

Ein Beitrag zur Nutzung regenerativer Energie in Kleinstkraftwerken im Inselbetrieb

Vom Fachbereich Elektrotechnik und Informatik
der Universität Siegen
zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor der Ingenieurwissenschaften
(Dr.-Ing.)

genehmigte Dissertation

von

Diplom-Ingenieur Martin Schulz
aus Marburg an der Lahn

1. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Mario Pacas
2. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Detlev Hackstein
3. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Jürgen Jensen

Tag der mündlichen Prüfung: 21. September 2005

urn:nbn:de:hbz:467-2067

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Leistungselektronik und elektrische Antriebe der Universität Siegen.

Zum Gelingen dieser Arbeit hat eine ganze Reihe von Leuten beigetragen, bei denen ich mich an dieser Stelle besonders bedanken möchte, allen voran beim Leiter des Institutes, Herrn Prof. Dr.-Ing. Mario Pacas. In den vergangenen Jahren haben ich von seinem umfangreichen Wissen profitiert, in den Diskussionen mit ihm Wertvolles gelernt und unzählige Anregungen und Denkanstöße erhalten. Seine Unterstützung und sein Geschick, die Richtung der Arbeit zu lenken und ihr Voranschreiten im Auge zu behalten waren wichtige Stützpfiler, die sich zum Erreichen des gesteckten Zieles als unverzichtbar erwiesen haben.

Bei Herrn Prof. Dr.-Ing. Detlev Hackstein bedanke ich mich herzlich für die Übernahme des Korreferats und das Interesse, das er dieser Arbeit entgegengebracht hat.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Jürgen Jensen, der das zweite Korreferat übernommen hat, sei an dieser Stelle zusätzlich dazu der Dank für die fruchtbare Zusammenarbeit im Wasserbaulabor der Forschungsstelle für Wasserwirtschaft und Umwelttechnik ausgesprochen. Stellvertretend für alle seine hilfreichen Mitarbeiter, die mir im Laufe der Zeit ihre Unterstützung zukommen ließen, geht mein Dank an Herrn Dipl.-Ing. Jörg Wieland für die Hilfe aller das Wasserrad bezüglichen Dinge.

Herrn Prof. Dr. rer. nat. Rainer Patsch danke ich für die Übernahme der Leitung des Promotionsverfahrens.

Weiterhin geht mein Dank an die Kollegen im Institut. Das angenehme Arbeitsklima, die vielen Diskussionen, auch auf Gebieten neben der Dissertation, und die mir entgegengebrachte Unterstützung haben sehr geholfen.

Aber auch von ausserhalb der Universität hatte ich Hilfe. Meinen Eltern gebührt uneingeschränkter Dank für ihre vielfältige Unterstützung.

Von ebenso unschätzbarem Wert für mich war die Geduld meiner Frau Tabea, die in den letzten Jahren als unerschöpflich Quelle von Ruhe und Kraft an meiner Seite stand.



Inhaltsverzeichnis

Formelzeichen	1
Verwendete Abkürzungen und Begriffe	2
I Einleitung	3
1 Motivation und Ziel der Arbeit	4
2 Stand der Technik	5
II Systemtechnische Betrachtung	8
3 Energienutzung durch Wind und Wasser	8
3.1 Grundlagen des Windflügels	8
3.2 Grundlagen des Wasserrades	10
3.3 Zusammenfassung zu Kapitel 3	14
4 Elektromechanische Energiewandlung	15
4.1 Permanenterregte Synchronmaschine im Inselbetrieb	15
4.1.1 Bestimmung des stationären Arbeitspunktes	17
4.2 PMSM mit umschaltbarer Ständerwicklung	19
4.3 Kondensatorerregte Asynchronmaschine	20
4.3.1 Allgemeine Gleichungen der kondensatorerregten Asynchronmaschine	21
4.3.2 Der Selbsterregungsvorgang	22
4.4 Zusammenfassung zu Kapitel 4	31
5 Leistungselektronische Energiewandlung	32
5.1 Magnetischer Spannungsconstanthalter - ferroresonanter Transformator	33
5.1.1 Wirkungsweise der magnetischen Spannungsstabilisierung	33
5.1.2 Speisung des Transformators mit rechteckförmiger Spannung	38
5.2 Wechselrichter mit Spannungszwischenkreis	39
5.2.1 Gleichspannungszwischenkreis	41
5.3 Matrix-Umrichter	42

5.3.1	Übertragungsfunktion des Umrichters	43
5.3.2	Vierschrittkommutierung	47
5.3.3	Betriebssicherheit	49
5.4	Energieversorgung der Steuerelektronik	50
5.5	Zusammenfassung zu Kapitel 5	51
6	Untersuchte Energiewandlungssysteme	52
6.1	PMSM mit ferroresonantem Transformator	52
6.2	PMSM mit PWM-Umrichter	53
6.3	PMSM am Matrixumrichter	54
6.4	Ferroresonanter Transformator an der PMSM mit umschaltbarer Ständerwicklung	55
6.5	PMSM mit umschaltbarer Ständerwicklung und PWM-Wechselrichter	56
6.6	Matrixumrichter an der PMSM mit umschaltbarer Ständerwicklung	56
6.7	Kondensatorerregte ASM mit ferroresonantem Transformator	57
6.8	PWM-Umrichter an der kondensatorerregten ASM	58
6.9	Matrixumrichter und kondensatorerregte ASM	59
6.10	Gegenüberstellung	60
6.11	Zusammenfassung zu Kapitel 6	61
III	Systemvergleich	62
7	Kosten der Anlage	62
7.1	Generatoren	62
7.2	Kosten für die Primärantriebe	63
7.3	Systemkosten	64
8	Verfügbarkeit, Realisierbarkeit, Robustheit	66
IV	Realisierung und Messergebnisse	67
9	Simulation des Primärantriebs	67
9.1	Parameter des Windrades	67
9.2	Parameter des Wasserrades	69

9.2.1	Parameterbestimmung am Modell	69
9.2.2	Messung am Dreieck-Zellensegment-Wasserrad (DZW)	74
9.3	Anpassung des Generators an das Wasserrad	77
9.4	Laboranlage zur Kraftwerkssimulation	78
9.5	Zusammenfassung zu Kapitel 9	80
10	Experimentelle Untersuchungen	81
10.1	Permanenterregte Synchronmaschine	81
10.2	Permanenterregte Synchronmaschine mit umschaltbarer Ständerwicklung	84
10.3	Die kondensatorerregte Asynchronmaschine	86
10.3.1	Untersuchung des Selbsterregungsprozesses	86
10.3.2	Kondensatorerregte ASM am Gleichrichter	90
10.4	Der ferroresonante Transformator	93
10.4.1	Betriebssicherheit	97
10.5	Einsatz des PWM-Wechselrichters	101
10.5.1	Aufbau des DC-Stellers für den Zwischenkreis	102
10.5.2	Messergebnisse DC-Steller	103
10.5.3	PWM-Wechselrichter an konstanter Eingangsspannung	104
10.5.4	PWM-Wechselrichter an variabler Eingangsspannung	105
10.6	Aufbau des Matrix-Umrichters	106
10.6.1	Messergebnisse	110
10.7	Zusammenfassung zu Kapitel 10	112
V	Abschließende Betrachtung	113
	Abstract	115
	Abbildungsverzeichnis	119
	Literaturverzeichnis	120
VI	Anhang	125

A	Kosten für die Labormodelle	125
A.1	Ferroresonanter Transformator	125
A.2	DC-Steller	127
A.3	PWM-Wechselrichter	127
A.4	Matrixumrichter	128

Formelzeichen

A	Fläche
α, β	Koordinaten
C	Kapazität
c_m	Drehmomentbeiwert
c_p	Leistungsbeiwert
d, q	Koordinaten
D	Verhältnis von Einschaltzeit zu Periodendauer
Δ	Schwankung/Abweichung einer Größe
E	Energie, allgemein
E_{kin}	kinetische Energie
E_{pot}	potentielle Energie
η	Wirkungsgrad
γ	Winkel
h	Fallhöhe
i_α	α -Komponente des Stromes
i_β	β -Komponente des Stromes
\underline{i}_1	Raumzeiger des Ständerstromes einer Maschine
\underline{i}'_2	Raumzeiger des Läuferstromes, auf den Ständer bezogen
i_d	Flussbildende Stromkomponente des Stromraumzeigers
i_q	Drehmomentbildende Stromkomponente des Stromraumzeigers
I_K	Kurzschlußstrom
I_μ	Magnetisierungsstrom
$Im()$	Imaginärer Anteil einer Größe
J	Trägheitsmoment
k, K	Proportionalitätsfaktoren
L	Induktivität, allgemein
$L_{1\sigma}$	Ständer-Streuinduktivität
$L'_{2\sigma}$	Auf den Ständer bezogene Läufer-Streuinduktivität
L_h	Hauptinduktivität
λ	Verhältnis von Umlauf- und Windgeschwindigkeit, Eigenwerte einer Matrix
m	Masse, Steigung einer linearen Funktion
M	Drehmoment
\tilde{M}	Drehmoment, genähert
M_b	Beschleunigungsmoment
M_i	Inneres Drehmoment einer Maschine
n	Drehzahl
\tilde{n}	Drehzahl, genähert
Ω	Mechanische Umlaufgeschwindigkeit
ω	Elektrische Umlaufgeschwindigkeit
Ω_{PU}	Mechanische Umlaufgeschwindigkeit in „per unit“
P	Leistung, allgemein
ψ	Magnetischer Fluss, allgemein
$\psi_{1\alpha}$	α -Komponente des magnetischen Flusses
$\psi_{1\beta}$	β -Komponente des magnetischen Flusses

$\underline{\psi}_1$	Ständerflussraumzeiger einer el. Maschine
ψ_d	d -Komponente des Flussraumzeigers
ψ_q	q -Komponente des Flussraumzeigers
Q	Volumenstrom
R	Widerstand, allgemein
R'_2	Auf den Ständer bezogener Läuferwiderstand
$Re()$	Realteil einer Größe
ρ	Dichte eines Stoffes
S_{xY}	Schaltfunktion
σ	Streukoeffizient
σ_1	Streukoeffizient der Ständerwicklung
σ_2	Auf den Ständer bezogener Streukoeffizient der Läuferwicklung
t	Zeit
u	Spannung, allgemein
\underline{u}_1	Ständerspannungsraumzeiger
u_d	d -Komponente des Ständerspannungsraumzeigers
u_q	q -Komponente des Ständerspannungsraumzeigers
U_p	Polradspannung der Synchronmaschine
\ddot{u}	Übertragungsverhältnis
v	Geschwindigkeit
V	Volumen
\underline{X}_C	Reaktanz eines Kondensators
\underline{X}_T	Eingangsseitige Reaktanz eines Transformators
\underline{Z}	Impedanz, allgemein

Verwendete Abkürzungen und Begriffe

ASM	Asynchronmaschine
PMSM	Permanent Magnet erregte Synchronmaschine
APM	Aussenpolmaschine
PWM	Pulsweitenmodulation
FRT	Ferroresonanter Transformator
WKA	Windkraftanlage
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
SMPS	Schaltnetzteil (Switch Mode Power Supply)

Teil I

Einleitung

Die zunehmende Dezentralisierung der Energiegewinnung und die damit verbundene Entwicklung von Kleinstkraftwerken ist ein ständig fortschreitender Prozess. Längst sind Anlagen im Bereich einiger hundert kW als Serienprodukte erhältlich, die Entwicklung im Bereich von Anlagen unterhalb einer Leistungsabgabe von $10kW$ ist allerdings wenig vorangetrieben worden.

In den Industrieländern sind Kraftwerksanlagen bis zu größten Leistungen für die Integration in das bestehende Versorgungsnetz konzipiert, um Energie dezentral zu generieren, die dann eine zentrale Verteilung erfährt. Da für diese Anwendung die wirtschaftliche Seite des Betriebs solcher Anlagen im Vordergrund steht, geht hier der Trend zu immer größeren Einheiten, derzeit sind Windkraftanlagen bis zu $5MW$ in Planung und Entwurf.

Anders gelagert ist der Fall der Energieversorgung abgelegener Orte, die nicht auf ein Netz zurückgreifen können, sei es aus wirtschaftlichen oder infrastrukturellen Gründen. Hierzu zählen sowohl die abgelegenen Orte Europas, wie entlegene Berggegenden, als auch große Gebiete in Entwicklungsländern, in denen eine Kleinstelektrifizierung mit Anlagen einiger weniger kW sinnvoll und wünschenswert ist. Den besonderen Aspekten dieser Anwendung trägt die vorliegende Arbeit Rechnung.

Die für den Einsatz im Inselbetrieb zu entwickelnde Anlage, zunächst ungeachtet der primär treibenden Kraft, muss folgenden Kriterien genügen:

- sie muss so konstruiert sein, dass der Transport mit einem Pkw möglich und zu ihrem Aufbau nur eine Person nötig ist.
- sie muss robust sein und ohne aufwändige und daher anfällige Mechanik auskommen
- ein Laie muss in der Lage sein, die Apparatur zu pflegen und ggf. zu reparieren
- sie muss elektrische Leistung in Form eines einphasigen Netzes mit konstanter Amplitude und Frequenz und einer Nennleistung von etwa 2-3 Kilowatt zur Verfügung stellen. Die in der Europeanorm EN50160 gegebenen Toleranzen bezüglich des Oberschwingungsgehaltes sowie Schwankungen in Amplitude und Frequenz sind einzuhalten. Da aus Kostengründen ein Energiespeicher entfällt, ist allerdings die in dieser Norm genannte Bedingung bezüglich der Verfügbarkeit hinfällig.

Zusätzliches Kriterium ist, dass der Preis der Anlage mit 500 Euro pro installiertem Kilowatt in diesem Pflichtenheft erscheint.

