedoch viel einfacher, Verschiebungen im Aufbau der Hallsensoren können korrigiert werden und eine Vorverlegung der Einschaltzeiten in Funktion des Arbeitspunktes oder der Belastung des Motors wird ermöglicht.

## Durchgeführte Arbeit von Circle Motor AG

Circle Motor AG leitete das Projekt, und baute den Permanent-Magnet-Motor mit dem zugehörigen Steuerschrank zur Aufnahme der Leistungselektronik.

Der Permanent-Magnet Motor ist mit einem IEC Aluminium Druckguss Gehäuse der Baugrösse 100 mit der zugehörigen Welle und einem B5 Flansch aufgebaut. Damit wird der hocheffiziente Permanent-Magnet-Motor, bezüglich den mechanischen Massen voll kompatibel zu einem 2 poligen 3kW Normmotor. Als Option sind das Anschrauben von Füssen am Gehäuse möglich, sowie der einfache Austausch des Flanschs hin zur Ausführung B3 oder B14. Aus Kostengründen ist die Kugel-gelagerte Welle durch den gesamten Motor durchgeführt und mit den beiden Gussflanschen aufgenommen. Der Rotor/Stator nimmt dabei nur circa 2/3 des vorhandenen Platzes im Gehäuse ein. Bei gleich bleibendem Wirkungsgrad besteht die Möglichkeit mit der IEC Baugrösse 100 die Leistung noch zu steigern.



Massblatt 62: Seiten- und Frontsicht des effizienten IEC 100 Permanent-Magnet-Motors

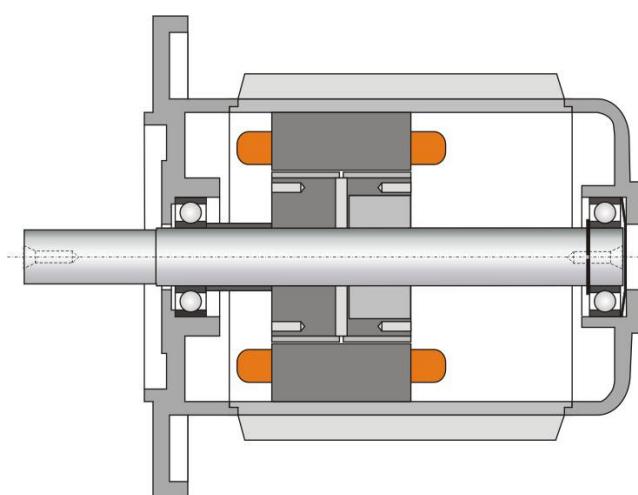


Abbildung 63: Schnitzzeichnung durch den Motor

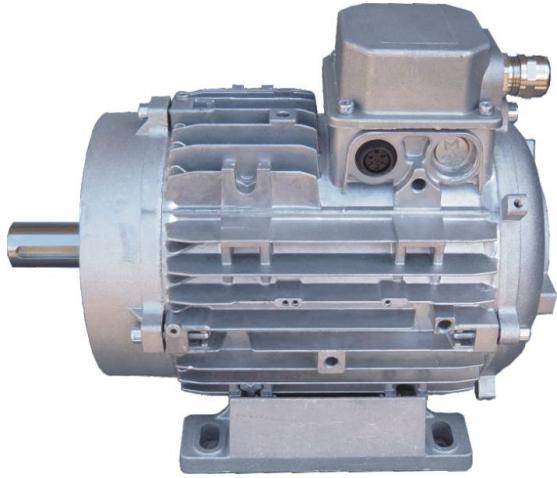


Foto 64: gebauter Motor



Foto 65: offener Motor



Foto 66: Steuerschrank

Das Foto 64 zeigt den Permanent-Magnet-Motor in der Bauart IEC 100. Die Welle geht durch das ganze Gehäuse und wird auf der Rückseite durch ein Kugellager im B-Flansch aufgenommen. In dieser Bauweise begründet sich das grössere Gewicht, gegenüber der Referenzmaschine, deren Welle innerhalb des Gehäuses gelagert wurde. Im Foto 65 ist der Stator mit der Wicklung sichtbar. Die roten Leitungen verbinden die Hallsensoren, welche direkt in den Stator eingebaut sind und als Lagegeber die Permanent-Magnete auf dem Rotor abtasten. Foto 66 zeigt den Steuerschrank mit dem Hauptschalter und den Buchsen zur Verbindung der Steuerleitungen.

# Ergebnisse

## Evaluierung und Vergleich der quantitativen Resultate, ausgeführt von der Hochschule Wallis

Um die Leistungsdaten der Maschine und des Konverters zu bestimmen wurden verschiedene Messungen durchgeführt. Das gesamte System wurde ebenfalls ausgemessen, im Hinblick auf eine Anwendung als Integralmotor. Das Kapitel „Messungen: Prinzip und Genauigkeit“ im Anhang enthält detaillierte Informationen zum Messaufbau und der zu testenden Maschine, sowie die Kenndaten der verwendeten Messgeräte.

Die von der Firma Circle Motor AG gebaute Maschine, in der Folge als BLDC CM-IEC-3kW-V2 bezeichnet, wurde ausgemessen und mit einer Maschine verglichen, deren Daten aus einer früheren Studie bekannt sind (BLDC CM-IEC-3kW) [2].

Für die Messungen mit Belastung wurde eine weitere Synchronmaschine als Generator verwendet, angetrieben durch die Maschine BLDC CM-IEC-3kW-V2.

### Kennwerte der neuen Maschine und der Referenz Maschine

Die Abbildung 67 zeigt die Kennwerte der Maschine BLDC CM-IEC-3kW-V2 mit den Resultaten der Messungen in den Betriebspunkt 3kW/3000min-1. Die Messresultate werden verglichen mit den in früheren Studien bestimmten Daten.

Symbol	Einheit	Beschreibung	BLDC CM-IEC-3kW-V2	BLDC CM-IEC-3kW
Lieferant	-	Hersteller oder Lieferant	Circle Motor AG	Circle Motor AG
Typ	-	Gemäß Lieferant	-	-
P <sub>n</sub>	W	Leistung an der Welle	3000	2500 / 3000
U <sub>n</sub>	V	Verkettete Spannung	-	230 V / 275 V
I <sub>n</sub>	A	Leitungsstrom	8.1	8 V / 8.2 V
f <sub>e</sub>	Hz	Elektrische Frequenz	150	150 / 180
n <sub>n</sub>	min <sup>-1</sup>	Mechanische Drehzahl	3000	3000 / 3600
cos φ	-	Leistungsfaktor	1	1
m	kg	Gewicht der Maschine	19	13.6
rot. IP	-	Schutzklasse	IP 55	-
Is. Cl.	-	Isolationsklasse	F	F
Serv.	-	Betriebsart	-	-
eff	-	Effizienzklasse	IE3	höher IE3
Norm	-	Normen	Prototyp-	Prototyp-
Ser. No.	-	Seriennummer	CM3	CM2
Date		Fabrikationsdatum	März 2009	Sept 2007

Abbildung 67:  
Kennwerte der Maschine BLDC CM-IEC-3kW-V2 und der Referenzmaschine BLDC CM-IEC-3kW.

Die BLDC CM-IEC-3kW-V2 Maschine liefert die vorgesehene Leistung von 3kW. Mit der eingesetzten Wechselrichtertopologie kann die verkettete Spannung der Maschine nicht direkt gemessen werden, da am Motor ebenfalls der Hochfrequenzanteil der PWM Steuerung anliegt und der Effektivwert der Messung dadurch erhöht wird. Ferner kann festgestellt werden, dass für 3kW Wellenleistung derselbe Strom benötigt wird wie bei der ersten aufgebauten Maschine (BLDC CM-IEC-3kW) die jedoch nur 2.5kW an der Welle lieferte.

### Parameter und Ersatzschaltung der Maschine

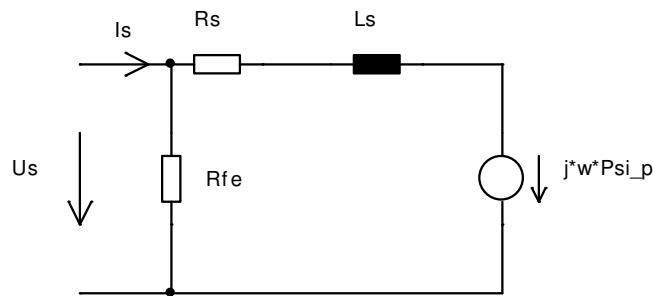


Abbildung 68: Ersatzschaltung der Maschine

Die folgende Tabelle zeigt die verketteten elektrischen Kennwerte der vorhandenen Maschinen, die mit Hilfe verschiedener Methoden gemessen wurden (DC, Leerlauf, Blockierter Rotor). Obwohl sich die Maschine nicht in Sternschaltung befindet, werden gleichwohl die verketteten Werte gemessen und in der Tabelle eingetragen um einen direkten Vergleich mit der ersten von Circle Motor realisierten Maschine zu ermöglichen.

Symbol	Einheit	Messbedingungen	Beschreibung	BLDC CM-IEC-3Kw-V2	BLDC CM-IEC-3Kw
$R_s$	$\Omega$	$I = I_n$	Statorwiderstand	1.49	0.846
$L_s$	H	$I = I_n/5 / f_e = 200\text{Hz}$	Ständerinduktivität	12.3E-3	7.86E-3
$\Psi_p$	Vs	$I = 0 / f_e = 0 \rightarrow f_n$	Permanentmagnetfluss	0.309	0.211

Abbildung 69: Parameter der brushless DC Maschine

Die Abbildung 69 zeigt eine deutliche Erhöhung der Induktivität und des Widerstandes der Maschinenwicklungen. Diese Vergrösserung der Werte wurde nötig um die geforderte Wellenleistung von 3kW bei 3000 U/min zu erhalten, welche die Referenzmaschine erst bei 3600 U/min erreichte.

## Leerlaufdaten der Maschine BLDC

Mit einem Leistungsmessgerät wurden bei verschiedenen Drehzahlen die Leistungsaufnahme und die Maschinenströme bestimmt, um die verschiedenen Komponenten der Leerlaufverluste der Maschine BLDC CM-IEC-3kW-V2 zu bestimmen.

Mit der Kenntnis des Statorwiderstands können die Kupferverluste bestimmt werden. Diese Verluste sind gering und betragen weniger als 1% der gesamten Verluste. Diese Verluste werden von den gesamten Verlusten abgezogen. Dieses Resultat entspricht praktisch der Kurve der Verluste gebildet aus der Summe der mechanischen Verluste und der Reibungsverluste (Abbildung 39). Eine Interpolation mit einer Polynomfunktion 2. Ordnung erlaubt die Auf trennung der Verluste in Magnetisierungs- und Reibungsverluste ( $P_{mec} \sim \Omega$ ,  $P_{fer} \sim U^2 \sim \Omega^2$ ).

Die Abbildung 70 erläutert die zur Bestimmung der verschiedenen Maschinenverluste verwendete Methode. Die gelbe Kurve wurde mit den Koeffizienten der Interpolation berechnet. Sie überlagert gut die blauen Punkte, die durch die Messung bestimmt wurden.

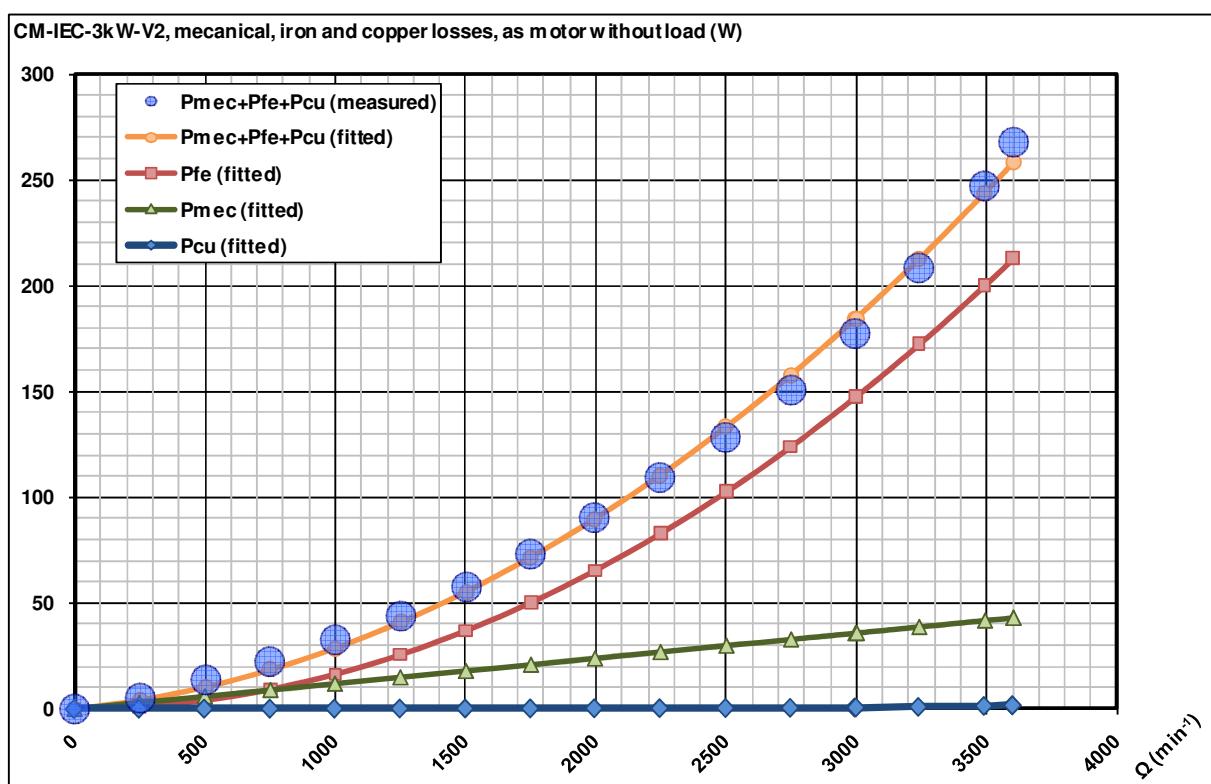


Abbildung 70:  
Aufteilung der mechanischen, Eisen- und Kupferverluste durch Messungen bei variabler Drehzahl im Leerlauf

Um das Trägheitsmoment der Maschine zu bestimmen, wurde ein weiterer Versuch bei Leerlauf durchgeführt. Dazu wurde die Maschine mit einem konstanten Drehmoment beaufschlagt und die Beschleunigung gemessen. Das Verhältnis von Drehmoment zu Beschleunigung erlaubt die Bestimmung des Trägheitsmomentes, unter der Annahme, dass die Reibungsverluste gering bleiben. Diese Messung liefert einen Richtwert, weil das tatsächliche elektromagnetische Moment nicht gemessen werden kann und durch den der Maschine zugeführten Strom berechnet wird.