Für den europäischen Bedarf steht das Preis/Leistungsverhältnis im Vordergrund. Es muss also eine Anlage entstehen, bei der der geringstmögliche Preis im Vordergrund steht. Dies wird durch den Einsatz von leistungselektronischen Mitteln erreicht, die zwar dem Stand der Technik entsprechen, jedoch eine Wartung der Anlage durch den Laien unmöglich macht. Da aber für dieses Einsatzgebiet von einer Infrastruktur auszugehen ist, die das Anfordern eines Technikers problemlos ermöglicht, rückt dieser Punkt in den Hintergrund.

1 Motivation und Ziel der Arbeit

Ziel der vorliegenden Forschungsarbeit ist es, verschiedene Varianten von Kleinstkraftwerken, d.h. Kraftwerke mit einer elektrischen Leistung von bis zu $5kW$, zu realisieren und zu vergleichen. Die Untersuchungen beschränken sich dabei auf Anlagen, die im Inselbetrieb ohne verfügbares Netz arbeiten und auf regenerative Primärenergieträger zurückgreifen. Von den bekannten Energiewandlern in Form von Wind-, Solar-, und Wasserkraftwerken liegt der Schwerpunkt der Arbeit auf Wind- und Wasserkraftanlagen.

Obwohl die gewählte elektrische Ausgangsleistung mit maximal $5kW$ zunächst sehr gering erscheint, ergibt sich eine Vielzahl von Anwendungen, in denen dieser Leistungsbereich sinnvoll ist. So ist z.B. in Äthiopien der gegenwärtige Pro-Kopf-Verbrauch an elektrischer Energie mit $0.25kWh$ pro Jahr extrem gering, was seine Ursache darin hat, dass elektrische Energie dem Großteil der Bevölkerung gar nicht zur Verfügung steht. In den entlegenen, aber wasserreichen Hochlagen dieses Entwicklungslandes könnte ein Wasserrad mit einer Leistung von $3kW$ ein kleines Dorf versorgen. Bereits diese geringe elektrische Leistung würde ausreichen, um z.B. die Rodung der Hochwälder Äthiopiens zu reduzieren und könnte somit neben einer Verbesserung der Lebensqualität auch zur Entlastung und Erhaltung der Umwelt beitragen. Natürlich bringt diese spezielle Situation besondere Anforderungen an die Ausführung einer solchen Anlage mit sich, die sich in der verwendeten Technologie widerspiegeln.

Ein Sonderfall für die temporäre Errichtung eines Kleinstkraftwerks wären auch Krisengebiete mit kurzfristig zusammengebrochener Infrastruktur, in denen ein Kraftwerk auf Basis einer regenerativen Primärenergie den Vorteil mit sich brächte, dass die Frage des Transportes von Primärenergieträgern entfällt. Auch hier kann eine Versorgung mit wenigen kW große Dienste leisten.

Eine weitere Anwendung für solch kleine Systeme ist die Wiederinbetriebnahme alter, aber verwaister Anlagen, die bis zu Beginn der Industrialisierung über ganz Deutschland verstreut mechanische Leistung zur Verfügung stellten.

Die damals installierten Wasserräder lieferten die Leistung für Mühlen, Hammer- und Sägewerke und andere handwerkliche Gewerbe. Ihre Arbeit wurde jedoch mit Zunahme der Elektrifizierung aus zentralen Kraftwerken mehr und mehr von elektrischen Antrieben übernommen. Heute steckt in den über 30000 bekannten, aber nicht in Betrieb befindlichen Anlagen ein enormes Potenzial für die Energiegewinnung. Zur Nutzung dieses Potenzials kommen in der Regel Standardkomponenten zum Einsatz. Da ein festes Netz zur Verfügung steht, hat sich für das Wasserrad die Verwendung von Asynchronmaschinen als Generatoren in Kombination mit Getrieben und rückspeisefähigen Frequenzumrichtern durchgesetzt. Für den untersuchten Fall des Inselbetriebs hat diese Konfiguration allerdings deutliche Nachteile. Es gilt daher, Alternativen darzustellen, diese gegeneinander abzuschätzen und um neue Methoden zu bereichern.

Zentrale Teile der Arbeit sind der Aufbau einer Anlage zur Simulation der Primärantriebe Wind- und Wasserrad, die Ankopplung verschiedener Generatoren an dieses System, sowie Entwurf und Aufbau von elektronischen Prototypen zur Erzeugung der in Amplitude und Frequenz konstanten Ausgangsspannung. Ein Vergleich bezüglich des notwendigen finanziellen Aufwands und anwendungsorientierter Einsetzbarkeit aller untersuchten Systeme stellt den Abschluß der Arbeit dar.

2 Stand der Technik

Das Problem, eine elektrische Versorgung für eine begrenzte Region herzustellen, ist so alt wie die Geschichte der Elektrotechnik selbst. Thomas Edison war 1882 einer der ersten, der mit Hilfe zentral erzeugter elektrischer Energie aufwartete [1]. Sein Netz versorgte ausgewählte Strassenzüge mit dem für die nächtliche Beleuchtung notwendigen Strom und ist deshalb gut mit der hier gestellten Aufgabe vergleichbar, die Versorgung eines kleinen Bereiches mit elektrischer Energie zu gewährleisten.

Beschränkt auf Energiegewinnung auf Basis regenerativer Quellen stehen für die Energieerzeugung im Kleinleistungsbereich unter 10kW , abhängig von Bedarf und lokalen Gegebenheiten, verschiedene Systeme zur Verfügung, von denen in dieser Arbeit die Photovoltaik auf Grund der Randbedingungen ausgeschlossen ist.

Windräder sind eine aus der Zeit um 1000 n.Chr. stammende Erfindung und lassen sich unterteilen in Widerstands- und Auftriebsläufer. Hierbei ist das für den Antrieb genutzte physikalische Prinzip die Grundlage der Unterscheidung. Der Widerstandsläufer erzeugt seine Leistung nur dadurch, dass er dem Luftstrom eine Angriffsfläche bietet, die von diesem dann bewegt wird. Der Auftriebsläufer hingegen nutzt die aerodynamischen Prinzipien die aus der Luftfahrttechnik bekannt sind.

Widerstandsläufer sind vor allem in der Variante als Westermühle mit 20 oder mehr Flügeln bekannt und finden wegen ihrer großen Robustheit und einfachen Bauform heute noch häufig Verwendung, um die mechanische Leistung für den Betrieb von Grundwasserpumpen aufzubringen. In den USA und in Australien finden sie ihren Einsatz zu Zwecken der Bewässerung von Anbauflächen und der Versorgung von Zuchtvieh mit Wasser. Für diese Anwendung ist es nicht notwendig, die Drehzahl des Flügels zu regeln, lediglich ein Schutz der Anlage vor zu hohen Drehzahlen ist erforderlich. Dies gelingt durch das Drehen der Anlage sodass der Flügel nicht senkrecht zum Wind steht, wodurch sich die vom Rotor überstrichene Fläche, und damit die eingeholte Leistung, verringert. Die mit diesen Widerstandsläufern erreichbaren geringen Umlaufgeschwindigkeiten sowie ihr schlechter Wirkungsgrad machen sie für die Gewinnung elektrischer Energie uninteressant [2].

Die Auftriebsläufer erreichen höhere Umlaufgeschwindigkeiten und größere Wirkungsgrade, diese Bauform hat sich für die Gewinnung elektrischer Energie als geeignet erwiesen. Aus den Anfängen der großtechnischen Gewinnung von elektrischer Energie aus Windkraftanlagen, mit der 1979 begonnenen Großanlage GROWIAN [3], sind die heute bekannten dreiflügligen Systeme hervorgegangen. Diese sind inzwischen im Leistungsbereich bis 5MW verfügbar.

Einige Hersteller bieten kleine Versionen solcher Anlagen an, die sich im Leistungsbereich unterhalb von $0,5\text{kW}$ z.B. zum Laden von Batterien eignen. Die Mehrheit dieser einfachen Geräte verfügt über Gleichspannungsgeneratoren oder permanenterregte Synchronmaschinen, eine Anpassung der Flügeldrehzahl an einen für die Generatoren nutzbaren Drehzahlbereich erfolgt mittels mechanischem Getriebe. Unter der Vielzahl von Geräten im Leistungsbereich bis 10kW [4] finden sich Gleichstromgeneratoren oder permanenterregte Synchronmaschinen, jedoch keines, das mit einer selbsterregten Asynchronmaschine ausgestattet ist, obwohl intensive Forschung auf diesem Sektor betrieben worden ist [5, 6, 7]. Aufwändigere Varianten wie die elektrisch erregte Synchronmaschine oder Asynchronmaschinen mit übersynchroner Stromrichter-kaskade [1, 8], wie sie in Anlagen im Bereich ab 100kW zu finden sind, sprengen hier den finanziellen Rahmen.

Wasserräder unterscheiden sich durch die Lage der Zuführung des Wasserstromes. Die von oben durch eine Schütte gespeisten oberflächigen bzw. die im Laufwasser stehenden unterschlächtigen Anlagen gehören zu den ältesten bekannten Systemen, um mechanische Energie zu gewinnen. Wie bei den Windrädern auch muss eine Anpassung der Wasserraddrehzahl an die des Generators erfolgen. Wasserräder in entlegenen Regionen dienen heute fast ausschließlich der direkten Gewinnung mechanischer Energie zum Betreiben von Pumpen, Mühlen, Pressen und ähnlichem mechanischem Gerät. Wo Wasserräder, zum Teil als historische Bauwerke restauriert, in infrastrukturell starken Gebieten vorhanden sind und der Energiegewinnung dienen, geschieht dies durch den Einsatz von Standardkomponenten der Leistungselektronik. Da in solchen Fällen ein öffentliches Netz vorhanden ist, ist es hinreichend, eine Asynchronmaschine über geeignete Schutzschalter mit diesem Netz zu verbinden.

Dish-Stirling-Systeme sind eine Sonderform der Nutzung solarer Energie. Ein Parabolspiegel konzentriert in dieser Anlage das Sonnenlicht auf einen Heissgas-Stirlingmotor, der seinerseits einen elektrischen Generator treibt. Gegenüber der photovoltaischen Umsetzung solarer in elektrische Energie besteht der Vorteil des besseren Wirkungsgrades, da, anders als bei der Solarzelle, das gesamte Spektrum des Sonnenlichtes genutzt wird. Eine weitere Steigerung des Ausnutzungsgrads gelingt, wenn die durch die notwendige Kühlung des Motors gewonnene Abwärme ebenfalls Verwendung findet. Auch in diesem System kommt eine permanenterregte Synchronmaschine als elektromechanischer Energiewandler zum Einsatz [9]. Wenngleich diese Art der Energiegewinnung nicht Teil der vorliegenden Arbeit ist, sei trotzdem auf dieses System verwiesen, da auch hier Energie über einen elektromechanischen Wandler aus regenerativer Quelle erzeugt wird.

Allen Systemen, die elektrische Energie aus mechanischen Antrieben gewinnen, ist das Problem eigen, dass die erzeugte Spannung in Amplitude und Frequenz eine Funktion der Generatordrehzahl ist. Um eine Schwankung dieser Parameter zu vermeiden, sind mehrere Strategien möglich:

1. Konstante Generatordrehzahl durch:
 - a) Drehzahlregelung des Generators mit mechanischen Mitteln, wie z.B. der Blattverstellung am Windrad oder der Regulierung des zufließenden Volumenstromes am Wasserrad
 - b) Einflussnahme auf die Drehzahl durch Regelung der elektrischen Last
2. Einsatz leistungselektronischer Mittel zur Erzeugung der gewünschten elektrischen Parameter bei drehzahlvariablem Betrieb des Generators wie z.B.:
 - a) Verwendung einer doppeltgespeisten Asynchronmaschine und Regelung der Ausgangsspannung über den Läuferkreis
 - b) Betrieb mit AC/DC/AC oder AC/AC-Umrichter mit weitem Eingangsspannungsbereich

Moderne Windkraftanlagen verfügen in der Regel über mechanische Systeme der Blattsteuerung, um eine Anpassung von abgegebener zu zugeführter Leistung zu erzielen. Die Einflussnahme erfolgt durch einen variablen Anstellwinkel des Rotorblattes zum Luftstrom. Diese als Pitch-Control bezeichnete Technik erhöht die Anzahl mechanischer Komponenten erheblich, gestattet aber eine Einflussnahme in weiten Bereichen der vorherrschenden Windgeschwindigkeit.

Ein Betreiben der Anlagen über den gesamten nutzbaren Drehzahlbereich der strömungstechnischen Mechanik ist aber mit nur dieser Massnahme nicht möglich. Eine Ergänzung des mechanischen Systems um einen leistungselektronischen Teil erlaubt jedoch einen Betrieb großer Anlagen mit Drehzahlschwankungen von bis zu +350% [10, 11].

Da in den Anlagen, die der vorliegenden Arbeit zu Grunde liegen, eine Drehzahlregelung des Primäranstriebs aus Kostengründen nicht einfließen kann, kommt nur der Weg über einen leistungselektronischen Ansatz in Frage.

Zur Lösung des Problems, aus einer Spannung mit variabler Amplitude und Frequenz eine Spannung konstanter Amplitude und konstanter Frequenz zu gewinnen, ist eine Vielzahl von schaltungstechnischen und steuerelektronischen Varianten bekannt.

Magnetische Spannungskonstanthalter sind sehr robuste und langlebige Systeme, in denen ein Transformator, mit speziell für diese Applikation entworfenen Eigenschaften, auf magnetischem Weg für die Stabilisierung der Versorgungsspannung verantwortlich ist. Der besonders einfache Aufbau von Leistungsteil und Steuerung spricht für dieses System. Der bei 85 – 90% liegende Wirkungsgrad, das hohe Gewicht der magnetischen Komponenten sowie das große Bauvolumen dieser Geräte sind der Grund dafür, dass zunehmend modernere Leistungselektronik diese Systeme verdrängt.