Die bei verschiedenen Spannungen gemessenen Leerlaufverluste und das Trägheitsmoment werden in der folgenden Tabelle der Abbildung 71 dargestellt.

Symbol	Einheit	Messbedingungen	Beschreibung	BLDC CM-IEC-3kW-V2 (3000 / 3600 min-1)	BLDC CM-IEC-3kW (3000 / 3600 min <sup>-1</sup> )
<b>P<sub>cu</sub></b>	W	$n = n_n / U = U_n$	Kupferverluste Im Leerlauf	0.7 / 1.7	<0.1 / 0.1
<b>P<sub>mec</sub></b>	W	$n = n_n$	Mechanische Verluste Im Leerlauf	36 / 43	29 / 35
<b>P<sub>fe</sub></b>	W	$n = n_n / U = U_n$	Eisenverluste Im Leerlauf	148 / 213	50 / 72
<b>P<sub>tot</sub></b>	W	$n = n_n / U = U_n$	Gesamte Leerlaufverluste	185 / 258	79 / 107
<b>J</b>	$\text{kgm}^2$	-	Trägheitsmoment	15.2e-3	3.31e-3

Abbildung 71:  
Aufteilung der mechanischen, Eisen- und Kupferverluste bei 3000 min-1 und 3600 min-1

Aus der Tabelle 71 ist ersichtlich, dass sich die Eisenverluste im Vergleich zur Referenzmaschine verdreifacht haben. Dieses Resultat ist erklärbar durch den (geringen) Hochfrequenzanteil des Maschinenstromes im vorliegenden Aufbau: Die Maschine wird gespeist von einer rechteckförmigen Spannung mit deren Grundschwingung bei 150Hz und den ungeraden Harmonischen (3, 5, 7....) sowie dem 20kHz Hochfrequenzanteil der Wechselrichterspannung. Bei der ersten Studie [2] erfolgte die Speisung ebenfalls mit einer rechteckförmigen Spannung und deren Grundschwingung und den ungeraden Harmonischen (5,7...), jedoch ohne dritte Harmonische und ohne Hochfrequenzanteil.

Die Kupferverluste wurden ebenfalls um einen Faktor 10 vergrössert, obwohl diese Werte bescheiden bleiben. Diese Verluste werden durch den Leerlaufstrom verursacht, der wegen den höheren Eisenverlusten 3-mal grösser ist als bei der Referenzmaschine (Verluste proportional zum Quadrat des Stromwertes).

Die Wahl einer Topologie, bei der die Maschine mit einer gepulsten Spannung der Frequenz 20kHz versorgt wird, folgte aus einer weiteren früheren Studie (Wirtschaftlichkeit, Anwendungen und Grenzen von effizienten Permanent-Magnet-Motoren [1]). Diese Studie zeigte, dass eine Permanentmagnetmaschine nur geringe Zusatzverluste aufweist, wenn sie mit einer hochfrequenten Spannung gespeist wird. Die Abbildung 72 stammt aus der erwähnten Studie [1] und erläutert diesen Sachverhalt: Die Eisenverluste der BLDC DM-SNP Maschine (violette Kurve) steigen von 29W auf 37W falls eine gefilterte hochfrequenzfreie Speisung (150 Hz) der Maschine mit einer Speisung mit 20kHz Anteil ersetzt wird.

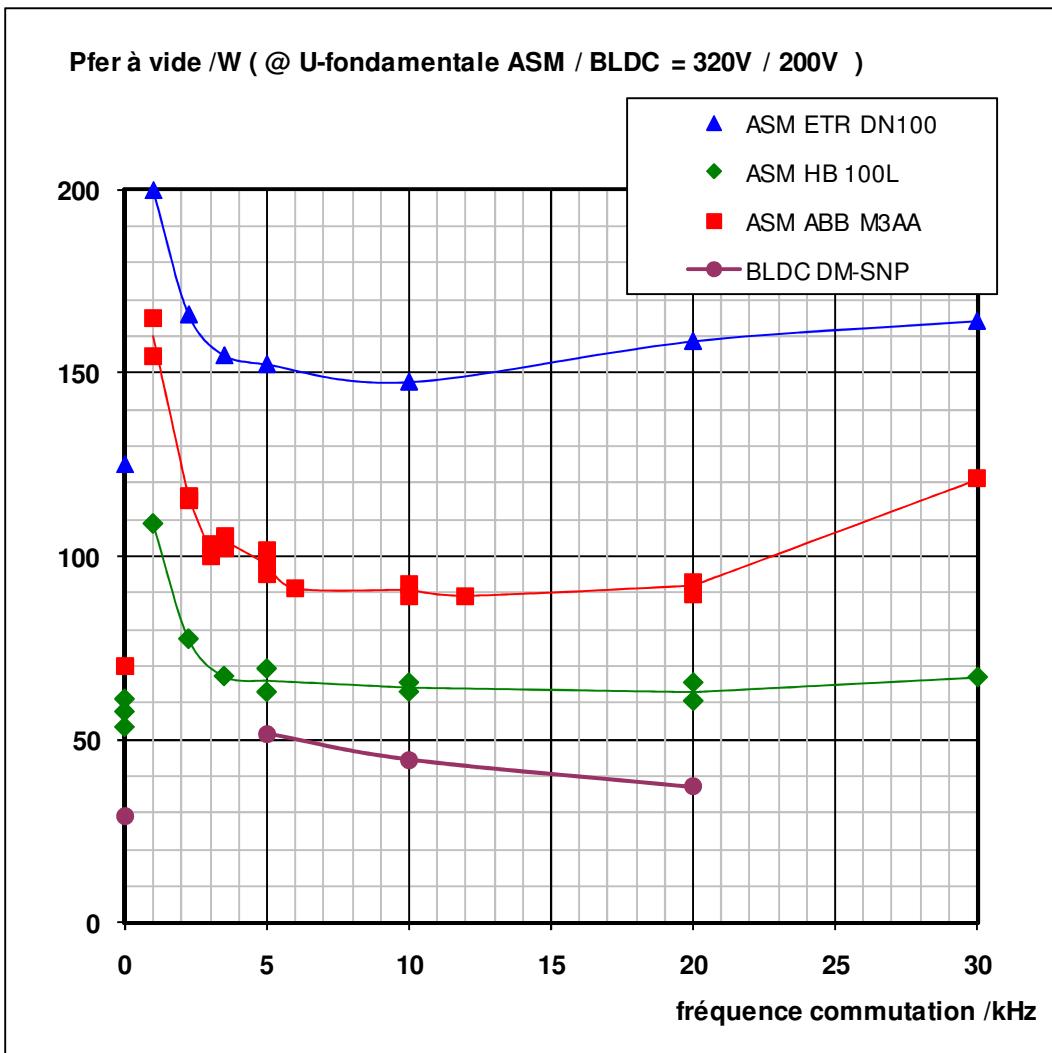


Abbildung 72: Eisenverluste in Funktion der Schaltfrequenz

### Kenndaten der brushless DC Maschine mit Belastung

Die Abbildung 73 zeigt den gemessenen Wirkungsgrad der Maschine BLDC CM-IEC-3kW-V2. Um eine Bewertung vornehmen zu können, wurden diese Messungen mit den Resultaten der Referenzmaschinen der Studien „Effizienter IEC Permanentmagnet-Motor (3kW)“ [2] und „Wirtschaftlichkeit, Anwendungen und Grenzen von effizienten Permanent-Magnet-Motoren [1]“ verglichen. Die Testbedingungen der Maschinen waren die folgenden:

Die BLDC CM-IEC-3kW-V2 Maschine wird mit Hilfe des Konverters EPMM-Drive V1.1 mit konstanter Zwischenkreisspannung und Blockkommutierung angesteuert (150Hz bei 3000 min<sup>-1</sup>). Die angepasste Spannung wird mit Hilfe von 2 Abwärtsstellerschaltungen für die positive und negative Stromhalbwelle bewerkstelligt. Die Spannungsspulse dieser Schaltungen werden mit Hilfe der Maschineninduktivität gefiltert. Dadurch enthält der Maschinenstrom ebenfalls hochfrequente Anteile (20kHz).

Die Maschine BLDC CM-IEC-3kW wird durch den Konverter PMM-Drive mit Block-Kommutierung und variabler Zwischenkreisspannung gesteuert. Die Maschine wird dadurch nicht durch hochfrequente Anteile des Stromes belastet: Die Schaltfrequenz beträgt in diesem Fall 150Hz bei 3000min<sup>-1</sup>.

Die BLDC DM-SNP Maschine wird durch einen pulsbreitenmodulierten PWM Konverter gesteuert, der die trapezförmige Maschinenspannung erzeugt (150Hz bei 3000min<sup>-1</sup>). Der Strom weist eine Welligkeit bei 10kHz auf. Dieses Antriebssystem entspricht der Realisierung mit aktuell erhältlichen Frequenzumrichtern. Bei dieser Modulationsart bewirkt die HF-Komponente im Maschinenstrom eine Verringerung des Wirkungsgrades, vor allem im Teillastbereich [2], wo das Tastverhältnis 50% beträgt und die Stromwelligkeit maximal wird. Die Schaltfrequenz wurde im besten Betriebspunkt bezüglich des Wirkungsgrads der Maschine und des Konverters gewählt [1].

Die ASM ABB M3AA Maschine wird durch einen handelsüblichen PWM Frequenzumrichter gesteuert, der den sinusförmigen 50Hz Maschinenstrom erzeugt. Dieser Strom wird von einer 12kHz Komponente überlagert. Für die Verkleinerung des Wirkungsgrads im Teillastbereich und die Schaltfrequenzen gelten dieselben Bemerkungen wie bei der BLDC DM-SNP Maschine

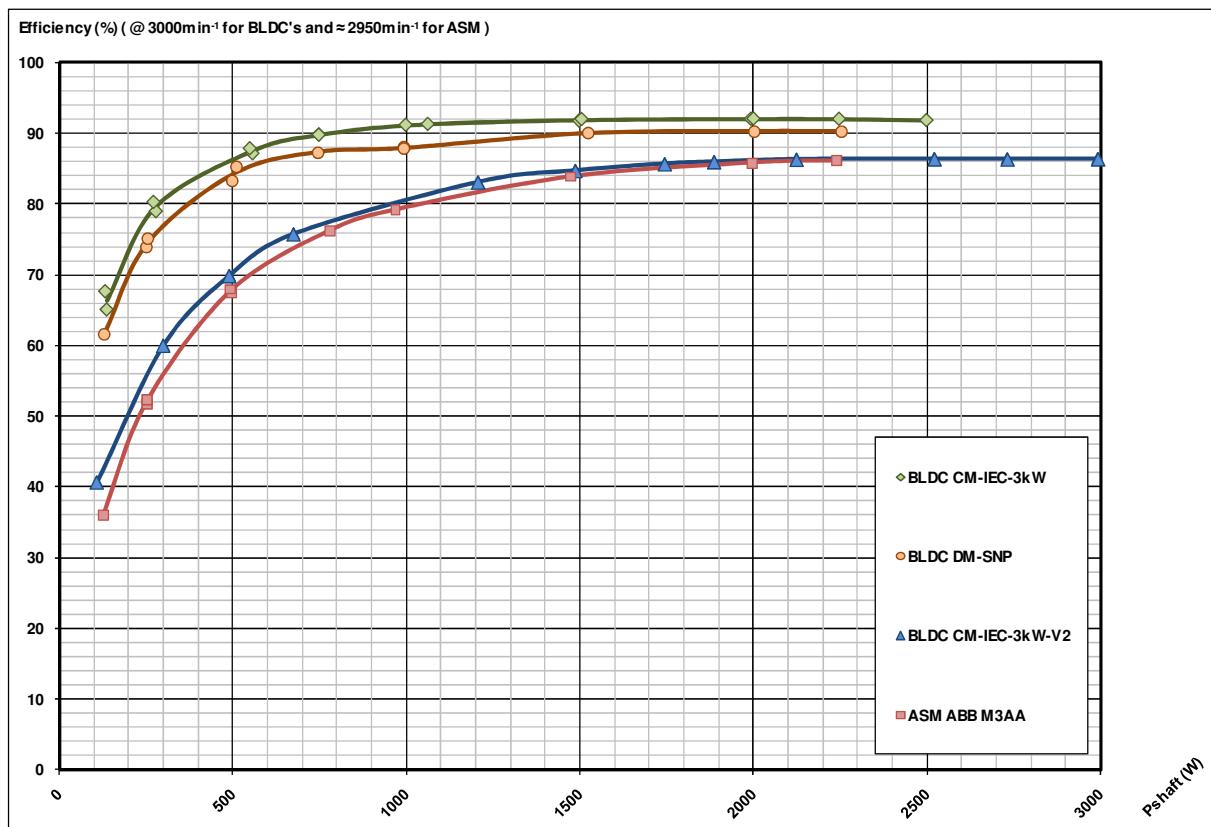


Abbildung 73: Wirkungsgrad der BLDC CM-IEC-3kW-V2 Maschine verglichen mit Referenzmaschinen  
(Die Wirkungsgrade der Umrichter sind nicht einbezogen)

Der Wirkungsgrad der in diesem Projekt gebauten BLDC CM-IEC-3kW-V2 Maschine erreicht nicht den vorgesehenen Wert. Bei Leistungen oberhalb von 2/3 der Nennleistung beträgt er 86.3% und damit 6% weniger als der Wirkungsgrad der BLDC CM-IEC-3kW Maschine, welche im vorhergehenden Projekt gefertigt wurde. Im Teillastbereich wird der Unterschied noch bedeutender. Die Kurve des Wirkungsgradverlaufs der BLDC CM-IEC-3kW-V2 Maschine ähnelt stark der Kurve einer Klasse IE2 ASM Maschine (ASM ABB M3AA). Die Vorteile der BLDC CM-IEC-3kW-V2 Maschine betrieben mit den Hochfrequenzströmen des Umrichters werden im Vergleich zu der ASM Maschine (ASM ABB M3AA) verschwindend klein. Bei den Aussagen in diesem Abschnitt sind die Wirkungsgrade der Umrichter nicht einbezogen.

In der Studie „Wirtschaftlichkeit, Anwendungen und Grenzen von effizienten Permanent-Magnet-Motoren“ [1, Abb. 155, Seite 130] wurde gezeigt, dass der Wirkungsgrad der untersuchten BLDC DM-SNP Maschine durch eine ungefilterten Maschinenspannung um 1% vermindert wurde. Der Einfluss der Hochfrequenzanteile der Maschinenspannung auf den Wirkungsgrad wird in den nächsten Kapiteln untersucht.

## Wirkungsgrad des EPMM-Drive Konverters

Vergleichbar mit dem Konverter PMM-DRIVE der Studie „Effizienter IEC Permanentmagnet-Motor (3kW)“ [2] erfolgt beim neuen Konverter EPMM-DRIVE die Stromkommutierung des Ausgangswechselrichters ebenfalls blockweise. Dadurch werden die Verluste auf die Leitverluste der Schalter begrenzt. Der EPMM-DRIVE enthält einen zusätzlichen Abwärtssteller für die negative Stromwelle.

Die Abbildung 74 zeigt den Wirkungsgrad des vollständigen EPMM-Drive Konverters (dreiphasiger Diodengleichrichter, doppelter Abwärtssteller, Speisung des DSP, der Messschaltungen und der restlichen Elektronik, Ausgangswechselrichter). Der Wirkungsgrad wurde mit der BLDC CM-IEC-3kW-V2 Maschine bei 3000 min<sup>-1</sup> durchgeführt und mit den Resultaten des PMM-DRIVE Konverters mit Belastung durch die BLDC CM-IEC-3kW bei 3000 min<sup>-1</sup> verglichen [1]. Dieser enthält dieselbe Anzahl Umwandlungsstufen.

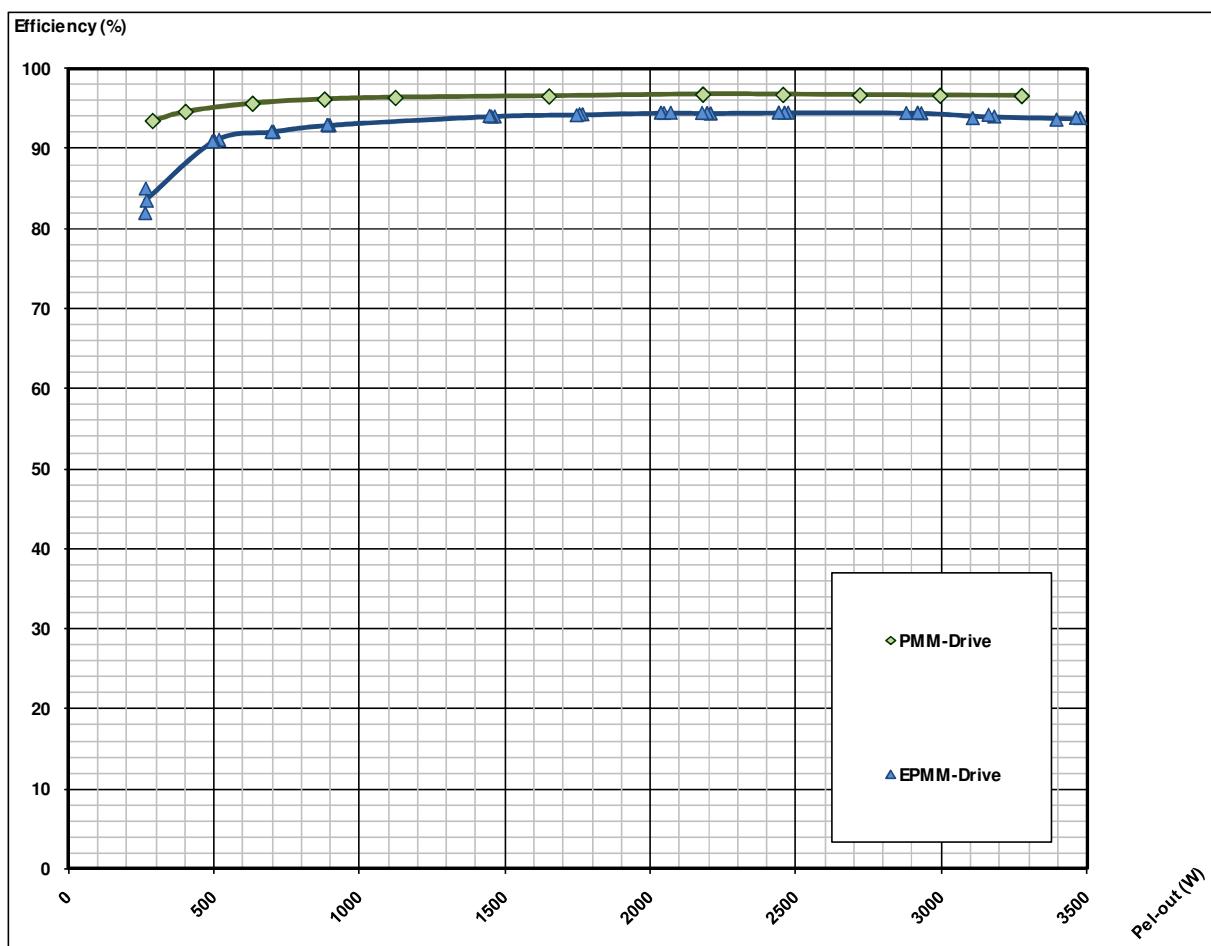


Abbildung 74: Wirkungsgrad des EPMM-Drive Konverters verglichen mit dem PMM-Drive Konverter (nur Umrichter)

Der Gesamtwirkungsgrad des EPMM-Drive Konverters erreicht die Marke von 94.3% bei der Hälfte der Wellen-Nennleistung der BLDC Maschine ( $\approx 1750\text{W}$  Speisungsleistung bei 1500W an der Welle). Der Wirkungsgrad verkleinert sich leicht bei Volllast bis zu einem Endwert von 93.8% ( $\approx 3480\text{W}$  Speisungsleistung bei 3000W an der Welle).

Der Wirkungsgrad sowohl des EPMM-Drive Konverters als auch des PMM-Drive Konverters wird beeinflusst durch eine zusätzliche Konversionsstufe (dreiphasiger Diodengleichrichter, 1 oder 2 Abwärtssteller, dreiphasige Ausgangswechselrichter) im Vergleich zu handelsüblichen Umrichtern (dreiphasiger Diodengleichrichter und dreiphasigen PWM Wechselrichter).

Es ist jedoch von Interesse, dass bei Teillast der Wirkungsgrad des PMM-Drive Konverters höher ist. Mit der Struktur der Block-Kommutierung sind nur die Leitverluste von Bedeutung und die Schaltverluste sind praktisch vernachlässigbar, speziell auch durch das Entlastungsnetzwerk der Abwärtstellerstufe. Dies gilt nicht beim handelsüblichen Frequenzumrichter: Im Teillastbereich werden die Schaltverluste bedeutend und verringern den Wirkungsgrad.

Der Wirkungsgrad des EPMM Drive Konverters ist um 2% kleiner als derjenige des PMM Drives. Dieses Resultat kann teilweise durch die Verluste einer zusätzlichen Diodenspannung und der zweiten Abwärtsstellerschaltung erklärt werden. Die ohne Maschine mit ohmsch induktiver Last durchgeföhrten Messungen zeigten einen besseren Wirkungsgrad und liessen dessen Verkleinerung bei Belastung mit der Maschine nicht erahnen. Im folgenden Kapitel werden die Unterschiede dieser beiden Messaufbauten erläutert.

### Kenndaten der hocheffizienten Schaltregler

Die Schaltung wurde mit einem Transistor mit 2 Sekundärspannungen und einer Hilfsspannung (Bias) zur Flyback Steuerung für 10W Leistung entworfen, aufgebaut und getestet. Die Messung der Standby-Verluste erfolgte ohne Sekundärlast. Durch die Spannungsregelung mit Referenz und Optokoppler blieb jedoch die Flyback-Steuerung in Funktion. Die Messung der Standby-Verluste entspricht daher dem Leerlaufbetrieb des Flyback-Wandlers und nicht der Leistungsaufnahme der gesperrten Steuerschaltung.

Die Tests wurden mit zwei verschiedenen Flyback-Kontrollern durchgeführt: mit dem Typen FSQ311 der Firma Fairchild (<http://www.fairchildsemi.com>) und dem Typen Viper17L der Firma STMicroelectronics (<http://www.st.com/stonline>).

Die Testaufbauten zeigten eine Leerlaufleistungsaufnahme von 160mW (FSQ311) und 120mW (Viper17L), im Vergleich zu 5W der verwendeten Laborspeisung.

<b>Uin [V]</b>	<b>Iin [mA]</b>	<b>Pin [W]</b>	<b>Uout [V]</b>	<b>Iout [mA]</b>	<b>Uout [V]</b>	<b>Iout [mA]</b>	<b>Pout [W]</b>	<b>Verluste [W]</b>	<b>η</b>
232.3	8.11	0.163	14.36	0	5.05	0	0.000	0.163	0.000
232.3	10.53	0.600	13.09	7	5.05	48	0.327	0.273	0.546
233.3	13.31	0.990	13.15	11	5.05	89	0.596	0.394	0.602
233.2	17.10	1.600	13.04	22	5.05	147	1.031	0.569	0.644
232.9	24.80	2.640	12.84	61	5.03	213	1.857	0.783	0.704
233.4	34.50	3.810	12.81	112	5.01	284	2.862	0.948	0.751
233.2	41.50	4.800	12.72	164	5.01	320	3.684	1.116	0.767
233.3	48.00	5.720	12.80	193	5.01	385	4.394	1.326	0.768
233.3	51.30	6.190	12.84	208	5.00	421	4.778	1.412	0.772
233.1	61.70	7.510	12.85	261	5.00	494	5.823	1.687	0.775
233.8	74.50	9.240	12.93	324	4.99	586	7.113	2.127	0.770
233.8	94.60	12.100	13.10	407	4.98	762	9.128	2.972	0.754

Tabelle 75. Messung des Wirkungsgrads beim Flyback-Testaufbau (FSQ311)

Der Wirkungsgrad wurde mit Hilfe der Schaltung mit 2 Sekundärspannungen und einer Hilfsspannung (Bias) für die Flyback Steuerung getestet (Tabelle 75). Die 5V Ausgangsspannung wurde mit Hilfe der Regelung stabilisiert. Die Nominalspannung der zweiten Ausgangsspannung beträgt 12V. Die Hälfte der Belastung erfolgte beim 5V Ausgang. Der höhere Ausgangsstrom bei tieferer Ausgangsspannung bewirkt mehr Verluste in der Gleichrichterdiode und der gemessene Wirkungsgrad liegt leicht unter den Erwartungen von 80%. Unter gleichen Bedingungen lieferten beide Kontroller vergleichbare Resultate.