Pulswechselrichter sind unter den Umrichtern die am weitesten verbreitete Variante. Im Umrichter formt ein Gleichrichter das vom Generator erzeugte Spannungssystem in eine Gleichspannung um, die dann Wechselrichter in eine Wechselspannung wandeln. Die kleinen Bauvolumina, die hohe Verfügbarkeit standardisierter Leistungshalbleiter, der gute Wirkungsgrad und der einfache Aufbau des Wechselrichters haben zu seiner weiten Verbreitung beigetragen. Die Steuerung ist, verglichen mit der magnetischen Spannungsstabilisierung, aufwändiger.

Magnetischer Spannungswandler und Pulswechselrichter benötigen beide eine Gleichrichtung und den damit verbundenen Zwischenkreis. Beide Systeme sind indirekte Umrichter, da sie zwei Schritte für die Erzeugung der gewünschten Ausgangsgröße benötigen. Man spricht in diesen Fällen von AC/DC/AC Umrichtern [12].

Matrixumrichter hingegen sind Direktumrichter, die in der Lage sind, ein Drehspannungssystem direkt in ein anderes zu überführen. Sie ermöglichen die Veränderung von Amplitude, Frequenz und Anzahl der Phasen. Zunächst von [13] vorgeschlagen, hat diese Art der Umrichter keinen nennenswerten Marktanteil erobern können. Mit der in den letzten Jahren vorangetriebenen Entwicklung und Verfügbarkeit von für diese Anwendung geeigneten Leistungshalbleitern könnte sich dies in nächster Zeit ändern. Intensive Forschung [13]-[17] auf dem Gebiet der Matrixumrichter hat neue Topologien und Steuerverfahren hervorgebracht. Für viele Applikationen bieten Direktumrichter Vorteile. Speziell die durch den fehlenden Zwischenkreis reduzierte Baugröße ist hier zu nennen. Die hohe Anzahl an Halbleitern und die von den hier verglichenen Systemen komplexeste Steuerung erschweren die Verwendung von Matrixumrichtern.

Eine Einschränkung auf diese drei Systeme ist notwendig, da eine Untersuchung aller Systeme nicht möglich ist. So beschreibt beispielsweise [18] 16 weitere Topologien einphasiger Umrichter.

Teil II

Systemtechnische Betrachtung

Das zur Gewinnung elektrischer Energie notwendige System besteht aus drei grundsätzlichen Bausteinen. Dies sind der mechanische Antrieb, gefolgt vom elektromechanischen Energiewandler mit daran angeschlossener Leistungselektronik. Diese Komponenten gilt es zu untersuchen und Richtlinien für deren Dimensionierung zu finden.

3 Energienutzung durch Wind und Wasser

Seit mehreren tausend Jahren macht sich der Mensch die Kraft von Wind und Wasser zunutze. Windmühlen und Wasserräder in vielfacher Ausführung sind schon aus vorchristlicher Zeit bekannt, gerade in den letzten Jahren schreitet die Entwicklung der zur Stromerzeugung eingesetzten Windkraftanlagen schnell voran. Auf der mechanischen Seite beruht die Maximierung der Energieausbeute heute auf der ständigen Verbesserung der strömungstechnischen Eigenschaften mit Hilfe moderner Werkzeuge der Strömungslehre. Im folgenden sind die grundlegenden Zusammenhänge zur Beschreibung von Wind- und Wasserrädern herangezogen. Bei den Windkraftanlagen beschränkt sich die Beschreibung auf die Auftriebsläufer. Der Grund hierfür ist der, bezogen auf den Widerstandsläufer, bessere Wirkungsgrad und die höhere erreichbare Drehzahl. Bei den Wasserrädern schränkt sich die Betrachtung auf die oberflächigen Räder ein. Auch hier ist der Wirkungsgrad die ausschlaggebende Größe.

3.1 Grundlagen des Windflügels

Rotoren von Windkraftanlagen lassen sich, abhängig von ihrer Ausführung, in zwei Kategorien einteilen. Bezüglich des hauptsächlich zur Leistungsumsetzung genutzten Prinzipes unterscheiden sich Widerstandsflügel von Auftriebsflügeln. Die bekanntesten Vertreter beider Beispiele sind die vielflüglige Westermühle als Widerstandsflügel und der moderne Dreiflügler als Auftriebsflügel. Resultat der unterschiedlichen Funktionsprinzipien ist auch ein unterschiedliches Betriebsverhalten. Der Widerstandsläufer erzeugt bei gleicher Windgeschwindigkeit und gleichem Durchmesser das größere Anlaufmoment, hat aber einen erheblich schlechteren Wirkungsgrad. Er kann dafür allerdings auch bei deutlich kleineren Windgeschwindigkeiten bereits Energie umsetzen und ist von erheblich einfacherer Konstruktion. Die schlechte Nutzung der Windenergie, das größere Gewicht und der Mehrbedarf an Baumaterial sind Kriterien, die gegen diese Bauform sprechen weshalb sich die nachfolgenden Betrachtungen auf den Auftriebsläufer konzentrieren.

Da für die Konstruktion des Windflügels die Verwendung einer aufwändigen Mechanik sowohl wegen der notwendigen Wartung als auch wegen der hohen Kosten solch einer Anordnung entfällt, kann hier nur ein einfacher starrer Flügel ohne anspruchsvolle Pitch-Control, bei der die Steuerung der eingefangenen Leistung durch Drehung der Flügel um die Längsachse erreicht wird, in Frage kommen. Die für die Betrachtung dieses starren Flügels notwendige Theorie der Strömungsmechanik stammt in ihren Ursprüngen aus [19] und hat sich als brauchbares Werkzeug erwiesen, um Windmühlenflügel und deren Wirkungsweise vorab zu berechnen. Diese Grundlagen finden hier Verwendung, da die Optimierung und vollständige Einbringung aller Flügelparameter den Rahmen der Arbeit sprengt.

Die Dimensionierung des Flügels geschieht, wie in Bild 3.1 dargestellt, für eine Nennwindgeschwindigkeit v_{wind} und eine zugehörige Nennumlaufgeschwindigkeit v_U . Das Verhältnis von Umlauf- zu Windgeschwindigkeit $\lambda = \frac{v_U}{v_{Wind}}$ ist einer der Entwurfsparameter. Die Auswahl dieser Größe beruht auf Erfahrungswerten. Bei einer zu großen Nennwindgeschwindigkeit wird der Flügel zu klein, um bei Schwachwind noch Leistung umzusetzen, eine Vergrößerung des Wertes λ führt zu einer erheblichen Steigerung der durch den Flügel erzeugten Windgeräusche. Ein Wert von $\lambda \approx 7$ hat sich als günstig herausgestellt.

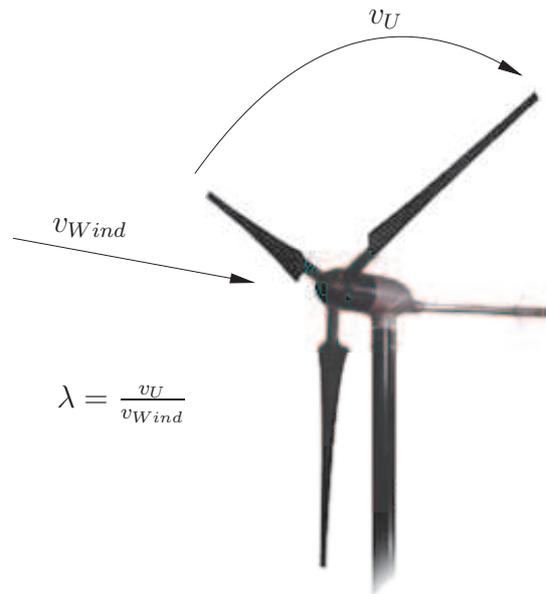


Bild 3.1: Parameter der Wka

Dem Wind kann aus ersichtlichen Gründen nicht alle Leistung entnommen werden, weil sich die Luft dann hinter dem Windrad nicht weiter bewegen könnte ($v_{Wind} = 0$) womit dann auch keine Luft mehr durch die Anordnung fließen und Leistung abgeben könnte. Das von Betz errechnete und nach ihm benannte Betz'sche Maximum liegt bei 59%. In Anlehnung an [1, 19, 20] kann die Dimensionierung eines Windflügels mit wenigen Gleichungen geschehen:

Die insgesamt im Wind enthaltene Energie bestimmt sich aus der allgemeinen Gleichung für die in bewegter Masse enthaltene Energie:

$$E_{Wind} = \frac{1}{2} m \cdot v_{Wind}^2 \quad (3.1)$$

Die Masse m entspricht hierin der pro Zeit durch einen Querschnitt A , hier die vom Flügel überstrichene Fläche, dringenden Luftmenge. Da diese Masse von der Dichte der Luft $\rho_{Luft} \approx 1.22 \frac{kg}{m^3}$, ihrer Geschwindigkeit v_{Wind} und der einwirkenden Zeit abhängt, gelingt deren Bestimmung durch

$$m = A \cdot \rho_{Luft} \cdot v_{Wind} \cdot t \quad (3.2)$$

Um am Generator die gewünschte elektrische Leistung abführen zu können, muss dessen Wirkungsgrad und der eines Getriebes bereits im Vorfeld mit einfließen. Der Gesamtwirkungsgrad beider Aggregate ist

$$\eta = \eta_{Generator} \cdot \eta_{Getriebe} \quad (3.3)$$

Die notwendige zugeführte Leistung am Flügel muss somit um den Faktor $\frac{1}{\eta}$ größer sein als die gewünschte elektrische Leistung.

Aus der Gleichwertigkeit von Arbeit und Energie sowie dem Zusammenhang, dass Leistung in einer definierten Zeit verrichtete Arbeit ist, lässt sich schreiben:

$$\begin{aligned} P_{Wind} &= \frac{1}{t} \cdot E_{Wind} \\ P_{Wind} &= \frac{1}{t} \cdot \frac{1}{2} A \cdot \rho_{Luft} \cdot v_{Wind} \cdot v_{Wind}^2 \cdot t \\ P_{Wind} &= \frac{1}{2} A \cdot \rho_{Luft} \cdot v_{Wind}^3 \end{aligned} \quad (3.4)$$

Als notwendiger Querschnitt für den Flügel resultiert daraus

$$A_0 = \frac{2 \cdot P_{Wind}}{\rho_{Luft} \cdot v_{Wind}^3}, \quad (3.5)$$

die Einbringung des Betz'schen Maximums führt auf

$$A_1 = \frac{2 \cdot P_{Wind}}{\rho_{Luft} \cdot v_{Wind}^3} \cdot \frac{1}{\eta_{Betz}}. \quad (3.6)$$

Dieser Wert muss noch mit einem Korrekturfaktor verrechnet werden, da etwa 12.5% der Flügelblattlänge nicht an der Leistungsgewinnung teilhaben; sie bilden die Nabe in der Flügelmitte, die keinen Beitrag zur Drehmomentbildung liefert. Aus der Gleichung für die Kreisfläche folgen somit der Flügelradius r und die Blattlänge l_B

$$r = \sqrt{\frac{A_1}{\pi \cdot (1 - 0.125^2)}}, \quad l_B = r \cdot (1 - 0.125). \quad (3.7)$$

Mit dem nun bekannten Radius besteht ein Richtwert, mit dessen Hilfe die Auswahl eines Flügels bzw. dessen Herstellung erfolgen kann. Werkzeuge aus dem Bereich der Strömungstechnik gestatten die Wahl eines Flügelprofils und damit die Einflussnahme auf den Parameter λ .

3.2 Grundlagen des Wasserrades

Auch wenn der Wasserkreislauf in der Natur nicht der genialen Täuschung Eschers auf Bild 3.2 entspricht, so ist doch der Vorteil einer solchen Wasserkraftanlage ersichtlich. Die Schwankung, die der Wasserstrom über die Zeit aufweist ist kleiner als die Variation des Luftstromes am Windrad. Die gewonnene Leistung ist kontinuierlicher vorhanden und daher besser plan- und einsetzbar. Die Nutzung des Wasserrades ist eine der ältesten Methoden der Energiegewinnung. Schon lange vor unserer Zeitrechnung waren die Prinzipien einfacher Wasserkraftanlagen bekannt und wurden zum Betreiben von Mühlen verwendet. Für diese Anwendung ist das Wasserrad geradezu prädestiniert, da es bei sehr kleiner Umlaufgeschwindigkeit ein enormes Drehmoment zur Verfügung stellt.

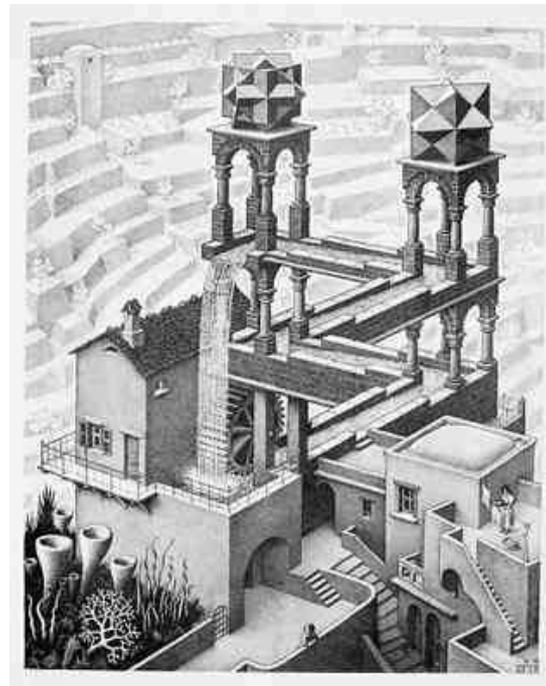


Bild 3.2: Wasserfall, M.C. Escher, 1961

Obwohl Wasserturbinen einen deutlich besseren Wirkungsgrad aufweisen, stellt das Wasserrad wegen seines einfachen und daher preiswerten Aufbaus für viele Anwendungen eine Alternative dar. Dazu kommt, dass für die Konstruktion des einfachen Wasserrades nur wenige, nicht unbedingt hochwertige Materialien zum Einsatz kommen. Eine einfache Holzkonstruktion leistet hier schon gute Dienste.