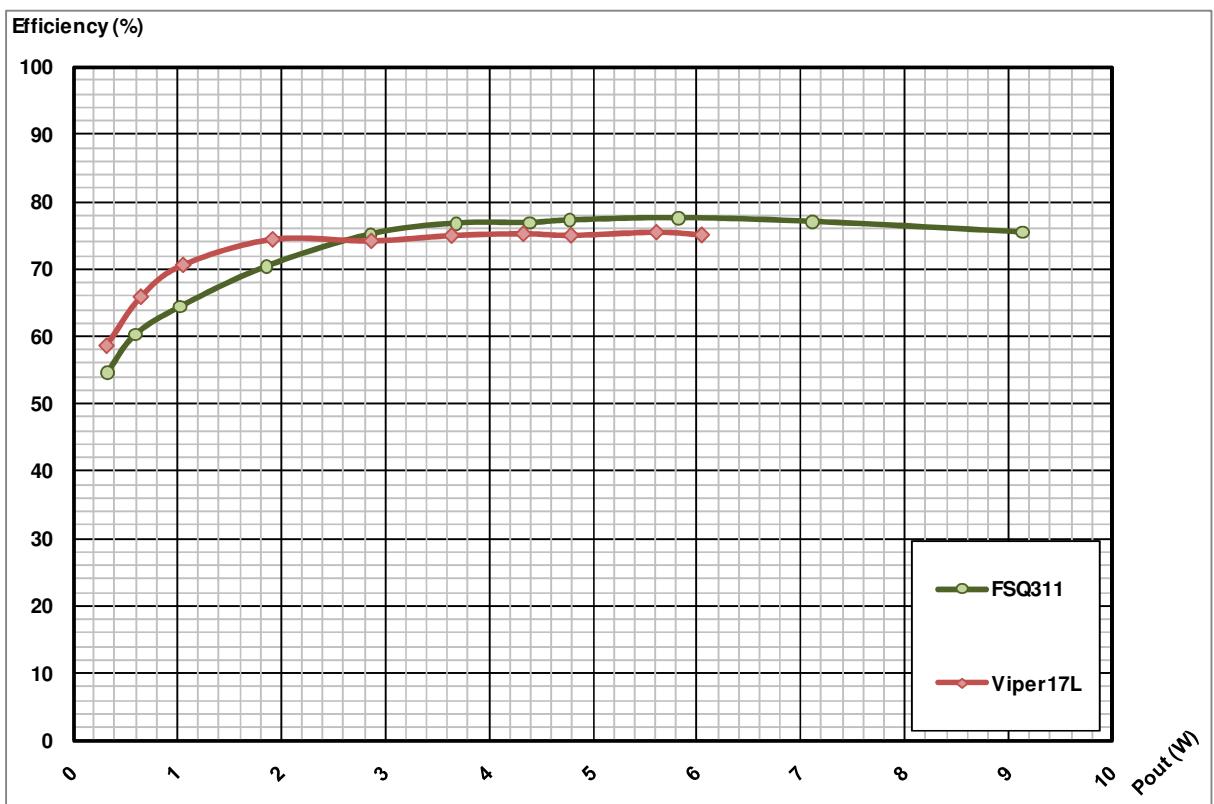


Abbildung 76. Messung des Wirkungsgrads beim Testaufbau des hocheffizienten Schaltreglers

### EPMM-Drive Konverter Leerlaufaufnahme

In der Tabelle 76 wird die Leistungsaufnahme des EPMM-Drive Konverters im Stillstand der Maschine bei aktivem Ausgangswechselrichter mit der Leistungsaufnahme des PMM-Drives und des Commander Konverters der früheren Studie [2] verglichen.

Beschreibung	EPMM-Drive	PMM-Drive	Commander SE23400220
Leistungsaufnahme im « Stand-By » Betrieb	3.46W	9.35W	15.3W
Leistungsaufnahme bei aktiver Ausgangsstufe und stillstehender Maschine, $\Omega = 0 \text{ min}^{-1}$	5.08W	10.2W	123W

Abbildung 75. Stand-by Verluste des EPMM-Drive Konverters verglichen mit dem PMM-Drive Konverter der Studie[1]

Im Stand-By Betrieb nimmt der EPMM-Drive Konverter 3.46W auf. Diese Leistung könnte verringert werden mit Verwendung des Betriebsmodus « sleep/halt » beim DSP Prozessor. Gegenwärtig bleibt dieser in Funktion bei 100MHz Clockfrequenz.

Mit dem Abschalten der Hilfsspeisungen (gemäss Abbildung 52) resultiert ein interessanter Rückgang der Leerlauf-Leistungsaufnahme (1.5W). Diese Schaltung wurde 6-fach beim entwickelten Konverter implementiert (4 high side und eine low side Hilfsspeisung, sowie die Speisung für die Messkreise). Die vorgeschlagene Schaltung ist industriell realisierbar dank ihrer geringen Kosten.

Mit der Einführung des DSP in den „sleep“ Modus (desaktivierter Oszillator, ein elektrischer Impuls zum „Aufwecken“ des DSP) und mit der Abschaltung der Hilfsspeisungen kann die Leistungsaufnahme im Leerlauf auf eine Minimum begrenzt werden, auf 160mW wie in der Tabelle 75 gezeigt, ohne zusätzliche Hilfsspeisung.

Mit Ausgangswechselrichter in Funktion und stillstehender Maschine steigt die Leistungsaufnahme des EPMM-Drive Konverters und des PMM-Drive Konverters nur merklich an. Im Stillstand wird der Ausgangswechselrichter nicht umgeschaltet weil die Ausgangsspannung der Abwärtssteller auf 0V geregelt wird. Dadurch spielt der Schaltzustand des Ausgangswechselrichters eine untergeordnete Rolle.

Bei einem handelsüblichen Frequenzumrichter jedoch sind die Verluste bei Stillstand der Maschine nicht vernachlässigbar und praktisch 10x-20x höher als jene des EPMM-Drive Konverters und des PMM-Drive Konverters. Da sich der Spannungszwischenkreis nach dem dreiphasigen Gleichrichter infolge der verketteten Netzspannung auf 560VDC befindet, wird jeder Umrichterzweig mit 50% Tastverhältnis getaktet, um verschwindend kleine Maschinenspannungen zu erzeugen. Dadurch entstehen hohe Schaltverluste.

## Diskussion

### Schlechtere Leistungsdaten als erwartet: Suche nach Ursachen

Die Wirkungsgradmessungen haben schlechtere Leistungsdaten als erwartet ergeben, sowohl für den elektronischen Konverter, als auch für die Maschine. Verschiedene Gründe wurden untersucht, bestätigt oder fallengelassen: Sie werden im folgenden Abschnitt wiedergegeben.

#### Konverter mit ohmsch-induktiver Last oder Motorlast

Vor der Lieferung des Motors wurde der elektronische EPMM-Drive Konverter im Rahmen einer Diplomarbeit an der HES-SO Wallis getestet [3] um sich der Leistungsdaten zu vergewissern. Um die Motorlast zu simulieren, wurde eine ohmsch-induktive Last verwendet, mit einer Induktivität von 7mH, einem Wert nahe der Induktivität einer Maschinenphase (5mH), und einem Widerstand von  $31\Omega$  zur Nachbildung der induzierten Maschinenspannung.

Die Abbildung 76 zeigt den gemessenen Verlauf des Wirkungsgrads des EPMM-Drive Konverters bei ohmscher Last. Zum Vergleich wurden ebenfalls der Verlauf des EPMM-Drive Konverter-Wirkungsgrads mit der Belastung durch den BLDC CM-IEC-3kW-V2 Motor und der Verlauf des PMM-Drive Konverter-Wirkungsgrads mit Belastung durch den CM-IEC-3kW Motor eingezeichnet.

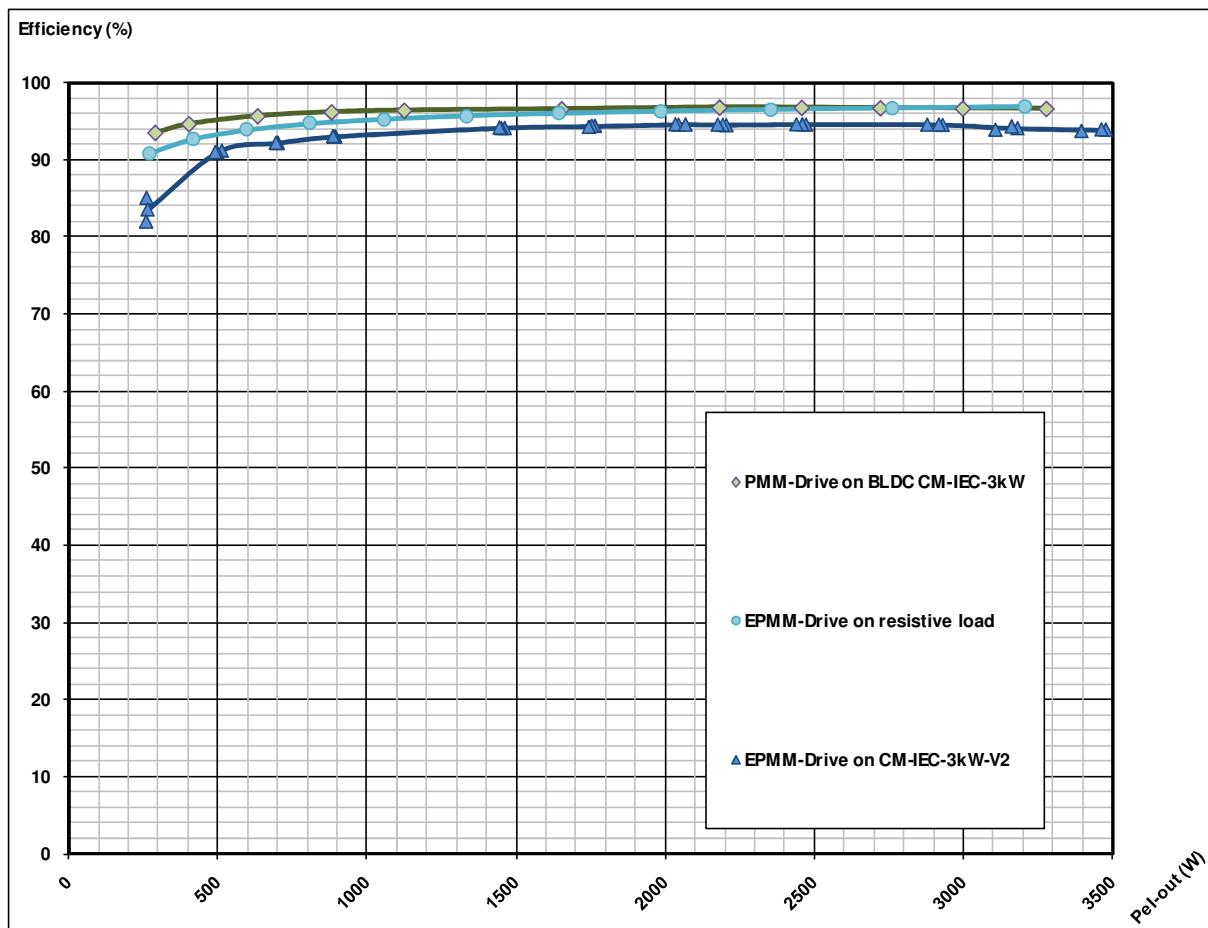


Abbildung 78: Wirkungsgrad des EPMM Drive Konverters mit ohmscher Last oder Motorlast (nur Umrichter)

Oberhalb der halben Nennleistung sind der EPMM Drive und der PMM Drive Konverter identisch. Bei Teillast ist der Wirkungsgrad des EPMM Drive Konverters kleiner als derjenige des PMM Drive. Diese Verringerung des Wirkungsgrads ist erklärbar durch den Spannungsabfall einer zusätzlichen Diode und durch die Verwendung eines zusätzlichen zweiten Abwärtsstellers im Vergleich zum PMM Drive Aufbau.

Auf der Grundlage dieser Feststellungen wurde der Konverter mit dem neu entwickelten Motor verbunden. Der gemessene Wirkungsgrad war noch um 2% tiefer als bei ohmsch-induktiver Last. Diese Verringerung der Leistungsdaten wird durch folgende Gründe hervorgerufen:

- Der Strom der Motorinduktivität baut sich mit Hilfe der Freilaufdiode des Ausgangswechselrichters ab: Dies ist bei der ohmsch-induktiven Last nicht der Fall.
- Die Schaltverluste sind ebenfalls etwas höher bei Motorlast: Alle 6 Schalter des Ausgangswechselrichters werden bei der Motorsteuerung betätigt gegenüber nur 2 Schaltern bei der ohmsch-induktiven Last.
- Der Effektivwert des Stromes ist höher bei Motorlast. Zusätzlich wird der Spitzenstrom der Maschine bei 3kW Wellenleistung wegen der Wechselrichterumschaltung und der induzierten Motorspannungen noch vergrößert. Mit Motorlast erreicht der Strom Werte um 10A, mit Spitzen bis zu 13A (Abbildung 57), während bei ohmsch-induktiver Last eher ein Spitzenstrom bei 7A resultierte. Die Leitverluste wurden dadurch praktisch verdoppelt.

## Unterschiede zwischen der Sternschaltung und der Einzelphasenschaltung im Generatorbetrieb

Bei der klassischen dreiphasigen Schaltung werden die dritte Harmonische und ihre Vielfachen kompensiert (Sternschaltung). Mit der Topologie des EPMM Drives mit Einzelphasensteuerung entsteht zusätzlich die dritte Harmonische des Stromes mit ihren Vielfachen, die in der Konverterschaltung fliessen.

Die Leistungsdaten des Motors sollten in Funktion der Motorschaltung überprüft werden. Mit dem EPMM Drive Aufbau kann jedoch keine Sternschaltung realisiert werden. Deshalb wurden die beiden Schaltungsarten, Sternschaltung und Einzelphasenschaltung, im Generatorbetrieb bei ohmscher Last verglichen und die Resultate in der Abbildung 79 aufgezeichnet.

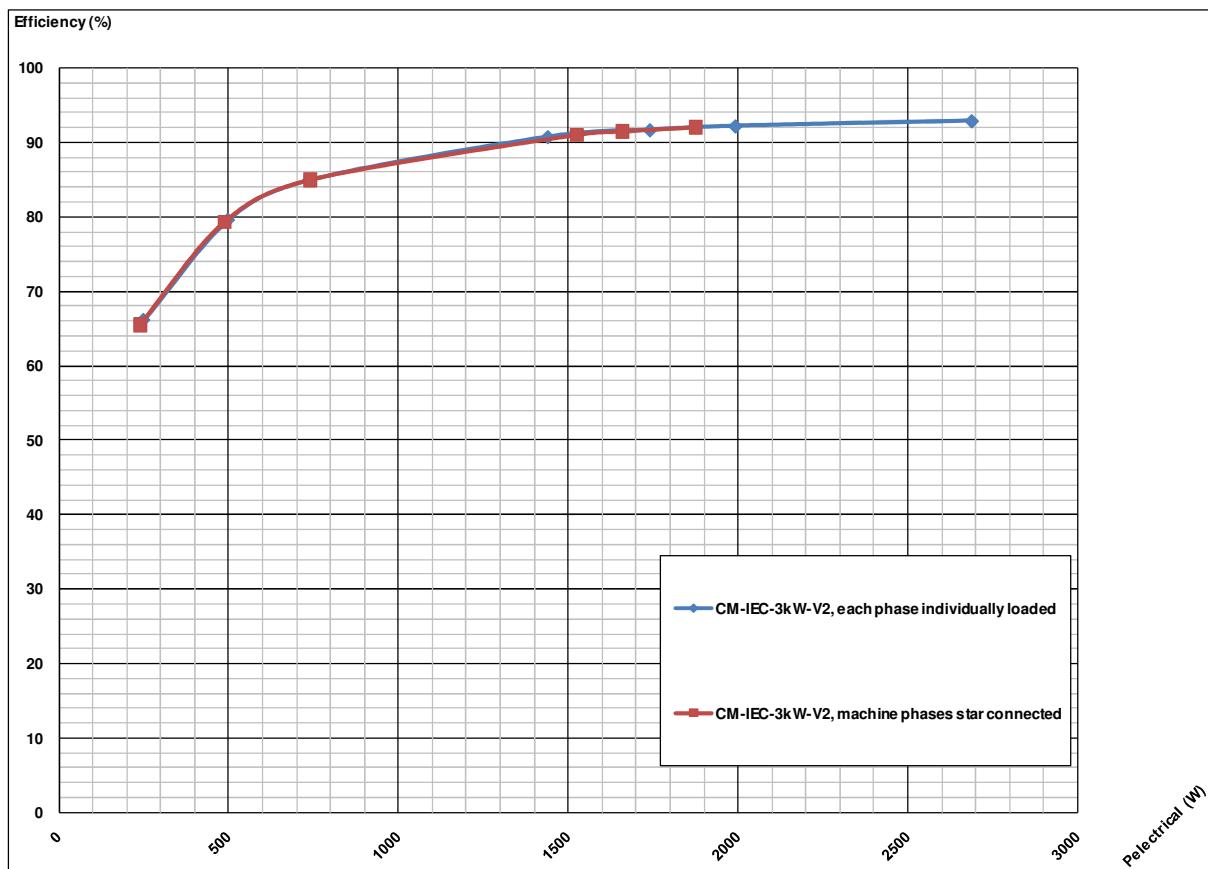


Abbildung 79: Vergleich des Generatorwirkungsgrads in Stern- oder Einzelphasenschaltung (nur Generator)

Die BLDC CM-IEC-3kW Maschine wurde durch eine weitere Maschine bei 3kW Wellenleistung angetrieben, um diese Messungen zu ermöglichen. Der Verlauf des Wirkungsgrads wurde in Funktion der elektrischen Leistung aufgezeichnet. Mit der Messung in der Sternschaltung wurde der Messaufbau beschädigt: Aus diesem Grund konnten die Messungen mit Leistungen oberhalb 1.9kW nicht mehr durchgeführt werden.

Diese Messungen haben jedoch gezeigt, dass der Generatorwirkungsgrad unabhängig ist von der Motorschaltung, da der Verlauf der beiden Wirkungsgradkurven deckungsgleich ist. Der Wirkungsgrad im Generatorbetrieb steigt jedoch auf 92.8%. Eine genauere Analyse dieses Sachverhalts folgt im nächsten Abschnitt.

## Eisenverluste des Motors

### (mit Hochfrequenzanteil) und des Generators (ohne HF Anteil)

Bei der Messung der Leerlaufverluste der BLDC CM-IEC-3kW-V2 Maschine entsprach das Verhalten der Maschine in Funktion der Schaltfrequenz nicht den Erwartungen, nämlich dass die Verluste mit einem Wechselrichter bei 20kHz Schaltfrequenz nahe bei den Verlusten mit gefilterten Spannungen liegen, wie in der Abbildung 68 des Kapitels „Leerlaufdaten der BLDC Maschine“ aufgezeigt wurde.

Die Messung der Leerlaufverluste der BLDC CM-IEC-3kW-V2 Maschine im Generatorbetrieb erlaubt die Berechnung der mechanischen Verluste und der Eisenverluste. Die Eisenverluste können mit den im Motorbetrieb gemessenen Verlusten verglichen werden. Der Unterschied zwischen den beiden Betriebsarten wird durch den Hochfrequenzanteil der Ströme bestimmt, verursacht durch den Aufbau des EPMM-Drive Konverters. Die Abbildung 80 zeigt die Verluste die im Motor- und Generatorbetrieb gemessen wurden.

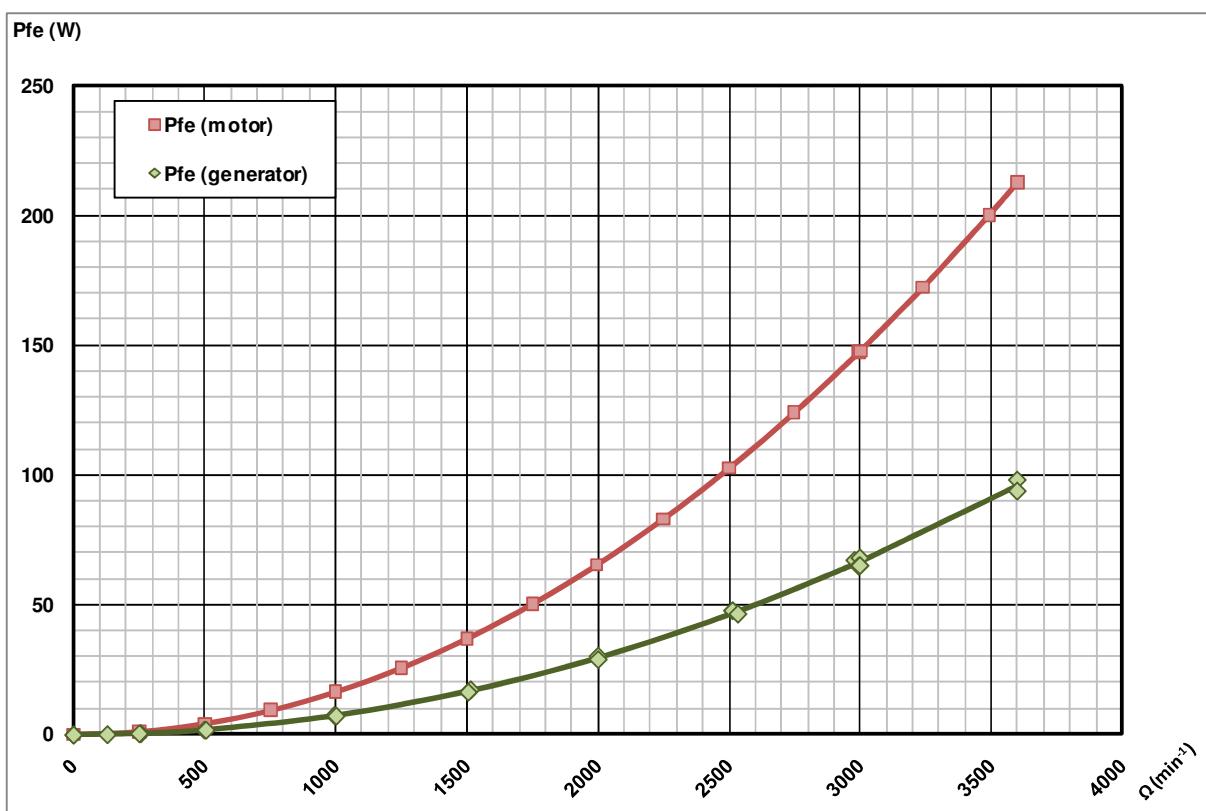


Abbildung 80.  
Vergleich der Eisenverluste im Motor- (mit HF Anteilen) und Generatorbetrieb (ohne HF Anteilen)

Bei 3000min-1 findet man 148W Eisenverluste im Motorbetrieb und 66.6W im Generatorbetrieb, also 81.4W mehr Verluste im Motorbetrieb. Diese Erhöhung der Verluste zeigt sich in der Verkleinerung des Wirkungsgrads um 2.7% bei 3kW Leistung. Im nächsten Kapitel werden die durch den Hochfrequenzanteil hervorgerufenen Wirkungsgradunterschiede näher erläutert.

## Motorwirkungsgrad (mit und ohne HF Anteil) und Generatorwirkungsgrad (ohne HF Anteil)

Da der neue Aufbau der Maschine sich empfindlich gegenüber Hochfrequenzanteilen des Stromes zeigt, sollte eine angepasste Filterung eine Verbesserung des Motorwirkungsgrads ermöglichen.

Um diese Annahme zu bestätigen wurde ein LC Tiefpassfilter in die Schaltung eingeführt, wie in der Abbildung 81 dargestellt ( $L_1 = L_2 = 3\text{mH}$ ,  $C_1 = C_2 = 1.2\mu\text{F}$ ). Der Regelkreis wurde angepasst um ein stabiles Verhalten der Ströme zu erreichen.

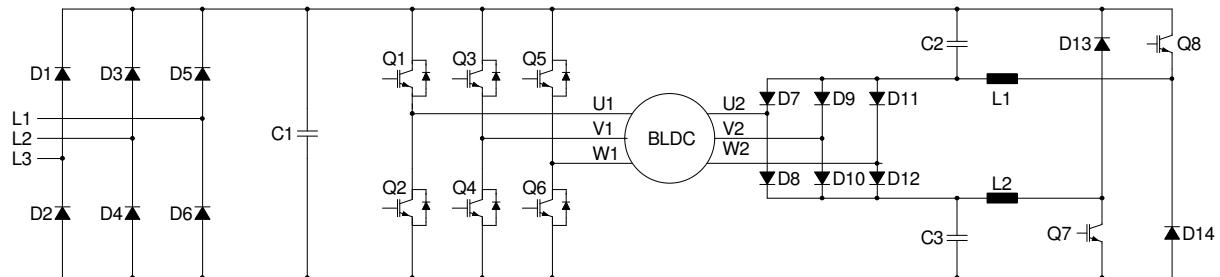


Abbildung 81. Filterung der Hochfrequenzanteile im Motorbetrieb

Messungen wurden ebenfalls im Generatorbetrieb durchgeführt. Die Resultate sind aufgeführt um einen Quervergleich mit den Motormessungen zu ermöglichen. Der Generatorwirkungsgrad wird in Funktion der elektrischen Leistung aufgezeichnet. Die Abbildung 82 zeigt den Verlauf der Wirkungsgradkurven für die erwähnten Betriebsfälle.