Das Wasserrad erschließt durch seine Bauform Einsatzgebiete, in denen die Verwendung einer Turbine nicht sinnvoll ist. Das h - Q -Diagramm in Bild 3.3 zeigt den für das Wasserrad relevanten Teilausschnitt der in [21] gezeigten Übersicht. Es stellt den Zusammenhang dar, welche Wasserkraftmaschine in Abhängigkeit von der Fallhöhe h und dem zur Verfügung stehendem Volumenstrom Q sinnvoll einzusetzen ist.

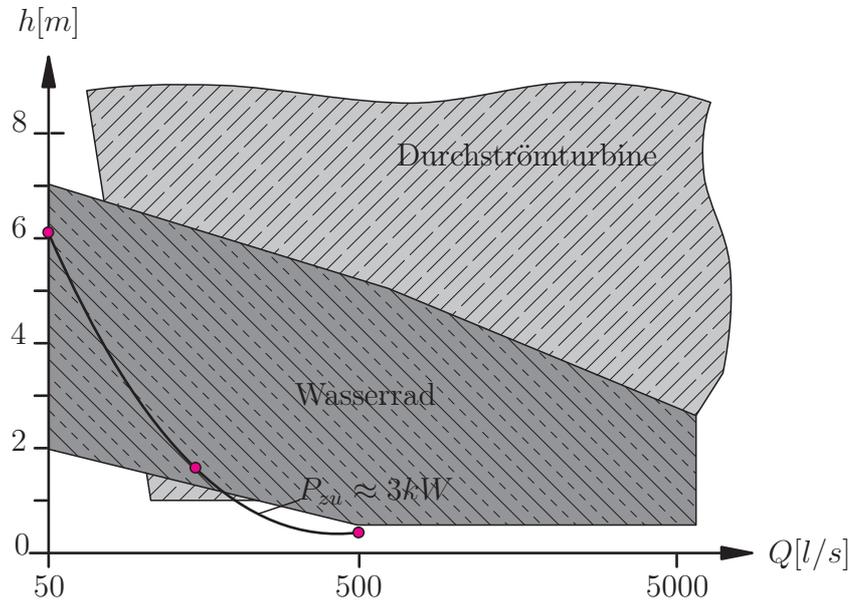


Bild 3.3: h - Q -Diagramm zum Einsatzbereich von Turbine und Wasserrädern

Die im Diagramm ergänzte Linie für die zugeführte Leistung $P_{zu} \approx 3kW$ verdeutlicht, dass unter Berücksichtigung des angestrebten Leistungsbereiches und des in einem Wasserlauf zu erwartenden Volumenstromes das Wasserrad die zu bevorzugende Alternative ist. Ein weiterer großer Vorteil der Wasserräder ist, dass sie auch in stark verschmutzten Wasserläufen einsetzbar sind, hier wären zum Betrieb einer Turbine weitere wasserbautechnische Einrichtungen notwendig, die den Preis der Anlage in die Höhe treiben.

Wasserräder lassen sich, abhängig von der Lage der Wasserzuführung, in die Kategorien ober-, mittel- oder unterschlächtiges Wasserrad einteilen, die in Bild 3.4 skizziert sind.

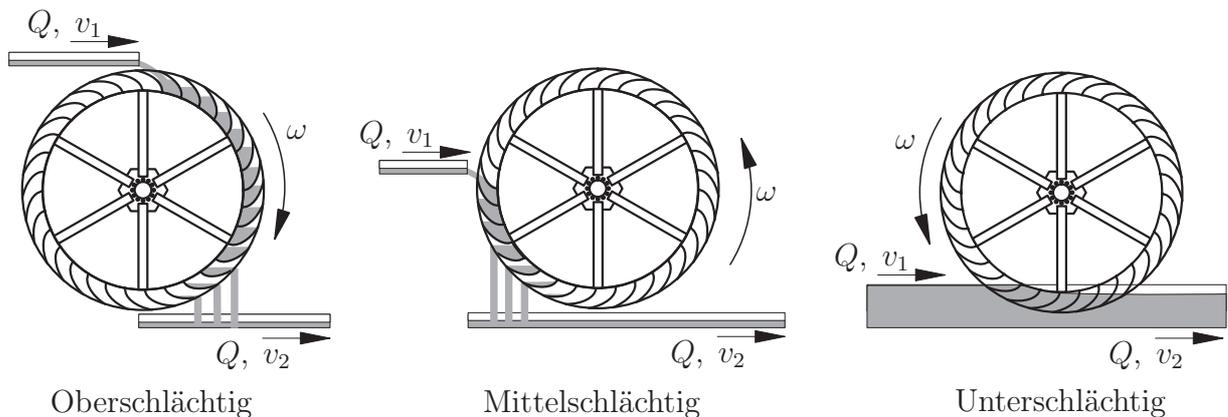


Bild 3.4: Beschickung des Wasserrades

Wie die Namen verdeutlichen, fließt am ober-schlächtigen Rad das Wasser von oben in die Schaufeln, während es beim unter-schlächtigen auf die unteren Schaufeln trifft. Am mittel-schlächtigen Rad befindet sich der Zufluss auf Höhe der Achse des Rades [23].

Die unterschiedliche Beaufschlagung führt zu unterschiedlicher Schaufelform und Radgestaltung, ebenso ergeben sich Unterschiede in Wirkungsgrad und Betriebsverhalten. Aufgrund der schlechten Ausnutzung des Wasserstromes, des schlechten Verhältnisses von Bauvolumen und Leistung, sowie des ungünstigen Wirkungsgrades sind das unter- und das mittelschlächlige Rad nicht Gegenstand der hier gemachten Untersuchungen.

Eine besondere Eigenschaft des oberflächigen Wasserrades ist, dass sich eine Maximaldrehzahl einstellt, deren Höhe nur von der Fallhöhe des Wassers, nicht aber vom zugeführten Volumenstrom abhängig ist und die auch bei Steigerung der zufließenden Menge keine Zunahme aufweist. Betriebskennlinien wie das vom Windrad bekannte System existieren nicht, da das Wasserrad in der Forschung eine eher untergeordnete Rolle einnimmt. Beim Wasserrad sind die Anstrengungen darauf gerichtet, die Schaufelform dahingehend zu optimieren, eine größtmögliche Verweildauer des Wassers im Rad zu gewährleisten sowie eine gute Füllbarkeit und Ventilation der Schaufel zu erzielen. Bewährt hat sich hierfür eine parabelförmige Schaufel. Diese Formgebung hat sich bezüglich aller Voraussetzungen als am besten geeignet erwiesen.

Ein wichtiger Parameter zur Anpassung des Wasserrades an einen Wasserlauf ist das Schluckvermögen. Als Schluckvermögen ist der Volumenstrom Q definiert, der bei Bemessungsdrehzahl des Rades nicht zu einer Überströmung der Schaufeln führt. Es hängt maßgeblich von der Geometrie des Rades und der Anzahl der Schaufeln ab. Die Breite des Wasserrades erlaubt die Variation des Schaufelvolumens, was eine Anpassung an den jeweiligen Zufluss erlaubt. Eine Überschreitung des Schluckvermögens, und damit das genannte Überströmen der Schaufeln, ist zu vermeiden, da dies den auf den Durchmesser bezogenen Wirkungsgrad des Wasserrades reduziert, wie mit der Zeichnung auf Bild 3.5 gut zu erklären ist.

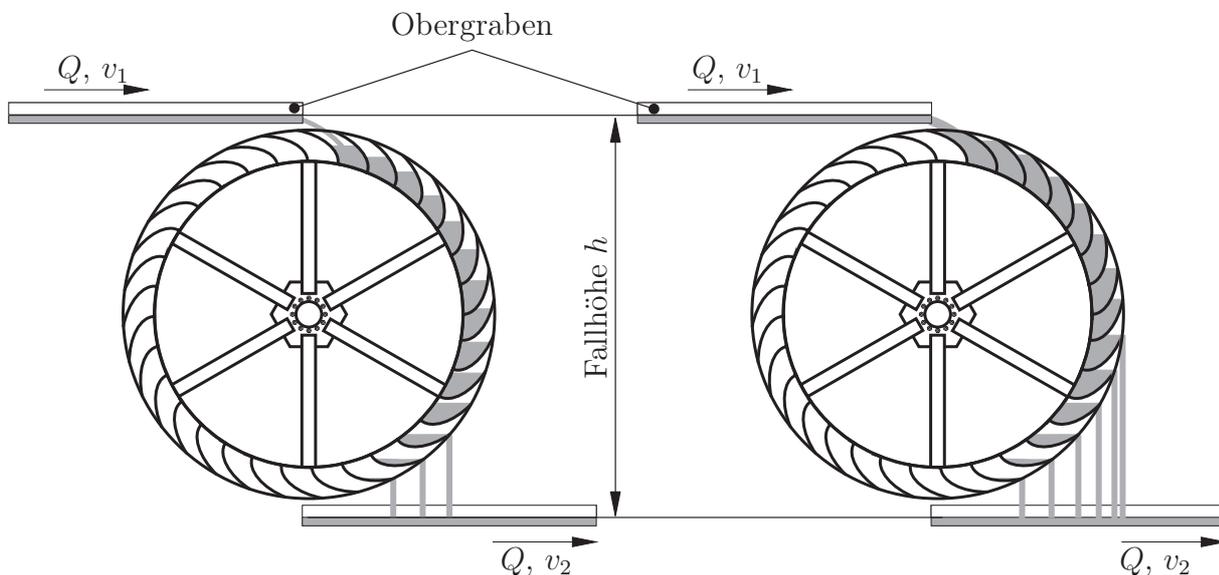


Bild 3.5: Zufluss am Wasserrad

Die in Bild 3.5 rechts gezeigte Anordnung nutzt nicht das gesamte zur Verfügung stehende Wasser, da ein Teil durch das Überströmen der Schaufeln verloren geht. Die Wassermenge, die über die Schaufeln strömt, trägt nicht zur Drehmomentbildung bei. Im linken Teil ist gut zu erkennen, dass hier die Schaufeln zwar nicht so voll sind wie auf der rechten Seite, die größere Verweildauer des Wassers in den Schaufeln ergibt jedoch eine bessere Ausnutzung des vorhandenen Wasserlaufes.

Nach [22] beträgt für die im linken Teil der Grafik dargestellte Anordnung der auf den Raddurchmesser bezogene Wirkungsgrad etwa 90%, für die rechte Darstellung sinkt dieser auf 70% ab.

Anders als bei der Windkraftanlage handelt es sich beim oberflächigen Wasserrad nicht um eine Strömungs- sondern um eine Schwerkraftanlage. Nicht die Fließgeschwindigkeit des Wassers ist ausschlaggebend für die Leistungsumsetzung, sondern die Fallhöhe, die dem Durchmesser des Wasserrades entspricht, wie im Folgenden erläutert:

Die in der bewegten Wassermasse m enthaltene Energie teilt sich auf in potenzielle Energie, deren Größe von der Fallhöhe h abhängt, und kinetische Energie, in die die Fließgeschwindigkeit v_1 des Wassers eingeht. Die aus der Physik bekannten Gleichungen für den Energiegehalt liefern:

$$E_{pot} = m \cdot g \cdot h \quad (3.8)$$

$$E_{kin} = \frac{1}{2} \cdot m \cdot v_1^2 . \quad (3.9)$$

Die Ableitung nach der Zeit liefert, unter der Voraussetzung eines konstanten Massenstromes, die Leistungen

$$P_{pot} = \dot{m} \cdot g \cdot h \quad (3.10)$$

$$P_{kin} = \frac{1}{2} \cdot \dot{m} \cdot v_1^2 , \quad (3.11)$$

die Ersetzung des Massenstromes durch einen Volumenstrom $\dot{m} = Q \cdot \rho$, in dem ρ die Dichte des Wassers ist, führt auf

$$P_{pot} = Q \cdot \rho \cdot g \cdot h \quad (3.12)$$

$$P_{kin} = \frac{1}{2} \cdot Q \cdot \rho \cdot v_1^2 . \quad (3.13)$$

Herrscht dabei, wie in Bild 3.5, für den Volumenstrom die Zulaufgeschwindigkeit v_1 und die Abflussgeschwindigkeit v_2 , so gilt für die theoretisch entnehmbare Leistung

$$P_{th} = \frac{1}{2} \cdot Q \cdot \rho \cdot v_1^2 + Q \cdot \rho \cdot g \cdot h - \frac{1}{2} \cdot Q \cdot \rho \cdot v_2^2 . \quad (3.14)$$

Da das Wasser bei Zu- und Ablauf in der Regel die gleiche Geschwindigkeit aufweist ergibt sich mit $v_1 = v_2$

$$P_{th} = Q \cdot \rho \cdot g \cdot h . \quad (3.15)$$

Unter Berücksichtigung des erreichbaren Wirkungsgrades η ist dann die elektrisch verfügbare Leistung

$$P_{el} = Q \cdot \rho \cdot g \cdot h \cdot \eta . \quad (3.16)$$

Die Bedingung $v_1 = v_2$ ergibt sich aus der Auslegung der Anlage. Zur Ausnutzung der maximalen Leistung ist das Gefälle des Obergrabens null, da sich hierfür die maximal erreichbare Radgröße ergibt; die Austrittsgeschwindigkeit v_1 des Wasser am Ende des Obergrabens ist demzufolge gering. Aus der gleichen geometrischen Bedingung ergibt sich, dass die Ausströmgeschwindigkeit v_2 des Wassers aus der Schaufel die gleiche Größenordnung aufweist, was die Annahme $v_1 = v_2$ rechtfertigt.