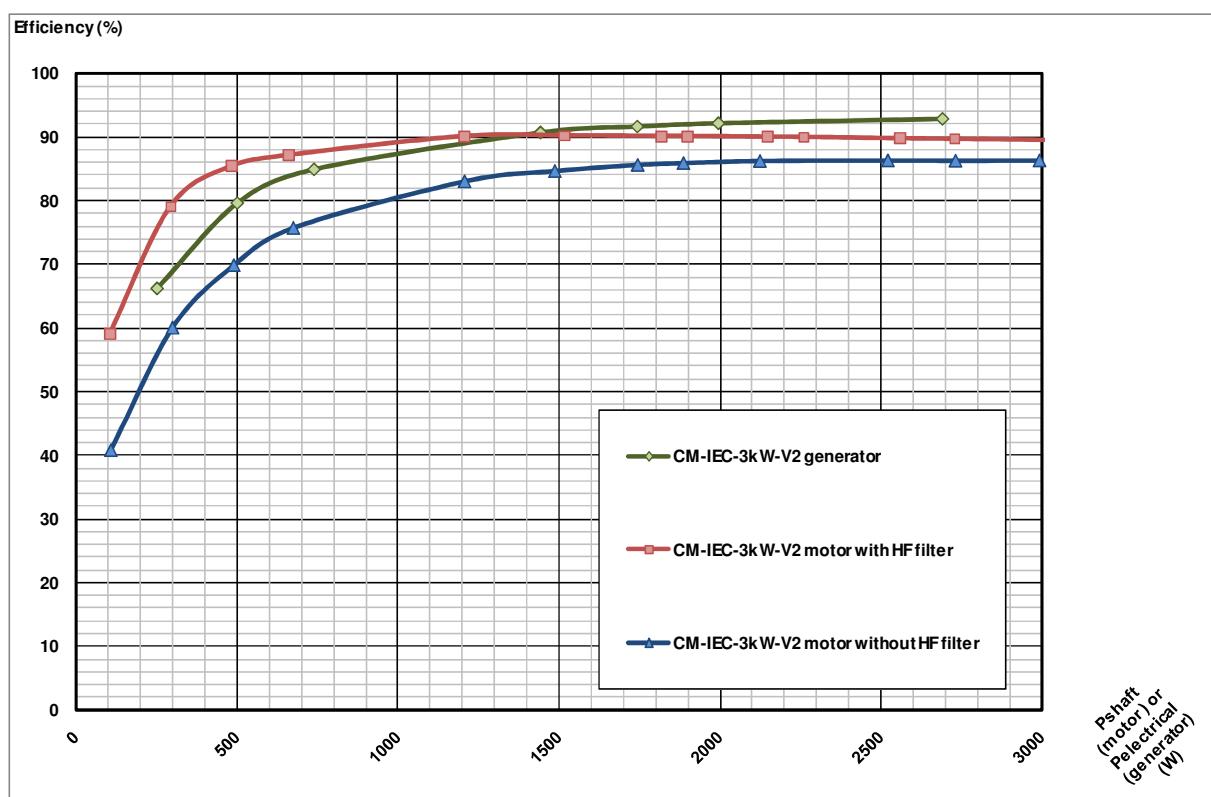


Abbildung 82. Vergleich der Wirkungsgrade im Motorbetrieb (mit und ohne HF Anteil) mit dem Generatorbetrieb (ohne HF Anteil) (nur Maschinen)

Mit der Filterung der Hochfrequenzanteile erreicht der Wirkungsgrad des CM-IEC-3kW-V2 Motors bei 3000W Wellenleistung 89.5%, also 3.1 % mehr als ohne Filterung. Diese Messung bestätigt damit die Resultate des Kapitels „Eisenverluste des Motors (mit Hochfrequenzanteil) und des Generators (ohne HF Anteil)“ mit 81.5W weniger Verlusten und damit um 2.7% erhöhtem Wirkungsgrad.

Diese zusätzliche Filterung verändert die Geschwindigkeit des Regelsystems: Dadurch wird der Wirkungsgrad bei Volllast verkleinert. Der maximale Wirkungsgrad von 90% wird bei halber Nennleistung erreicht.

Im Teillastbetrieb wird der Unterschied beim Wirkungsgrad verstärkt, da bei konstanter Drehzahl die Eisenverluste unverändert bleiben und unabhängig von der Last sind. Mit um 81.5W geringeren Eisenverlusten bei 500W Wellenleistung würde sich der Wirkungsgrad um 16% erhöhen, dank der Filterung der Hochfrequenzanteile. Diese Filterung erzeugt für die BLDC Maschine ein vorteilhaftes Verhalten Teillastbereich im Vergleich zur Asynchronmaschine.

### **Diskussion zum Motor CM-IEC-3kW-V2, erstellt durch Circle Motor AG**

Die *FEMAG* Berechnungen stimmen mit dem gebauten Motor CM-IEC-3kW-V2 recht gut überein. Aufzuführen ist noch, dass die *FEMAG* Daten von einer Windungszahl von 20 Leitern pro Nut, auf 24 umgerechnet wurde um die 200V des Amplitudenwerts der induzierten Spannung zu erhalten. Dieses verlangte die optimierte Anpassung auf die Topologie des EPMM Drives.

Der Motor CM-IEC-3kW-V2 erreichte die geforderte Wellenleistung von 3kW und der Amplitudenwert von 200V der induzierten Spannung bei 3000U/min, wie Diagramm 83 zeigt.

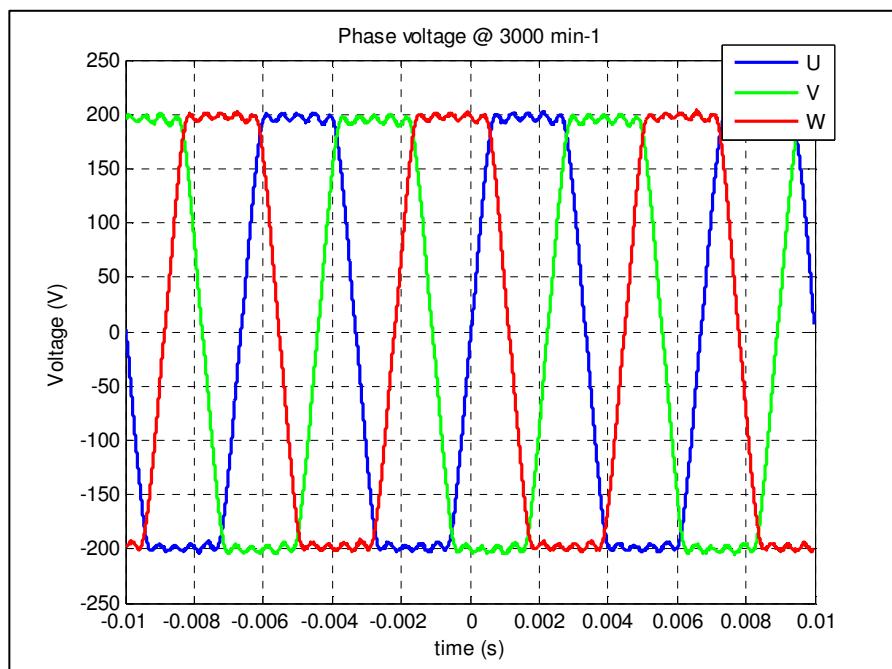


Abbildung 83 Verlauf der induzierten Strangspannung (Phase zu Sternpunkt)

Symbol	Einheit	Messbedingungen	Beschreibung	BLDC CM-IEC-3kW-V2 berechnet	BLDC CM-IEC-3kW-V2 gemessen
<b>Pcu</b>	W	Nennlast bei 3000 min-1	Kupferverluste	55	91
<b>Pmec</b>	W	Nennlast bei 3000 min-1	Mechanische Verluste	29	36
<b>Pfe</b>	W	Nennlast bei 3000 min-1	Eisenverluste	Ohne HF 145	Ohne HF 67 Mit HF 148
<b>Wirkungsgrad</b>	%	Nennlast bei 3000 min-1	Effizienz	93	Ohne HF 92.8

Tabelle 84 vergleicht die berechneten und die gemessenen Werte des BLDC CM-IEC-3kW-V2

*FEMAG* berechnet den Motor ohne den Einfluss der Hochfrequenz (HF) des EPMM Drives. Die Bestimmung der Eisenverluste im *FEMAG* erfolgt teilweise mit Koeffizienten, die auf Erfahrungswerten beruhen. Für diese Koeffizienten wurden zu grosse Werte angenommen und somit sind die 145W Eisenverluste ohne den Einfluss der Hochfrequenz grösser als in der Wirklichkeit gemessen.

Das Ziel die Kupferverluste der Wicklung unter diejenigen der Referenzmaschine zu bringen wurde verfehlt. Der Ansatz mit einem starkem Kupferdraht zu wickeln, anstelle von feinem parallel geschaltetem Draht, wie bei der Referenzmaschine, hat sich als falsch erwiesen. Gegenüber den *FEMAG* Vorgaben resultierten 36W mehr an Verlusten. Der Kupferfüllfaktor einer Nut liegt bei 33% und bei der Referenzmaschine bei 40%. Der starke Draht mit 1.2mm Durchmesser konnte nicht so fein verarbeitet werden, wie die Litze, bestehend aus vier Einzeldrähten mit je 0.75mm Durchmesser der Referenzmaschine. Bei der Wicklung mit dickem Draht kragen die Wicklungsköpfe des Stators weiter aus, als mit dünnem Draht. Als Erfolg ist aufzuführen, dass ohne Einbusse der Effizienz die Spulenweite einer Statorspule um eine Nutweite gegenüber der Referenzmaschine reduziert werden konnte. Diese Erkenntnis auf die Referenzmaschine angewandt, würde dort die Effizienz erhöhen.



Die Fotos 85:

Wicklung der BLDC CM-IEC-3kW-V2 Maschine



Wicklung der Referenzmaschine

Bei der Entwicklung und Forschungsaktivität in den Effizienzklassen IE3/IE4 muss man sich bewusst sein, dass jedes Detail über Erfolg oder Misserfolg entscheidet. Es handelt sich dabei im Wesentlichen um das Gebiet der Zusatzverluste von el. Maschinen. In der weiterführenden Diskussion ist deshalb alles aufgeführt was uns während der aktuellen Arbeit bekannt wurde. Erst weitere Forschungsaktivitäten können die Quantität des Effizienzgewinns durch Minimierung der Zusatzverluste aufzeigen.

Bei der BLDC CM-IEC-3kW-V2 Maschine ist der Luftspalt um 0.2mm kleiner als bei der Referenzmaschine. Diese Reduktion des Luftspaltes erzeugt einen höheren magn. Fluss in der Maschine ohne mehr Magnetmaterial einzusetzen. Die Steigerung des magn. Flusses ist der Grund des Effizienzgewinns von 0.8% gegenüber der Referenzmaschine, bei der Arbeitsweise ohne HF. Gemäss der Tabelle 84 sind die mechanischen Verluste um 6W angestiegen, was im Zusammenhang mit der Reduktion des Luftspaltes zwischen Rotor und Stator stehen kann und auf Luftriebung hindeutet. Die Umfangsgeschwindigkeit auf dem Rotor bei 3000U/min beträgt rund 14m/s. Die Nuten des Stators und die Zwischenräume der Stabmagnete wirken wie ein Labyrinth einer mechanischen Labyrinthdichtung. Die Zwischenräume sind deshalb so zu schliessen, dass eine glatte ebene Fläche entsteht, wie das Beispiel eines mit Epoxy-Harz vergossenen Stators in Bild 86 zeigt.

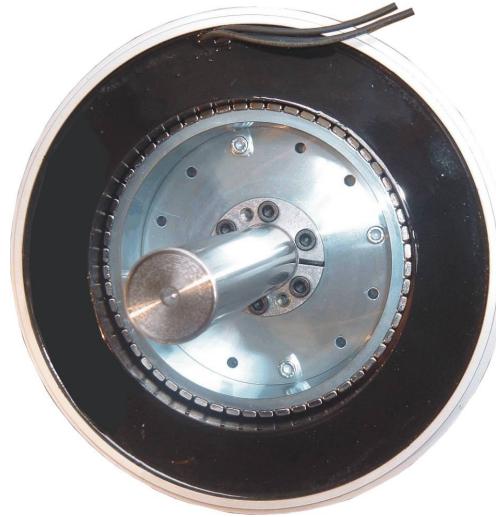


Foto 86: Windgenerator in Permanent-Magnet-Technik ausgeführt. Leistung 1.7kW bei 480 U/min  
In Neuseeland in Betrieb.