Eine so detaillierte Beschreibung zur Berechnung des Wasserrades, wie sie in [19, 20] für das Windrad gegeben ist, sucht man allerdings in der Literatur vergebens. Die Bestimmung der Anzahl der Schaufeln sowie deren Formgebung beruht auf Erfahrungswerten, eine analytische Beschreibung, wie sie für die Geometrie eines Windflügels existiert, ist nicht bekannt. Bereits um 1930 [23] wurden Versuchsaufbauten zur Bestimmung der Antriebscharakteristik eines Wasserrades sowie Grundlagen zu dessen Dimensionierung vorgeschlagen. Messdaten verschiedener Wasserkraftanlagen sind ebenfalls bekannt, ein analytischer Zusammenhang, der die notwendigen Parameter zusammenfassend darstellt, hingegen nicht. Für die Simulation des Rades kommen im weiteren Verlauf dieser Arbeit Messwerte zweier Modellanlagen zur Verwendung. Die Ermittlung dieser Werte ist in Kapitel 9 beschrieben.

3.3 Zusammenfassung zu Kapitel 3

Das vorangegangene Kapitel stellt die Grundlagen vor, die zum Verständnis der Primärantriebe notwendig sind. Es enthält die mathematische Beschreibung der elementaren physikalischen Zusammenhänge, die sich bei der Umsetzung der regenerativen Energieträger Wind- und Wasserkraft ergeben und erklärt, warum aus der Vielzahl denkbarer Systeme nur zwei Varianten Einzug in die vorliegende Arbeit halten konnten.

Bei den Windkraftanlagen führt dies auf die Favorisierung der strömungstechnisch günstigeren Auftriebsläufer, beim Wasserrad ist aus Gründen des Wirkungsgrades die ober-schlächtere Anordnung zu bevorzugen.

Auf die ökologischen Vorteile, die ein Wasserrad gegenüber einer Turbine aufweist, ist bewußt nicht eingegangen worden, da die Erörterung dieser Aspekte von Wasserkraftanlagen hier den Rahmen sprengt.

4 Elektromechanische Energiewandlung

Für die in der vorliegenden Arbeit betrachteten Wind- und Wasserradsysteme kommen heute mehrere elektromechanische Energiewandler in Betracht. Die folgenden Abschnitte beschreiben das Betriebsverhalten der permanenterrregten Synchronmaschine sowie das der selbsterregten Asynchronmaschine mit dem Schwerpunkt des Inselbetriebs.

4.1 Permanenterrregte Synchronmaschine im Inselbetrieb

Die permanenterrregte Synchronmaschine bietet für die Verwendung in der vorliegenden Aufgabe wesentliche Vorteile:

- Das Erregersystem in Form des Permanentmagneten benötigt keine weiteren Komponenten, um Energie zu erzeugen; das Bereitstellen einer Startenergie beispielsweise aus Batterien entfällt.
- Die Produktion dieser Maschinen in großen Stückzahlen führt zu einem kostengünstigen Produkt.

Eine Beschreibung der Synchronmaschine als Generator im Inselbetrieb gelingt mit bekannten Verfahren [8, 24]. Die dreiphasige Darstellung der Maschine und ihrer Wicklungen geht dabei nach Transformation in das in Bild 4.1 gezeigte zweipolige Maschinenmodell mit nur zwei Wicklungen im Ständer über.

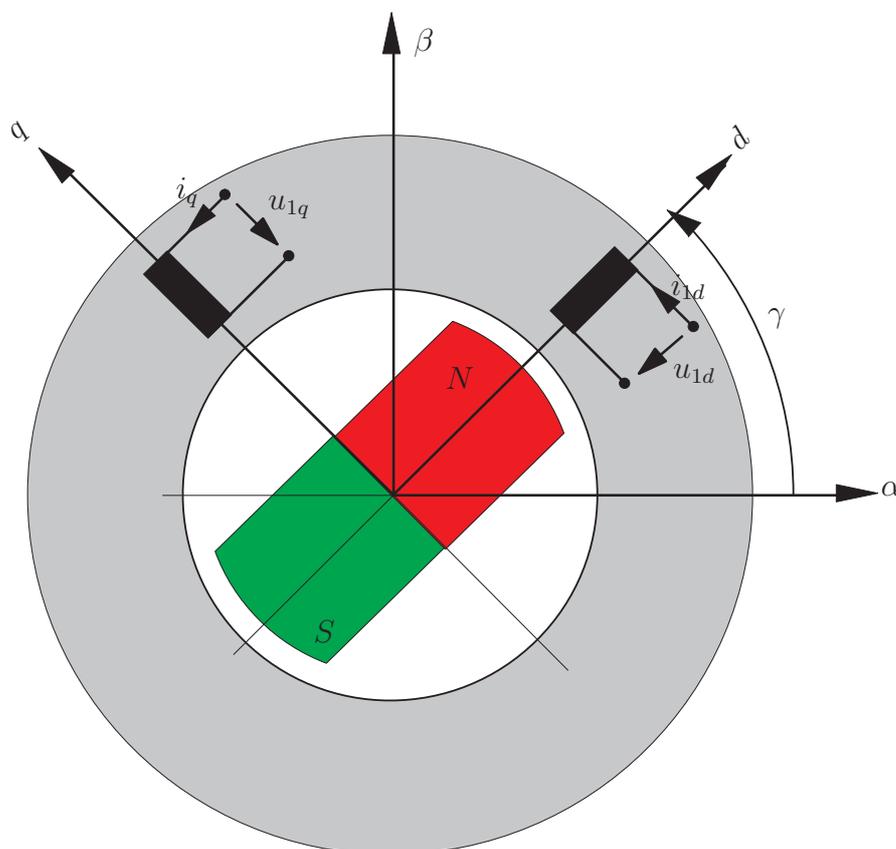


Bild 4.1: Permanenterrregte Synchronmaschine in α - β und d - q -Koordinaten

Der Polradpositionswinkel γ beschreibt die Lage der Polrades, bezogen auf das ständerfesteste Koordinatensystem. Im ständerfesten α - β -Koordinatensystem definiert man mit dem Faktor $\underline{a} = e^{j120^\circ}$ den Ständerspannungsraumzeiger

$$\underline{u}_1 = \frac{2}{3}(u_U + u_V \cdot \underline{a} + u_W \cdot \underline{a}^2) = u_{1\alpha} + ju_{1\beta}, \quad (4.1)$$

den Ständerstromraumzeiger

$$\underline{i}_1 = \frac{2}{3}(i_U + i_V \cdot \underline{a} + i_W \cdot \underline{a}^2) = i_{1\alpha} + ji_{1\beta}, \quad (4.2)$$

sowie den Ständerflussraumzeiger

$$\underline{\psi}_1 = \frac{2}{3}(\psi_U + \psi_V \cdot \underline{a} + \psi_W \cdot \underline{a}^2) = \psi_{1\alpha} + j\psi_{1\beta}. \quad (4.3)$$

Hierin sind $u_{u,v,v}$, $i_{u,v,v}$ und $\psi_{u,v,v}$ die Momentanwerte der jeweiligen Größen. Mit dem Winkel γ gilt die Transformation

$$u_{1d} + ju_{1q} = (u_{1\alpha} + ju_{1\beta}) \cdot e^{j\gamma} \quad (4.4)$$

In einem mit dem Läufer synchron umlaufenden Koordinatensystem gilt die komplexe Spannungsgleichung

$$\underline{u}_1 = \underline{i}_1 \cdot R_1 + \frac{d\underline{\psi}_1}{dt} + j \cdot \dot{\gamma} \underline{\psi}_1. \quad (4.5)$$

oder in Komponentenschreibweise

$$u_d = i_d \cdot R_1 + \frac{d\psi_d}{dt} - \dot{\gamma} \psi_q \quad (4.6)$$

$$u_q = i_q \cdot R_1 + \frac{d\psi_q}{dt} + \dot{\gamma} \psi_d \quad (4.7)$$

Da die untersuchte Maschine über keine weiteren Wicklungen verfügt, treten keine zusätzlichen Spannungsgleichungen auf.

Eine weitere Vereinfachung ergibt sich aus dem magnetisch symmetrischen Aufbau der Maschine, woraus $L_d = L_q = L_1$ resultiert. Die sich damit ergebenden Strom-Fluss-Beziehungen sind

$$\psi_d = L_d \cdot i_d + \psi_0 = L_1 \cdot i_d + \psi_0 \quad (4.8)$$

$$\psi_q = L_q \cdot i_q = L_1 \cdot i_q \quad (4.9)$$

Die Drehmomentgleichung und die mechanischen Gleichungen liefern über das elektromagnetisch erzeugte innere Moment M_i , das Lastsmoment M_L und das Beschleunigungsmoment M_b die Zusammenhänge

$$M_i = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \text{Im} \left\{ \underline{\psi}_1^* \cdot \underline{i}_1 \right\} \quad (4.10)$$

$$= \frac{3}{2} \cdot p \cdot \{ \psi_d \cdot i_q - \psi_q \cdot i_d \} \quad (4.11)$$

$$M_b = M_i - M_L = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = J \cdot \frac{1}{p} \frac{d\gamma}{dt} \quad (4.12)$$

$$\gamma = \int \dot{\gamma} dt. \quad (4.13)$$

Damit ist das dynamische Verhalten der Maschine vollständig beschrieben.

Die Erfüllung dieser Bedingung ist notwendig, um die gewünschte Leistung entnehmen zu können. Sie allein ist aber nicht hinreichend, um einen Betrieb der Anlage garantieren zu können. Der gefundene Betriebspunkt könnte ausserhalb der für den Generator gültigen Grenzen liegen, was eine Anpassung des Generators an den Primärtrieb notwendig macht. Auf diese Anpassung wird in Kapitel 9.3 eingegangen.

Die Leistungselektronik stellt in dem beschriebenen Fall immer ein nichtlineares Glied dar, weshalb sich in der Regel auf analytischem Weg kein Betriebspunkt bestimmen lässt. Für den einfacheren Fall, dass die Last an der Generatormaschine eine passive Last ist, und damit alle elektrischen Größen als sinusförmig anzusehen sind, ergibt sich für den stationären Fall

$$Q = \textit{konstant}, M_i = M_L \Rightarrow M_b = J \frac{d\Omega}{dt} = 0 \Rightarrow n = \textit{konstant}$$

sowie

$$U_p = \textit{konstant} \Rightarrow \underline{U}_1 = \textit{konstant}, \underline{I}_1 = \textit{konstant}$$

das einphasige Ersatzschaltbild der Maschine (Bild 4.3).

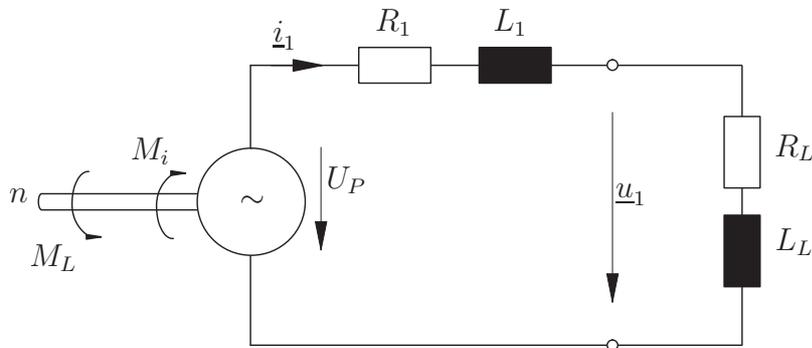


Bild 4.3: Einphasiges Ersatzschaltbild der PMSM im stationären Zustand

Ein solcher Betrieb liegt z.B. dann vor, wenn statt einer leistungselektronischen Anlage nur ein Heizwiderstand angeschlossen ist. Eine denkbare Konfiguration wäre beispielsweise ein größerer Backofen mit permanenter, nicht konstanter Leistungszufuhr oder eine Einrichtung zur Erzeugung von Warmwasser.

Da die Polradspannung nur über einen Proportionalitätsfaktor k mit der Generatorumlauf Frequenz ω_G verknüpft ist, ergibt sich die Wirkleistung P_{el} , die in Abhängigkeit dieser Umlauffrequenz abzugeben ist, zu:

$$\begin{aligned} P_{el}(\omega_G) &= \frac{U_P(\omega_G)^2}{Z(\omega_G)} \cdot \cos(\varphi(\omega_G)) \\ &= \frac{k^2 \cdot \omega_G^2}{\sqrt{(R_1 + R_L)^2 + \omega_G^2 \cdot (L_1 + L_2)^2}} \cdot \cos\left(\arctan \frac{\omega_G \cdot (L_1 + L_2)}{R_1 + R_2}\right) \quad (4.16) \end{aligned}$$

$$= P_{mech} = M_P \cdot \Omega_P. \quad (4.17)$$

Durch Einsetzen von 4.17 in 4.15 und Gleichsetzen mit 4.16 entsteht die transzendente Gleichung

$$\underbrace{\frac{k^2 \cdot \omega_G^2}{\sqrt{(R_1 + R_L)^2 + \omega_G^2 \cdot (L_1 + L_2)^2}} \cdot \cos\left(\arctan \frac{\omega_G \cdot (L_1 + L_2)}{R_1 + R_2}\right)}_{P_{el}} = \underbrace{(M_0 - m \cdot \frac{\omega_G}{\ddot{u}})}_M \cdot \underbrace{\frac{\omega_G}{\Omega}}_{\ddot{u}} \quad (4.18)$$

aus der sich die Generatorumlauf Frequenz ω_G numerisch bestimmen lässt.