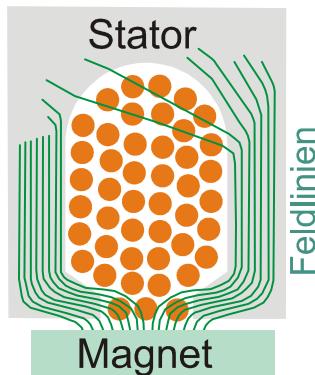


Bild 87: Verlauf der Feldlinien

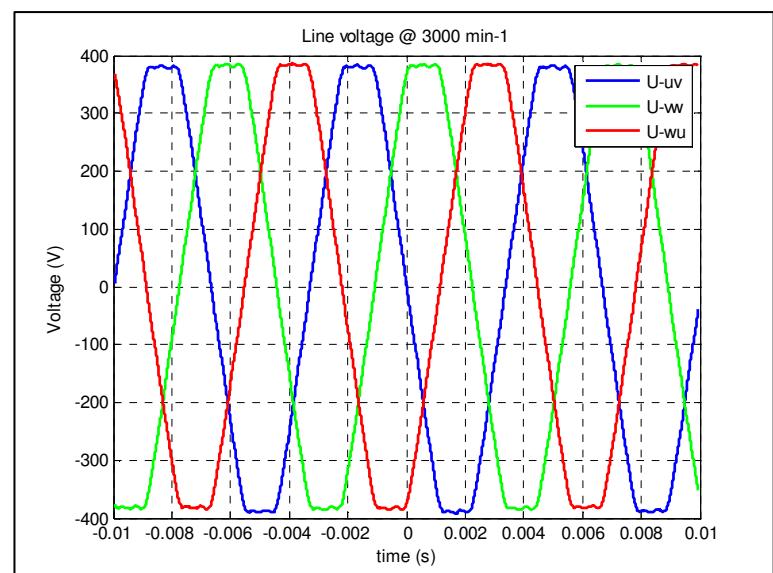


Abb 88: Verlauf der induzierten, verketteten Phasenspannung

Die Feldlinien der Permanent-Magnete auf dem Rotor dringen in die Öffnungen der Statornuten ein (Abb:87 unten). Das Magnetfeld der Permanent-Magnete trifft in diesem Bereich auf das hochleitende Kupfer der Wicklungsdrähte. Dabei entstehen Wirbelstrom-Verluste im Kupfer. Das Pressen der Wicklungsköpfe beim BLDC CM-IEC-3kW-V2 Motor verlangte hohe Kräfte, begründet in dem gewählten starken Wicklungsdrähten, sodass Drähte in die Nutöffnung geschoben wurden. Die Nutöffnungen sollen deshalb mit einem festen Keil verschlossen werden, wobei die Höhe des Keils über den Bereich der Feldlinien hinaus ragen soll.

Die Öffnungen der Nuten zusammen mit den Permanent-Magneten ergeben in der induzierten Wicklungsspannung eine Nutpulsation mit einer höheren Frequenz als die Grundschwingung. Diese Pulsation erzeugt deshalb Verluste. Die Nutpulsation ist besonders schön in Bild 83 im 200V Bereich der Amplitude zu sehen. Abhilfe schafft die Verkettung der Strangspannungen. In Bild 86 bei der Darstellung der verketteten induzierten Spannung sind die Nutpulsationen bereits reduziert.

Die Nutpulsation erzeugt zudem ein änderndes magn. Feld im Permanent-Magnet selbst, je nachdem welcher Bereich des Magneten unter einem Zahn, bzw unter einer Nutöffnung liegt. Die Folge sind Verluste durch Wirbelströme im Magneten. Besonders empfindlich ist die geschlossene Kupferschicht bei vernickelten Magneten (Cu/Ni-Schicht). Beim CM-IEC-3kW-V2 Motor sind vernickelte Magnete und bei der Referenzmaschine unbeschichtete Magnete eingesetzt.

Bei Nennleistung von el. Maschinen sind die Statorzähne bereits stark gesättigt. Dabei laufen magn. Feldlinien quer durch die Nuten, wie in Bild 87 im oberen Bereich gezeigt. Dieser Effekt wird als Nutenquerfeld bezeichnet. Das wechselnde Nutenquerfeld, welches vom Statorstrom erzeugt wird, zieht Wirbelstromverluste in den Wicklungsdrähten nach sich. Die Verluste steigen quadratisch in Funktion mit der Drahtstärke an. Ein Leiter bestehend aus mehreren einzelnen Drähten ist deshalb einem einzigen Draht mit grossem Durchmesser vorzuziehen. Auch deshalb, weil bei hoher Stromdichte und Leitern mit grossem Querschnitt der ohmsche Widerstand in Folge Stromverdrängung ansteigen kann.

Bei der Untersuchung des BLDC CM-IEC-3kW-V2 Motor nach den Messungen wurde festgestellt, dass die Lagerschale des B-Lagers an einer Stelle Korrosion aufwies. Der Verdacht besteht, dass el. Lagerströme hervorgerufen durch den Hochfrequenz-Strom des EPMM Drives der Grund sein könnte. Eine elegante Lösung zum Verhindern der Lagerströme sind Kugellager mit Keramik-Kugeln.

Alle oben beschriebenen Zusatzverluste, deren Ursache der Stator-Strom ist, werden durch die Hochfrequenz des EPMM Drives verstärkt.

# Schlussfolgerungen

Ausgehend von den Resultaten der ersten beiden Arbeiten ([1] und [2]) wurde eine **neue Topologie mit minimalem Aufwand für Filter und Zwischenkreiskondensator** vorgeschlagen. Die Gründe zum Wechsel der Topologie lagen in der nicht optimalen Blockstromform und dem ungenügenden Netzverhalten der Schaltung [2]. Dazu wurde der Sternpunkt der Maschine aufgetrennt und jede Phase einzeln angesteuert, ohne zusätzliche Filter. Da diese Topologie fast ausschliesslich aus Siliziumkomponenten besteht, kann eine Integration in das Maschinengehäuse vorgesehen werden.

Die Schaltung wurde aufgebaut und vorerst mit ohmsch-induktiver Last getestet, als Simulation der Motorlast. Der gemessene Wirkungsgrad ist oberhalb der halben Nennleistung identisch mit Wirkungsgrad des Konverters in Studie [2], obwohl der neue Aufbau den Spannungsabfall einer zusätzlichen Diode aufweist.

**Mit der Motorbelastung konnte dieser Wirkungsgrad jedoch nicht erreicht werden:** Effektivwert und Spitzenwert der Maschinenströme waren infolge der nichtoptimalen Kommutierung höher. Ebenfalls waren die Schaltverluste höher als bei den Referenzmessungen. Mit der Vorverlegung der Einschaltzeiten und der Verlängerung der Leitphasen der Motorströme konnte der Wirkungsgrad nur unwesentlich verbessert werden.

Der **Hauptgrund** der grösseren Gesamtverluste liegt jedoch in den **erhöhten Eisenverlusten**, die durch den **Hochfrequenzanteil der gepulsten Spannung** erzeugt werden. Diese Verluste wurden in einer früheren Studie [2] als gering ermittelt (Anstieg von 29W auf 37W bei einer 3kW Maschine): Bei der neuen Maschine sind sie jedoch bedeutend (ca. 80W zusätzlich). **Als Konsequenz müssen die Maschinenströme gefiltert werden, was jedoch die Vorteile der neuen Topologie hinfällig werden lässt.**

**Positiv** ist zu bewerten, dass gezeigt werden kann, dass **Umrichter mit sehr geringen Standby Verlusten** baubar sind. In unserer Arbeit mit **160mW**.

Die *FEMAG* Berechnungen stimmen mit dem gebauten Motor CM-IEC-3kW-V2 recht gut überein. Der Motor CM-IEC-3kW-V2 erreichte die geforderte Wellenleistung von 3kW und der Amplitudenwert von 200V der induzierten Spannung bei 3000U/min. Der **berechnete Wirkungsgrad** bei Nennleistung, ohne den hochfrequenten Anteil der Steuerung EPMM Drive liegt bei **93%** und der **gemessene bei 82.8%**. Damit ist der Wirkungsgrad um 0.8% höher als bei der Referenzmaschine.

Das Ziel die Kupferverluste der Wicklung unter diejenigen der Referenzmaschine zu bringen wurde verfehlt. Der Ansatz mit einem starkem Kupferdraht zu wickeln, anstelle von feinem parallel geschaltetem Draht, wie bei der Referenzmaschine, hat sich als falsch erwiesen. Es resultierten 36W mehr Verluste gegenüber der Referenzmaschine. Für Runddraht-Wicklungen im Leistungsbereich des CM-IEC-3kW Motors ist es besser einen Leiter aus mehreren dünneren Wicklungsdrähten aufzubauen. Die Wicklung lässt sich feiner verarbeiten. Der Kupferfüllfaktor in den Nuten steigt und die Wicklungsköpfe des Stators lassen sich kompakter bauen. Zudem haben Leiter in der Form von Litzen einen positiven Einfluss auf die Zusatzverluste. Die gezeigten Massnahmen erhöht die Effizienz.

**Der Motor CM-IEC-3kW-V2 zusammen mit der Steuerung EPMM Drive erreicht den Wirkungsgrad eines Asynchronmotors der Effizienzklasse IE2 mit Frequenzumrichter. Darin begründet sich, dass von den energetischen Messungen als Pumpenanwendung abgesehen wurde.**

Bei der **Entwicklung und Forschungsaktivität** in den **Effizienzklassen IE3/IE4** muss man sich bewusst sein, dass **jedes Detail über Erfolg oder Misserfolg entscheidet**. Es handelt sich dabei im Wesentlichen um das Gebiet der **Zusatzerluste von el. Maschinen**. In diesem Bericht ist alles aufgeführt was uns zum Thema Zusatzerluste während der aktuellen Arbeit bekannt wurde. **Erst weitere Forschungsaktivitäten können die Quantität des Effizienzgewinns durch Minimierung der Zusatzerluste aufzeigen.**

Die Lösung mit einem brushless DC Motor mit 93% Wirkungsgrad und dem Wechselrichter, welcher auf der Maschinen-Seite einen Wirkungsgrad von 99% aufweist, haben wir als Gesamtsystem am Anfang der Arbeit als effizienter beurteilt als eine synchrone Arbeitsweise. Die FEMAG Berechnungen zeigen für einen IEC-3kW **Synchronmotor** einen Wirkungsgrad von **95%**. Der Wechselrichter für einen Synchronmotoren benötigt auf der Maschinen-Seite eine getaktete Leistungsstufe mit einem Wirkungsgrad kleiner 99%. Die **Hochschule Wallis** zeigt nun einen Ansatz zur Realisierung einer Hochfrequenz getakteten symmetrischen „back to back“ Struktur mit den entsprechenden Filtern (Softswitching Struktur), wo bei **3kW Leistung ein gesamt Wirkungsgrad des Wechselrichters von 96%** erreicht werden kann. Der **Wirkungsgrad des Synchronmotors zusammen mit dem Wechselrichter** des nunmehr 4-Quadrantenantriebs würde dann **bei 90%** liegen.

Aus unseren bisherigen Forschungsarbeiten geht nicht hervor welches der beiden Konzepte, das brushless DC, oder das Synchrone, bezüglich Effizienz überlegen ist. Die **Ausführung des synchronen Konzepts** (Abb:89) **fehlt** eigentlich noch in der **BFE Arbeit „Zusammenfassung und Update des effizienten Permanent-Magnet-Motors“** [6] und würde **diese Arbeit fachlich vollständig abschliessen.**

Für **weitere Forschungsarbeiten** an hocheffizienten Elektromotoren (Asynchron- und Permanent-Magnet-Motoren) im Effizienzbereich der **Premiumklassen IE3/IE4**, schlagen wir deshalb vor ein **synchrones Konzept** (Abb 89) **zu realisieren**, unsere Erkenntnisse zu den **Zusatzverlusten** quantitativ einzubringen und die **Resultate Effizienz-bezogen** mit dem **brushless Konzept zu vergleichen**.

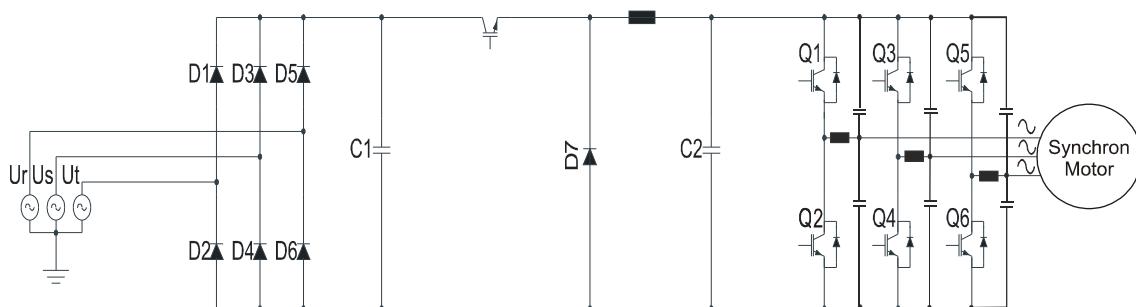


Abb 89: Blockschaltbild des Wechselrichters und des Synchronmotors, beide mit sinusförmigen Strömen.