4.2 PMSM mit umschaltbarer Ständerwicklung

Um ein weites Drehzahlband abzudecken ist die PMSM nur bedingt einsetzbar. Die Fliehkraft, die auf die Magnete des Läufers wirkt, führt bei hohen Drehzahlen zur Zerstörung von Läufer und Maschine. Mit der Bauform der Aussenpolmaschine lässt sich dieses Problem reduzieren, da hier ein Metallkäfig die auf die Magnete ausgeübten Kräfte aufnimmt. Dieser Käfig kann sehr viel höheren Belastungen widerstehen als die Bandagierung, die in der Servomaschine die Magnete an den Läufer bindet. Voraussetzung für einen störungsfreien und vibrationsarmen Lauf ist eine entsprechend genaue Feinwuchtung des Käfigs. Mit der höheren Drehzahl geht auch hier eine proportional steigende Ausgangsspannung einher, sodass die konstruktive Maßnahme des Aussenläufers alleine noch nicht ausreichend ist. Der Ständer der Maschine erhält daher ein Windungssystem wie in Bild 4.5, das es gestattet, die Windungszahl zu halbieren, sowie die Wicklungen wahlweise im Stern oder im Dreieck zu schalten. Der Einsatz von Triacs lässt dies zu, ohne den Generator von der Last zu trennen. Für diesen Umbau stand eine Maschine aus der Lüfterindustrie zur Verfügung, deren Einzelteile in Bild 4.4 abgebildet sind. Da es sich bei der Maschine um einen Antrieb aus der Massenproduktion handelt, ergibt sich ein geringer Preis für die Fertigung auch der umstrukturierten Maschine.



Bild 4.4: Komponenten der Aussenpolmaschine

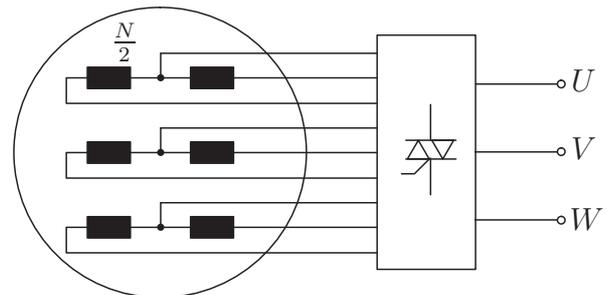


Bild 4.5: Schaltung der Ständerwicklung der Aussenpolmaschine

Die Spannung an einer Wicklung dient als Kriterium dafür, welche der möglichen Wicklungskombinationen zum Einsatz kommt. Die Ausgangsspannung der Maschine hat den in Bild 4.6 dargestellten Verlauf.

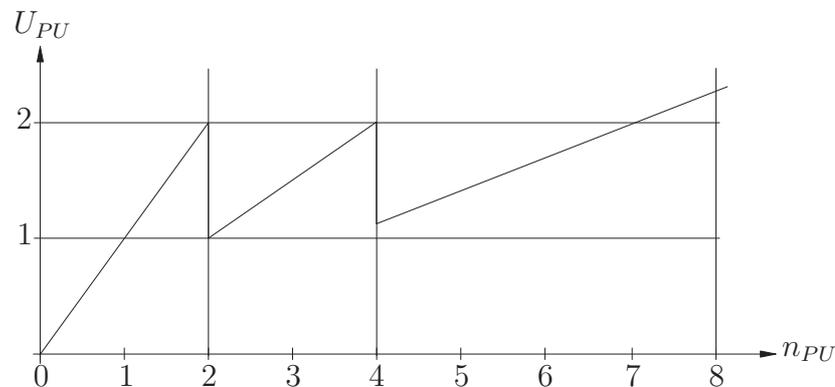


Bild 4.6: Spannungsverlauf über gesamten Drehzahlbereich

Auch für diese Maschine gelten die der Synchronmaschine zu Grunde liegenden Verfahren zur Beschreibung des Betriebsverhaltens und der Ermittlung des Arbeitspunktes.

Prinzipiell ließe sich auch eine Innenpolmaschine mit dieser Ständerwicklung ausstatten. Da aber nicht die elektrischen, sondern die mechanischen Grenzen hier die einschränkende Wirkung haben, wäre damit kein Gewinn verbunden.

4.3 Kondensatorerregte Asynchronmaschine

Die Asynchronmaschine kann in zweierlei Weise als Generator Einsatz finden. Am festen Netz ist es hierbei nur notwendig, ein Antriebsmoment in Drehrichtung der Maschine aufzubringen. In der Leistungsbilanz taucht dieses Drehmoment als negativ auf, die Maschine speist Energie ins Netz ein. Im Inselbetrieb ist dieser Betrieb nicht möglich. Grund hierfür ist, dass die Maschine für die Magnetisierung auf die Zuführung der nötigen Magnetisierungsblindleistung von aussen angewiesen ist. Für den Inselbetrieb ist das Prinzip des kondensatorerregten Asynchrongenerators wie in Bild 4.7 realisierbar:

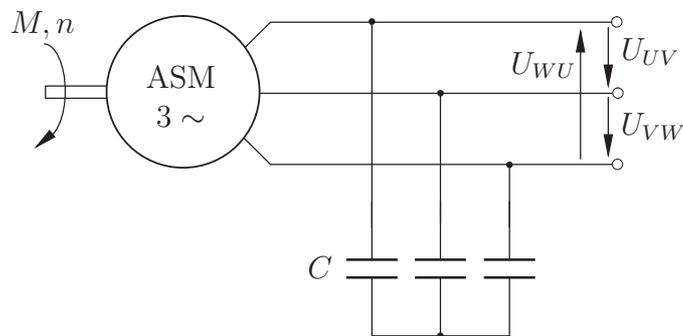


Bild 4.7: Schaltung des kondensatorerregten Asynchrongenerators

Wie bei der Synchronmaschine führt die Transformation der Maschinengleichungen auf ein zweipoliges Maschinenmodell mit zwei Wicklungen in Läufer und Ständer, die in Bild 4.8 abgebildet ist. Der Erregerkondensator C ist aus Gründen der Übersicht bereits eingetragen.

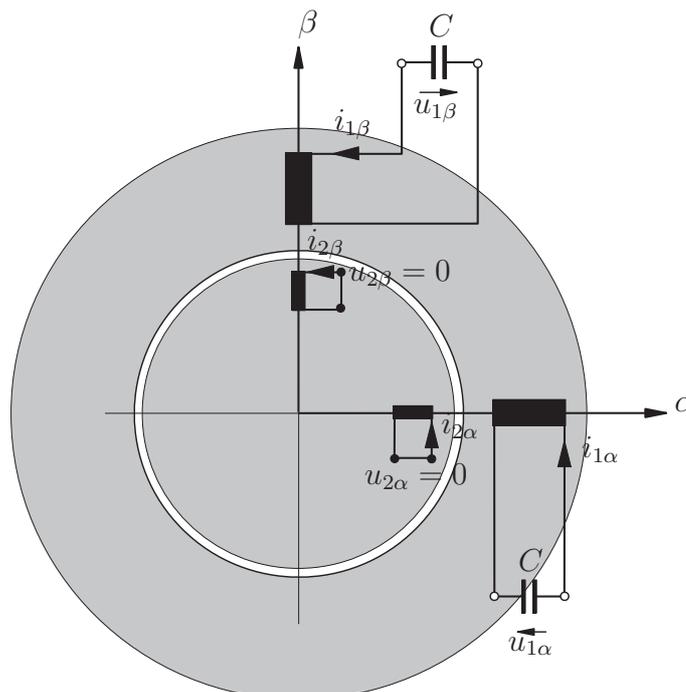


Bild 4.8: Kondensatorerregte Asynchronmaschine im α/β -Koordinatensystem

4.3.1 Allgemeine Gleichungen der kondensatorerregten Asynchronmaschine

Die folgenden Betrachtungen erfolgen in einem ständerfesten Bezugssystem, da vor dem Einsetzen der Erregung kein Drehfeld vorhanden ist. Die Verwendung von einem mit dem Drehfeld rotierenden Koordinatensystem kommt daher nicht in Frage. Für den in Bild 4.8 dargestellten Aufbau mit Erregerkondensatoren und ständerfestem Koordinatensystem gelten die allgemeinen komplexen Gleichungen zur Beschreibung der Asynchronmaschine mit Käfigläufer:

$$\underline{u}_1 = R_1 \cdot \underline{i}_1 + \dot{\underline{\psi}}_1 \quad (4.19)$$

$$\underline{u}_2 = 0 = R'_2 \cdot \underline{i}'_2 - j \cdot \dot{\gamma} \cdot \underline{\psi}'_2 + \dot{\underline{\psi}}'_2 \quad (4.20)$$

$$\frac{d\underline{u}_1}{dt} = \frac{1}{C} \cdot \underline{\dot{i}}_1. \quad (4.21)$$

Mit der mechanischen Umlaufgeschwindigkeit Ω des Läufers und dem Zusammenhang $\dot{\gamma} = \frac{\Omega}{p}$ resultieren die α - β Komponenten:

$$\begin{bmatrix} u_{1\alpha} \\ u_{1\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sigma L_h} \begin{bmatrix} \frac{R_1}{1+\sigma_1} & 0 & -(1-\sigma)R_1 & 0 \\ 0 & \frac{R_1}{1+\sigma_1} & 0 & -(1-\sigma)R_1 \\ -(1-\sigma)R'_2 & 0 & \frac{R'_2}{1+\sigma_2} & \sigma L_h \dot{\gamma} \\ 0 & -(1-\sigma)R'_2 & -\sigma L_h \dot{\gamma} & \frac{R'_2}{1+\sigma_2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \psi_{1\alpha} \\ \psi_{1\beta} \\ \psi'_{2\alpha} \\ \psi'_{2\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{1\alpha} \\ \psi_{1\beta} \\ \psi'_{2\alpha} \\ \psi'_{2\beta} \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

$$\frac{d u_{1\alpha}}{dt} = \frac{1}{C} \cdot i_{1\alpha} = \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{\sigma L_h} \left[\frac{1}{1+\sigma_1} \psi_{1\alpha} - (1-\sigma) \psi'_{2\alpha} \right] \quad (4.23)$$

$$\frac{d u_{1\beta}}{dt} = \frac{1}{C} \cdot i_{1\beta} = \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{\sigma L_h} \left[\frac{1}{1+\sigma_1} \psi_{1\beta} - (1-\sigma) \psi'_{2\beta} \right] \quad (4.24)$$

Hierin sind

$$\text{die ständeseitige Hauptinduktivität} \quad : \quad L_h, \quad (4.25)$$

$$\text{die Ständerstreuinduktivität} \quad : \quad L_{1\sigma}, \quad (4.26)$$

$$\text{die ständerbezogene Läuferstreuinduktivität} \quad : \quad L'_{2\sigma}, \quad (4.27)$$

$$\text{der Streukoeffizient: } \sigma = 1 - \frac{L_h^2}{L_1 \cdot L'_2} \quad (4.28)$$

$$\text{der ständerseitige Streukoeffizient: } \sigma_1 = \frac{L_{1\sigma}}{L_h} \quad (4.29)$$

$$\text{der läuferseitige Streukoeffizient: } \sigma_2 = \frac{L'_{2\sigma}}{L_h} \quad (4.30)$$

$$\text{der Ständerflussraumzeiger: } \underline{\psi}_1 = L_1 \cdot \underline{i}_1 + L_h \cdot \underline{i}'_2 \quad (4.31)$$

$$\text{der Läuferflussraumzeiger: } \underline{\psi}'_2 = L_h \cdot \underline{i}_1 + L'_2 \cdot \underline{i}'_2. \quad (4.32)$$

Das von der Maschine erzeugte elektromagnetische Moment ist

$$M_e = p \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma \cdot L_h} (\psi_{1\beta} \cdot \psi_{2\alpha} - \psi_{1\alpha} \cdot \psi_{2\beta}), \quad (4.33)$$

die mechanische Gleichung mit dem Lastmoment M_L und der Trägheit J des Antriebsstranges lautet

$$M_e - M_L = \frac{J}{p} \cdot \frac{d\dot{\gamma}}{dt}. \quad (4.34)$$

4.3.2 Der Selbsterregungsvorgang

Der Selbsterregungsvorgang ist, regelungstechnisch betrachtet, eine Instabilität des Systems [25, 26]. Ob und wann der Selbsterregungsprozess einsetzt, lässt sich mit einer Stabilitätsbetrachtung bei kleinen Auslenkungen nach Ljapunow ermitteln. Hier erfahren die Systemgleichungen eine Linearisierung in Form einer Taylor-Entwicklung um den stationären Arbeitspunkt X_0 , wie z.B. in [27] beschrieben:

$$\underline{X}_0 + \underline{\Delta X}_0 = \begin{bmatrix} \psi_{1\alpha 0} + \Delta\psi_{1\alpha} \\ \psi_{1\beta 0} + \Delta\psi_{1\beta} \\ \psi_{2\alpha 0} + \Delta\psi_{2\alpha} \\ \psi_{2\beta 0} + \Delta\psi_{2\beta} \\ u_{1\alpha 0} + \Delta u_{1\alpha} \\ u_{1\beta 0} + \Delta u_{1\beta} \\ \dot{\gamma}_0 + \Delta\dot{\gamma} \end{bmatrix} \quad (4.35)$$