**Unsere Arbeitsgruppe**, bestehend aus den beiden Hochschulen Wallis/Luzern und Circle Motor AG hat **lang-jährige Erfahrung in der Forschung von effizienten el. Maschinen** und gehört sicher zu den führenden Kräften in der Schweiz, wenn hocheffiziente Elektromotoren im Bereich IE4/IE5 gefordert sind. Mit **weiterführenden Aktivitäten** in diesem aktuellen Bereich kann unsere Gruppe auch **international** einen Namen aufbauen, wenn es um hocheffiziente „**Elektrische Motor Systeme**“ geht. Zudem führt unsere Arbeitsgruppe an den Hochschulen **Diplomarbeiten** [3] [4] [5] zu diesen Themen durch und **fördert** so den **Nachwuchs an jungen Ingenieuren**.

# Symbolverzeichnis

**Asynchronmotor, Induktionsmotor** und **Normmotor** sind gleich bedeutend. Der Rotor ist als Kurzschlussläufer gebaut.

**Permanent-Magnet-Motor** ist ein Motor, dessen Rotor mit Permanent-Magneten bestückt ist.

In diesem Bericht wird die Bezeichnung **Wechselrichter, Umrichter, Frequenzwandler** für eine elektronische Steuerung zur Drehzahlverstellung von Permanent-Magnet-Motoren und Asynchronmotoren verwendet.

**Brushless DC Steuerung** bezeichnet das Ansteuerverfahren eines Permanent-Magnet-Motors mit der Charakteristik eines Gleichstrommotors, jedoch sind die mechanischen Büsten durch elektronische Komponenten ersetzt. Ein Permanent-Magnet-Motor, der sich an einer brushless DC Steuerung wie ein Gleichstrommotor verhält, wird als **brushless DC Motor** bezeichnet.

**BLDC CM-IEC 3kW** ist gleich bedeutend der **Referenzmaschine** und bezeichnet den effizienten Permanent-Magnet-Motor aus dem BFE Auftrag [2]. Der BLDC CM-IEC 3kW Motor wird von Wechselrichter **PMM-Drive** angetrieben.

**BLDC CM-IEC 3kW -V2** bezeichnet den effizienten Permanent-Magnet-Motor aus dem aktuellen BFE Auftrag. Der BLDC CM-IEC 3kW-V2 Motor wird von Wechselrichter **EPMM-Drive** angetrieben.

**HF** ist die Bezeichnung für Hochfrequenz, welche von einem Wechselrichter erzeugt wird.

**f/U** ist das Steuerungsverfahren von Wechselrichtern für Asynchronmaschinen.

**IEC** ist die Bezeichnung für International Electrotechnical Commission.

## Referenzen

- [1] **Wirtschaftlichkeit, Anwendungen und Grenzen von effizienten Permanent-Magnet-Motoren.** Studie des Bundesamts für Energie. Durchgeführt von Circle Motor AG, Fachhochschulen Luzern und Wallis. [www.electricity-research.ch](http://www.electricity-research.ch)
- [2] **Effizienter IEC Permanent-Magnet-Motor (3kW),** Studie des Bundesamts für Energie. Durchgeführt von Circle Motor AG, Fachhochschulen Luzern und Wallis. [www.electricity-research.ch](http://www.electricity-research.ch)
- [3] **Nouvelle topologie de commande d'une machine Brushless DC (BLDC), François Sauthier, diplôme 2008,** HES-SO // Valais Wallis, [www.nebis.ch](http://www.nebis.ch)
- [4] **Permanent-Magnet-Maschine im Generatorbetrieb,** Pirmin Wicki, Adrian Scherer, Bachelorarbeit 2009 Hochschule Luzern, August 2009.
- [5] **Effizienz Normmotoren / Ökobilanz und Demonstration:** Bachelorarbeit Thomas Gander, Norbert Büchel, Hochschule Luzern, Juli 2007.
- [6] **Wirtschaftlichkeit, Anwendungen und Grenzen von effizienten Permanent-Magnet-Motoren / Zusammenfassung und Update.** In deutscher und englischer Sprache. Dokument des Bundesamts für Energie. Juni 2009. [www.electricity-research.ch](http://www.electricity-research.ch)

## QUELLEN DER ABBILDUNGEN

Hochschule Luzern, Technik und Architektur  
Hochschule Wallis  
Circle Motor AG

Abb. 5-28  
Abb. 1–4, 29-32, 34-61, 67-83, 88-94  
Abb. 33, 62–66, 84-87

# Anhang

## Messungen: Prinzip und Genauigkeit

In diesem Kapitel soll erläutert werden, wie die Wirkungsgradmessungen durchgeführt wurden. Der erste Abschnitt beschreibt den mechanisch-elektrischen Aufbau der Maschinen und der zweite listet die Messgenauigkeit der verwendeten Geräte auf.

### Mechanisch-elektrischer Aufbau der Maschinen

Die BLDC CM-IEC-3kW-V2 Maschine wurde mit den laborüblichen Montagedreiecken aufgebaut und im Leerlauf und mit Lastmaschine getestet.

Für die Lastmessungen wurde die BLDC CM-IEC-3kW-V2 mit der BLDC DM-SNP gekoppelt, die als Generator mit Lastwiderständen belastet wurde. Zwischen den Wellen wurde ein Drehmoment Messgerät (Torquemaster TM 208B) mit Hilfe von Aluminiumkupplungen eingefügt, die jeweils einen Freiheitsgrad erlauben. Damit kompensieren sich die Fehler der Ausrichtung. Die Abbildung 90 zeigt den Testaufbau und die Kopplung der «BLDC CM-IEC-3kW-V2»-Maschine mit der «BLDC DM-SNP»-Maschine.



Abbildung 90. Mechanischer Aufbau der Maschinen, links BLDC DM-SNP (IEC90), rechts BLDC CM-IEC-3kW-v2 (IEC100)

Der Wirkungsgrad wurde mit Hilfe von 2-Leistungsmessgeräten mit insgesamt 6 Kanälen bestimmt. Damit konnten gleichzeitig die dreiphasigen Ein- und Ausgangsleistungen des Konverters gemessen werden. Die Leistungsmessgeräte verfügen über zusätzliche digitale und analoge Eingänge. Die Frequenz- und Spannungsausgänge der Drehmomentmessung wurden ebenfalls gleichzeitig gemessen um den Wirkungsgrad des EPMM-Drive Konverters, der BLDC CM-IEC-3kW-V2 Maschine sowie den Gesamtwirkungsgrad zu bestimmen. Die Abbildung 91 zeigt das Blockschema des Messsystems am Beispiel der Wirkungsgradmessung.

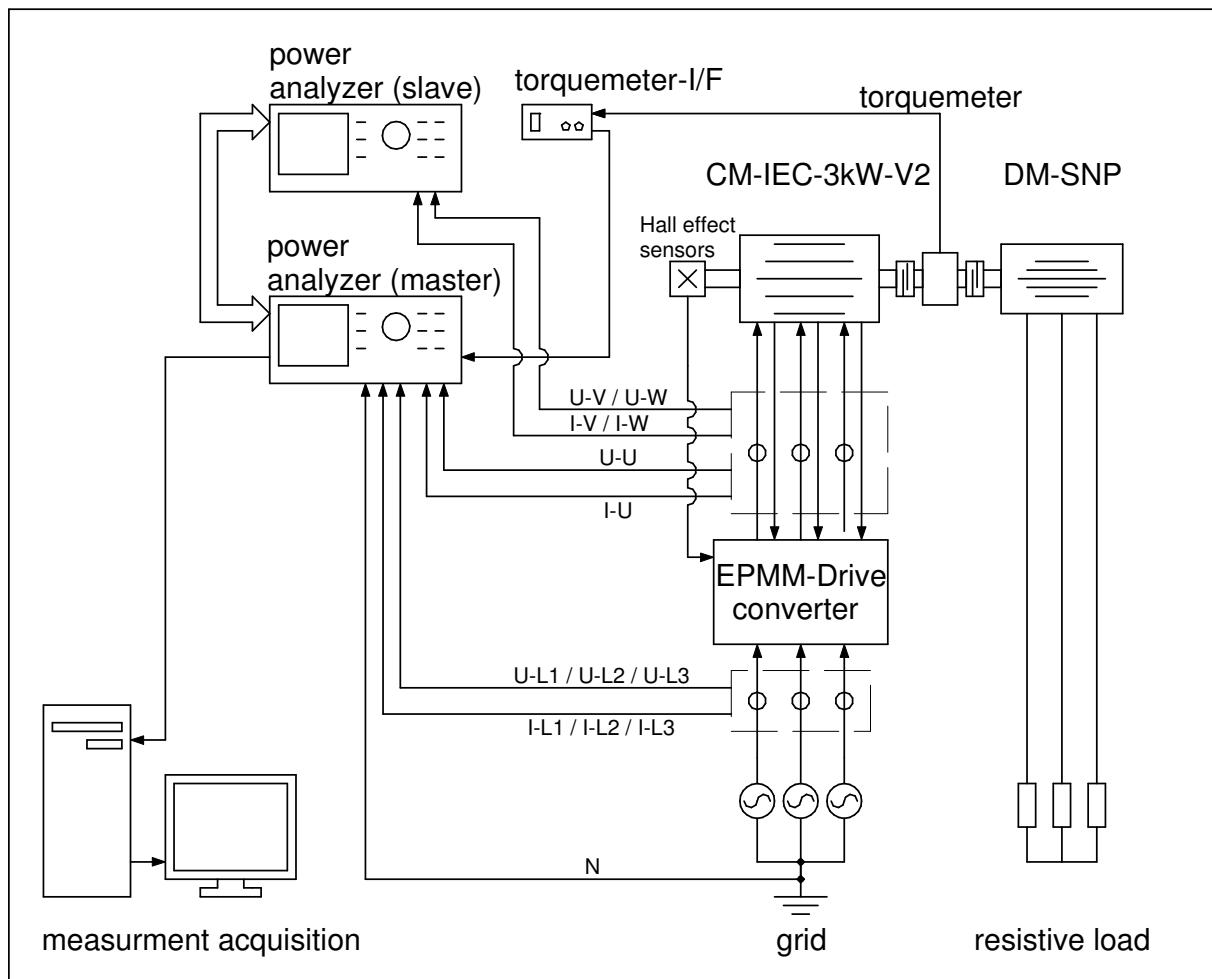


Abbildung 91. Blockschema des gesamten Messaufbaus

Die Abtastrate der Leistungsmessgeräte beträgt 3M Samples/s für die Spannungen und Ströme und 200 Samples/s für die zusätzlichen analogen Eingänge. Die Drehzahl- und Drehmomentsignale werden durch ein Digitalfilter angepasst. Die Erneuerung der Anzeige liegt bei 5ms, wobei die letzten 200 Abtastungen noch durch ein «moving average» gemittelt werden.

Die Messungen wurden bei zunehmender Leistung durchgeführt. Für jeden Betriebspunkt wurden die Messwerte erst übernommen, nachdem das System die stationäre Temperatur erreicht hat.

## Präzision der Messgeräten

Die Genauigkeit der verwendeten Messgeräte wird in den folgenden Tabellen dargestellt. Der maximale Fehler wird angegeben in Funktion der ungünstigsten Messbereiche, die verwendet wurden.

Drehmomentmessung	Lieferant	Typ	Gemessene Signale (Einheiten)	Gesamter maximaler Fehler
Drehmoment und Geschwindigkeit Messeinheit	Vibro-Meter SA, CH-Fribourg	TM 208B	T (Nm) / $\Omega$ ( $\text{min}^{-1}$ )	$\leq \pm 0.56\% / -$
Drehmoment und Geschwindigkeit Erfassungseinheit	HES-SO Wallis, CH-Sion	Torsion_Meter_IF_V2.1	U (V) / $\Omega$ ( $\text{min}^{-1}$ )	$\leq \pm 0.01\% / -$
Wattmeter Spannung und Frequenz Schnittstelle	ZES ZIMMER Electronic Systems, D-Oberursel	Digital/Analog Erfassungskarte Option L50-03 zur LMG500	U (V) / f (Hz)	$\leq \pm 0.25\% / \leq 0.01\%$
<b>Totaler Fehler der mechanischen Leistung</b>			<b>P (w)</b>	<b><math>\leq 0.83\%</math></b>

Abbildung 92. Drehmomentmessung

Elektrische Leistung	Lieferant	Typ	Gemessene Signale (Einheiten)	Gesamter maximaler Fehler
<b>Eingang-Wirkleistung</b>	ZES ZIMMER Electronic Systems, D-Oberursel	LMG500	U (V) / I (A) / P(W)	$\leq 0.08\% / \leq 0.33\% / \leq 0.45\%$
<b>Ausgang-Wirkleistung</b>	ZES ZIMMER Electronic Systems, D-Oberursel	LMG500	U (V) / I (A) / P(W)	$\leq 0.19\% / \leq 0.23\% / \leq 0.91\%$

Abbildung 93. Leistungsmessung mit Wattmeter

Wirkungsgrad	Gemessene Signale / Einheiten	Gesamter maximaler Fehler
<b>Wirkungsgrad EPMM-Drive</b>	$\eta (-)$	$\leq 1.36\%$
<b>Wirkungsgrad CM-IEC-3kW-V2</b>	$\eta (-)$	$\leq 1.74\%$
<b>Wirkungsgrad Integral Motor</b>	$\eta (-)$	$\leq 1.28\%$

Abbildung 94. Maximaler resultierender Fehler bei der Wirkungsgradberechnung