Die Systemgleichungen nehmen damit die Gestalt

$$\begin{bmatrix} u_{1\alpha 0} + \Delta u_{1\alpha} \\ u_{1\beta 0} + \Delta u_{1\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sigma L_h} \begin{bmatrix} \frac{R_1}{1+\sigma_1} & 0 & -(1-\sigma)R_1 & 0 \\ 0 & \frac{R_1}{1+\sigma_1} & 0 & -(1-\sigma)R_1 \\ -(1-\sigma)R'_2 & 0 & \frac{R'_2}{1+\sigma_2} & \sigma L_h \dot{\gamma} \\ 0 & -(1-\sigma)R'_2 & -\sigma L_h \dot{\gamma} & \frac{R'_2}{1+\sigma_2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \psi_{1\alpha 0} + \Delta\psi_{1\alpha} \\ \psi_{1\beta 0} + \Delta\psi_{1\beta} \\ \psi_{2\alpha 0} + \Delta\psi_{2\alpha} \\ \psi_{2\beta 0} + \Delta\psi_{2\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{1\alpha 0} + \Delta\psi_{1\alpha} \\ \psi_{1\beta 0} + \Delta\psi_{1\beta} \\ \psi_{2\alpha 0} + \Delta\psi_{2\alpha} \\ \psi_{2\beta 0} + \Delta\psi_{2\beta} \end{bmatrix} \quad (4.36)$$

$$\frac{d u_{1\alpha} + \Delta u_{1\alpha}}{dt} = \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{\sigma L_h} \left[\frac{1}{1+\sigma_1} (\psi_{1\alpha 0} + \Delta\psi_{1\alpha}) - (1-\sigma)(\psi_{2\alpha 0} + \Delta\psi_{2\alpha}) \right] \quad (4.37)$$

$$\frac{d u_{1\beta} + \Delta u_{1\beta}}{dt} = \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{\sigma L_h} \left[\frac{1}{1+\sigma_1} (\psi_{1\beta 0} + \Delta\psi_{1\beta}) - (1-\sigma)(\psi_{2\beta 0} + \Delta\psi_{2\beta}) \right] \quad (4.38)$$

$$(4.39)$$

an. Die kleinen Ablenkungen auf die Drehmomentgleichung übertragen, liefert:

$$M_e = M_{L0} + \frac{J}{p} \cdot \frac{d(\dot{\gamma}_0 + \Delta\dot{\gamma})}{dt} \quad (4.40)$$

$$= p \frac{1-\sigma}{\sigma L_h} [(\psi_{1\beta 0} + \Delta\psi_{1\beta})(\psi_{2\alpha 0} + \Delta\psi_{2\alpha}) - (\psi_{1\alpha 0} + \Delta\psi_{1\alpha})(\psi_{2\beta 0} + \Delta\psi_{2\beta})] \quad (4.41)$$

Ein weiterer Schritt an Linearisierung ist die Vernachlässigung der Terme $\Delta\psi_{ij} \cdot \Delta\psi_{mn}$ in der Drehmomentgleichung. Nach Umstellung der Gleichung wird deutlich, dass sich diese als aus zwei Termen zusammengesetzt betrachten lässt:

$$M_e = \underbrace{p \frac{1-\sigma}{\sigma L_h} [\psi_{1\beta 0} \psi_{2\alpha 0} + \psi_{1\alpha 0} \psi_{2\beta 0}]}_{M_{L0}} + \underbrace{p \frac{1-\sigma}{\sigma L_h} [\psi_{1\beta 0} \Delta\psi_{2\alpha} + \psi_{2\alpha 0} \Delta\psi_{1\beta} - \psi_{1\alpha 0} \Delta\psi_{2\beta} - \psi_{2\beta 0} \Delta\psi_{1\alpha}]}_{\Delta M_e}. \quad (4.42)$$

Damit resultiert für die kleine Drehmomentänderung

$$\frac{J}{p} \cdot \frac{d(\Delta\dot{\gamma})}{dt} = p \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma L_h} [\psi_{1\beta 0} \cdot \Delta\psi_{2\alpha} + \psi_{2\alpha 0} \cdot \Delta\psi_{1\beta} - \psi_{1\alpha 0} \cdot \Delta\psi_{2\beta} - \psi_{2\beta 0} \cdot \Delta\psi_{1\alpha}]. \quad (4.43)$$

Für einen stationären Betriebspunkt gilt im elektrischen Teilsystem:

$$\begin{bmatrix} u_{1\alpha 0} \\ u_{1\beta 0} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sigma L_h} \begin{bmatrix} \frac{R_1}{1+\sigma_1} & 0 & -(1-\sigma)R_1 & 0 \\ 0 & \frac{R_1}{1+\sigma_1} & 0 & -(1-\sigma)R_1 \\ -(1-\sigma)R'_2 & 0 & \frac{R'_2}{1+\sigma_2} & \sigma L_h \dot{\gamma} \\ 0 & -(1-\sigma)R'_2 & -\sigma L_h \dot{\gamma} & \frac{R'_2}{1+\sigma_2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \psi_{1\alpha 0} \\ \psi_{1\beta 0} \\ \psi_{2\alpha 0} \\ \psi_{2\beta 0} \end{bmatrix} \quad (4.44)$$

was nach Einsetzung der kleinen Auslenkung um den stationären Betriebspunkt auf

$$\begin{bmatrix} \Delta u_{1\alpha 0} \\ \Delta u_{1\beta 0} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sigma L_h} \begin{bmatrix} \frac{R_1}{1+\sigma_1} & 0 & -(1-\sigma)R_1 & 0 \\ 0 & \frac{R_1}{1+\sigma_1} & 0 & -(1-\sigma)R_1 \\ -(1-\sigma)R'_2 & 0 & \frac{R'_2}{1+\sigma_2} & \sigma L_h \dot{\gamma} \\ 0 & -(1-\sigma)R'_2 & -\sigma L_h \dot{\gamma} & \frac{R'_2}{1+\sigma_2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta \psi_{1\alpha} \\ \Delta \psi_{1\beta} \\ \Delta \psi_{2\alpha} \\ \Delta \psi_{2\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \psi_{2\beta 0} \Delta \dot{\gamma} \\ -\psi_{2\alpha 0} \Delta \dot{\gamma} \end{bmatrix} \quad (4.45)$$

führt.

Aus dem gleichen Zusammenhang ergeben sich die Auslenkungen der α/β -Komponenten der Kondensatorspannung zu

$$\frac{d(\Delta u_{1\alpha})}{dt} = \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{\sigma L_h} \left[\frac{1}{1+\sigma_1} \Delta \psi_{1\alpha} - (1-\sigma) \Delta \psi_{2\alpha} \right] \quad (4.46)$$

$$\frac{d(\Delta u_{1\beta})}{dt} = \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{\sigma L_h} \left[\frac{1}{1+\sigma_1} \Delta \psi_{1\beta} - (1-\sigma) \Delta \psi_{2\beta} \right]. \quad (4.47)$$

Die Ersetzungen

$$\begin{aligned} a_{11} &= a_{22} = \frac{R_1}{1+\sigma_1} & a_{51} &= a_{62} = \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{1+\sigma_1} \\ a_{13} &= a_{24} = -(1-\sigma) \cdot R_1 & a_{53} &= a_{64} = -\frac{(1-\sigma)}{C} \\ a_{31} &= a_{42} = -(1-\sigma) \cdot R'_2 & K_{xy0} &= \frac{p^2(1-\sigma)}{J\sigma L_h} \psi_{xy0} \\ a_{33} &= a_{44} = \frac{R'_2}{1+\sigma_2} & a_{37} &= \sigma L_h \psi_{2\beta 0} \\ a_{34} &= -a_{43} = \sigma L_h \dot{\gamma}_0 & a_{47} &= -\sigma L_h \psi_{2\alpha 0} \end{aligned}$$

vereinfachen die Darstellung der Matrizen.

Nach Umstellung ergibt sich:

$$-\frac{1}{\sigma L_h} \begin{bmatrix} a_{11} & 0 & a_{13} & 0 & -\sigma L_h & 0 & 0 \\ 0 & a_{22} & 0 & a_{24} & 0 & -\sigma L_h & 0 \\ a_{31} & 0 & a_{33} & a_{34} & 0 & 0 & a_{37} \\ 0 & a_{42} & a_{43} & a_{44} & 0 & 0 & a_{47} \\ a_{51} & 0 & a_{53} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_{62} & 0 & a_{64} & 0 & 0 & 0 \\ K_{2\beta 0} & -K_{2\alpha 0} & -K_{1\beta 0} & K_{1\alpha 0} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \psi_{1\alpha} \\ \Delta \psi_{1\beta} \\ \Delta \psi_{2\alpha} \\ \Delta \psi_{2\beta} \\ \Delta u_{1\alpha} \\ \Delta u_{1\beta} \\ \Delta \dot{\gamma} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta \psi_{1\alpha} \\ \Delta \psi_{1\beta} \\ \Delta \psi_{2\alpha} \\ \Delta \psi_{2\beta} \\ \Delta u_{1\alpha} \\ \Delta u_{1\beta} \\ \Delta \dot{\gamma} \end{bmatrix} \quad (4.48)$$

Für die Stabilität „im Kleinen“ sind die Eigenwerte der Systemmatrix des linearisierten Systems ausschlaggebend. Diese ergeben sich aus der Gleichung

$$\det \begin{bmatrix} a_{11} - \lambda & 0 & a_{13} & 0 & -\sigma L_h & 0 & 0 \\ 0 & a_{22} - \lambda & 0 & a_{24} & 0 & -\sigma L_h & 0 \\ a_{31} & 0 & a_{33} - \lambda & a_{34} & 0 & 0 & a_{37} \\ 0 & a_{42} & a_{43} & a_{44} - \lambda & 0 & 0 & a_{47} \\ a_{51} & 0 & a_{53} & 0 & -\lambda & 0 & 0 \\ 0 & a_{62} & 0 & a_{64} & 0 & -\lambda & 0 \\ K_{2\beta 0} & -K_{2\alpha 0} & -K_{1\beta 0} & K_{1\alpha 0} & 0 & 0 & -\lambda \end{bmatrix} = 0. \quad (4.49)$$

Bei mechanisch angetriebener, jedoch noch nicht erregter Maschine sind alle Flüsse in der Maschine null. Dies reduziert die Matrix auf ein System sechster Ordnung, da alle mit dem Fluss verknüpften Elemente den Wert null annehmen. Die Lage der Eigenwerte in Abhängigkeit von der Winkelgeschwindigkeit $\dot{\gamma}$ und der Kapazität C des Erregerkondensators ist in Bild 4.9 dargestellt.

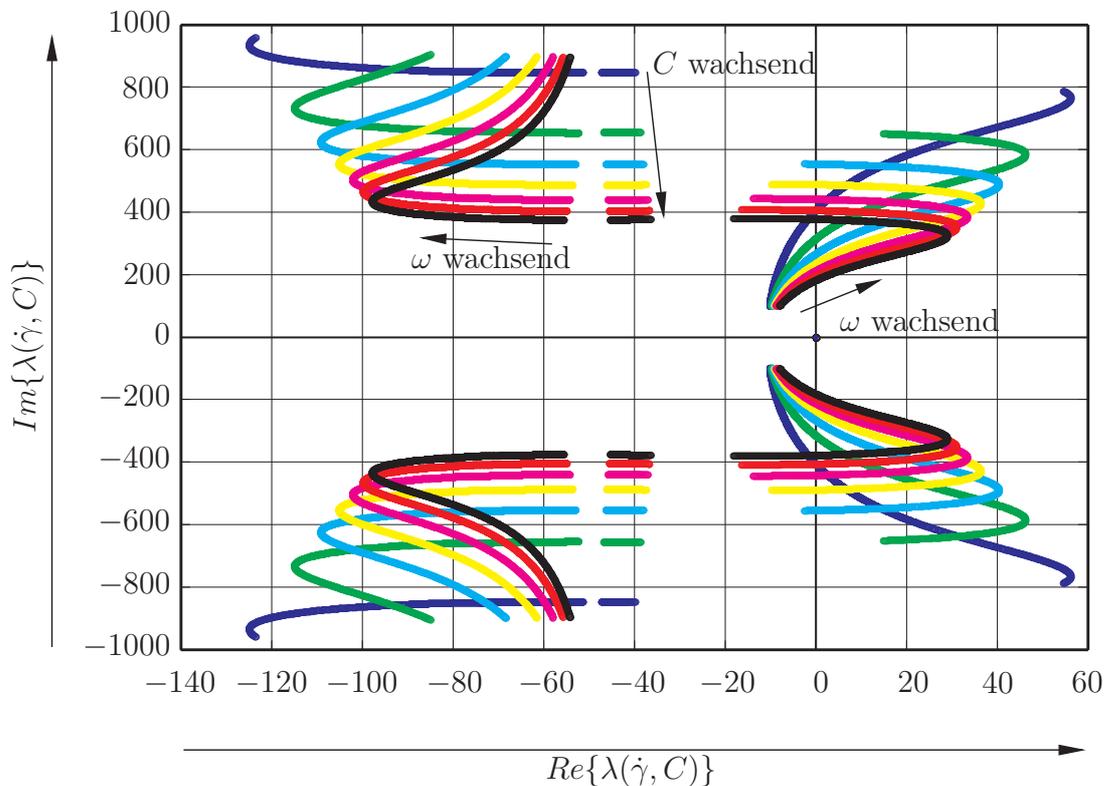


Bild 4.9: Lage der Eigenwerte $\lambda(\dot{\gamma}, C)$

In die Berechnung der hier dargestellten Eigenwerte sind bereits die Parameter eingeflossen, die am Labormodell gemessen, bzw. den zu den verwendeten Maschinen gelieferten Datenblättern entnommen wurden.

Für die Selbsterregung der Maschine bedeutet die Lage der Eigenwerte, dass der Prozess einsetzt, sobald einer der Eigenwerte einen positiven Realteil aufweist. Dies ist offensichtlich ab einer definierten Winkelgeschwindigkeit ω der Fall, sodass davon auszugehen ist, dass die Anordnung ihren Zweck als selbsterregten Generator erfüllt.

Für die Stabilitätsprüfung, speziell die des Selbsterregungsvorganges, muss in die Systembeschreibung die Wirkung der Remanenz des Läufers einfließen. Stellt man die Wirkung der Remanenz als mit der Frequenz $\dot{\gamma}$ umlaufenden Läuferfluss $\underline{\psi}_0$ dar, so lässt sich die ASM als eine PMSM mit Dämpferkäfig beschreiben. Dies geschieht wegen der magnetischen Vorzugsrichtung zweckmässiger Weise in einem rotorfesten Bezugssystem, dem dq -System. Ist die Bezugsachse fest mit dem Läufer verbunden, so gelten für die Winkel zwischen Bezugsachse, d -Achse und α -Achse $\gamma = -\gamma_1$; $\gamma_2 = 0$. Die Ständer- und Rotorstromgleichungen sind:

$$\underline{u}_1 = R_1 \dot{\underline{i}}_1 + j \dot{\gamma} \underline{\psi}_1 + \frac{d\underline{\psi}_1}{dt} \quad (4.50)$$

$$0 = R_2 \dot{\underline{i}}_2' + \frac{d\underline{\psi}_2'}{dt} - \underbrace{\dot{\gamma}_2 \underline{\psi}_2'}_{=0} \quad (4.51)$$

Für die Flussverkettungen gilt im rotorfesten Bezugssystem:

$$\underline{\psi}_1 = L_1 \dot{\underline{i}}_1 + L_h \dot{\underline{i}}_2' + \psi_{d0} \quad (4.52)$$

$$\underline{\psi}_2' = L_h \dot{\underline{i}}_1 + L_2' \dot{\underline{i}}_2' + \psi_{d0} \quad (4.53)$$

Umgestellt nach den Strömen $\dot{\underline{i}}_1$ und $\dot{\underline{i}}_2'$ resultiert:

$$\begin{bmatrix} \dot{\underline{i}}_1 \\ \dot{\underline{i}}_2' \end{bmatrix} = \frac{1-\sigma}{\sigma L_h} \begin{bmatrix} (1+\sigma_2) & -1 \\ -1 & (1+\sigma_1) \end{bmatrix} \left[\begin{bmatrix} \underline{\psi}_1 \\ \underline{\psi}_2' \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \psi_{d0} \\ \psi_{d0} \end{bmatrix} \right] \quad (4.54)$$

Die Ständer- und Läuferstromkomponenten, die sich damit ergeben sind:

$$i_{1d} = \frac{1-\sigma}{\sigma L_h} [(1+\sigma_2)\psi_{1d} - \psi_{2d}' - \sigma_2 \cdot \psi_{d0}] \quad (4.55)$$

$$i_{1q} = \frac{1-\sigma}{\sigma L_h} [(1+\sigma_2)\psi_{1q} - \psi_{2q}'] \quad (4.56)$$

$$i_{2d} = \frac{1-\sigma}{\sigma L_h} [(1+\sigma_1)\psi_{2d}' - \psi_{1d} - \sigma_1 \cdot \psi_{d0}] \quad (4.57)$$

$$i_{2q} = \frac{1-\sigma}{\sigma L_h} [(1+\sigma_1)\psi_{2q}' - \psi_{1q}] \quad (4.58)$$

Die Auswirkung der Remanenz ist damit die eines mit der mechanischen Frequenz $\dot{\gamma}$ umlaufenden Permanentmagneten; bis zum Einsetzen der Erregung verhält sich der Generator wie eine permanenterrechte Synchronmaschine.

Die Auflösung der Ständerspannungsgleichung

$$\underline{u}_1 = R_1 \dot{\underline{i}}_1 + j \dot{\gamma} \underline{\psi}_1 + \frac{d\underline{\psi}_1}{dt}$$

nach $\dot{\psi}_{1d}$ und $\dot{\psi}_{1q}$ liefert nach Ersetzung der Ständerströme:

$$\frac{d}{dt} \psi_{1d} = u_{1d} - R_1 \frac{1-\sigma}{\sigma L_h} [(1+\sigma_2)\psi_{1d} - \psi_{2d}' - \sigma_2 \psi_{d0}] + \dot{\gamma} \psi_{1q} \quad (4.59)$$

$$\frac{d}{dt} \psi_{1q} = u_{1q} - R_1 \frac{1-\sigma}{\sigma L_h} [(1+\sigma_2)\psi_{1q} - \psi_{2q}'] - \dot{\gamma} \psi_{1d} \quad (4.60)$$

Aus der Läufer Spannungsgleichung

$$0 = R_2 \cdot \underline{i}_2 + \underline{\dot{\psi}}_2 \quad (4.61)$$

ergeben sich für die Ableitungen der Läuferflüsse unter Einbeziehung der Stromkomponenten:

$$\frac{d}{dt} \psi'_{2d} = -R_2 \frac{1-\sigma}{\sigma L_h} [(1+\sigma_1) \psi'_{2d} - \psi_{1d} - \sigma_1 \psi_{d0}] \quad (4.62)$$

$$\frac{d}{dt} \psi'_{2q} = -R_2 \frac{1-\sigma}{\sigma L_h} [(1+\sigma_1) \psi'_{2q} - \psi_{1q}] \quad (4.63)$$

Eine weitere Zustandsvariable des Systems ist die Winkelgeschwindigkeit $\dot{\gamma}$ die sich aus den Drehmomentgleichungen herleiten lässt. Die Übertragung der Gleichungen (4.33,4.34) in das dq -System führt auf:

$$M_i = p \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma \cdot L_h} (\psi_{1q} \cdot \psi'_{2d} - \psi_{1d} \cdot \psi'_{2q}), \quad M_i - M_L = \frac{J}{p} \cdot \frac{d\dot{\gamma}}{dt}. \quad (4.64)$$

Damit ergibt sich

$$\frac{d}{dt} \dot{\gamma} = \frac{p}{J} (M_i - M_L). \quad (4.65)$$

Mit dem Zusammenhang

$$M_i = p \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma \cdot L_h} (\psi_{1q} \cdot \psi_{2d} - \psi_{1d} \cdot \psi_{2q}) \quad (4.66)$$

resultiert

$$\frac{d}{dt} \dot{\gamma} = \frac{p^2(1-\sigma)}{J\sigma L_h} (\psi_{1q} \cdot \psi'_{2d} - \psi_{1d} \cdot \psi'_{2q}) - \frac{p}{J} \cdot M_L. \quad (4.67)$$

Da bis hierher die Maschine elektrisch unbelastet ist, erweitert sich die Betrachtung um den Einfluss der Last. Diese ist zunächst frei wählbar und besteht im folgenden aus einer Reihenschaltung aus R_L und L_L , wie in Bild 4.10 zu sehen ist.

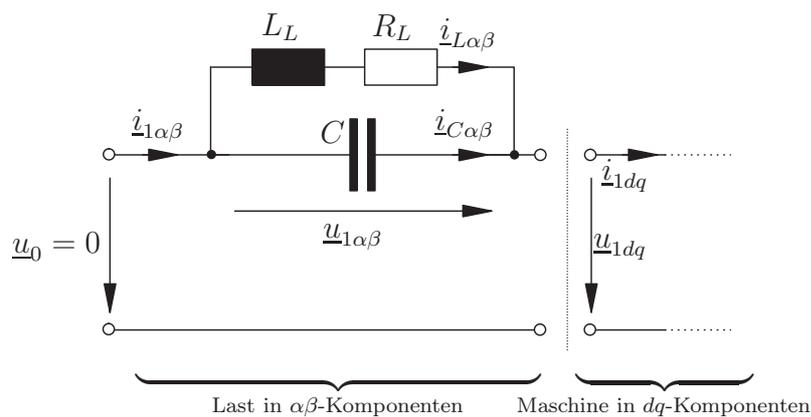


Bild 4.10: Einphasiges Ersatzschaltbild der Last

Da die Last am Ständer der Maschine angeschlossen ist, ist zur Berechnung der elektrischen Größen in der Last die Transformation der Läufer- in Ständergrößen notwendig. Mit dem Winkel γ zwischen den Bezugssystemen dq und $\alpha\beta$ ergibt sich für die Ständerspannung

$$\underline{u}_{1dq} = \underline{u}_1 = -\underline{u}_{1\alpha\beta} \cdot e^{j\gamma}, \quad (4.68)$$

sowie für den Ständerstrom

$$\dot{i}_{1dq} = \dot{i}_1 = \dot{i}_{1\alpha\beta} \cdot e^{j\gamma}. \quad (4.69)$$

Für die Spannung am Kondensator gilt:

$$\frac{du_{1\alpha\beta}}{dt} = \frac{1}{C} \dot{i}_{C\alpha\beta} = \frac{1}{C} (\dot{i}_{1\alpha\beta} - \dot{i}_{L\alpha\beta}). \quad (4.70)$$

Nach Ersetzen der $\alpha\beta$ -Komponenten durch die aus den Gleichungen 4.68 und 4.69 umgestellten dq -Größen resultiert für die Ableitung der Spannung am Kondensator

$$\frac{d\underline{u}_1}{dt} = -\frac{1}{C} (\dot{i}_1 - \dot{i}_{Ldq}) + j\dot{\gamma}\underline{u}_1. \quad (4.71)$$

Die Ableitungen der Spannungen u_{1d} und u_{1q} ergeben sich mit den zuvor bestimmten Ständerstromkomponenten zu

$$\frac{du_{1d}}{dt} = -\frac{1}{C} \frac{1}{\sigma L_h} \left[\frac{1}{1 + \sigma_1} \psi_{1d} - (1 - \sigma) \psi'_{2d} - (1 - \sigma) \sigma_2 \psi_{d0} - \sigma L_h \cdot i_{Ld} + C \cdot \sigma L_h \dot{\gamma} u_{1q} \right] \quad (4.72)$$

$$\frac{du_{1q}}{dt} = -\frac{1}{C} \cdot \frac{1}{\sigma L_h} \left[\frac{1}{1 + \sigma_1} \psi_{1q} - (1 - \sigma) \psi'_{2q} - \sigma L_h \cdot i_{Lq} + C \cdot \sigma L_h \dot{\gamma} u_{1d} \right]. \quad (4.73)$$

Für die Ableitung des Laststromes ergibt sich

$$\frac{di_{Ldq}}{dt} = \frac{1}{L_L} (-\underline{u}_1 - R_L \cdot \dot{i}_{Ldq}) + j\dot{\gamma} \dot{i}_{Ldq}. \quad (4.74)$$

Daraus lassen sich die Komponenten

$$\frac{di_{Ld}}{dt} = -\frac{u_{1d}}{L_L} - \frac{R_L}{L_L} \cdot i_{Ld} - \dot{\gamma} i_{Lq} \quad (4.75)$$

$$\frac{di_{Lq}}{dt} = -\frac{u_{1q}}{L_L} - \frac{R_L}{L_L} \cdot i_{Lq} + \dot{\gamma} i_{Ld} \quad (4.76)$$

$$(4.77)$$

ermitteln.

Die Einbeziehung der Last erlaubt die numerische Untersuchung, ob und ggf. wann der Prozess der Selbsterregung auch an der belasteten Maschine einsetzt oder abreisst.

Die in der Drehmomentgleichung (4.67) auftretenden Produkte von Zustandsvariablen machen deutlich, dass es sich um ein nichtlineares System handelt. Wieder hilft eine Linearisierung um einen Abreitspunkt \underline{X}_0 ; analog zur bereits vorgestellten Vorgehensweise und um den Laststrom ergänzt ist:

$$\underline{X}_0 + \Delta \underline{X}_0 = \begin{bmatrix} \psi_{1d0} + \Delta \psi_{1d} \\ \psi_{1q0} + \Delta \psi_{1q} \\ \psi_{2d0} + \Delta \psi_{2d} \\ \psi_{2q0} + \Delta \psi_{2q} \\ u_{1d0} + \Delta u_{1d} \\ u_{1q0} + \Delta u_{1q} \\ \dot{\gamma}_0 + \Delta \dot{\gamma} \\ i_{Ld0} + \Delta i_{Ld0} \\ i_{Lq0} + \Delta i_{Lq0} \end{bmatrix} \quad (4.78)$$

Nach erfolgter Linearisierung entstehen die Systemgleichungen der Ableitungen der Abweichungen um den Arbeitspunkt.

$$\frac{d\Delta\psi_{1d}}{dt} = \Delta u_{1d} - \frac{R_1}{\sigma L_h} \left[\frac{1}{1+\sigma_1} \cdot \Delta\psi_{1d} - (1-\sigma)\Delta\psi'_{2d} - \frac{\sigma L_h}{R_1} \psi_{1q0} \Delta\dot{\gamma} - \dot{\gamma}_0 \frac{\sigma L_h}{R_1} \Delta\psi_{1q} \right] \quad (4.79)$$

$$\frac{d\Delta\psi_{1q}}{dt} = \Delta u_{1q} - \frac{R_1}{\sigma L_h} \left[\frac{1}{1+\sigma_1} \cdot \Delta\psi_{1q} - (1-\sigma)\Delta\psi'_{2q} + \frac{\sigma L_h}{R_1} \psi_{1d0} \Delta\dot{\gamma} + \dot{\gamma}_0 \frac{\sigma L_h}{R_1} \Delta\psi_{1d} \right] \quad (4.80)$$

$$\frac{d\Delta\psi_{2d}}{dt} = -\frac{R_2}{\sigma L_h} \left[\frac{1}{1+\sigma_2} \Delta\psi'_{2d} - (1-\sigma)\Delta\psi_{1d} \right] \quad (4.81)$$

$$\frac{d\Delta\psi_{2q}}{dt} = -\frac{R_2}{\sigma L_h} \left[\frac{1}{1+\sigma_2} \psi'_{2q} - (1-\sigma)\Delta\psi_{1q} \right] \quad (4.82)$$

$$\frac{d\Delta u_{1d}}{dt} = -\frac{1}{C \cdot \sigma L_h} \left[\frac{1}{1+\sigma_1} \Delta\psi_{1d} - (1-\sigma)\Delta\psi'_{2d} - \sigma L_h \Delta i_{Ld} + C \sigma L_h \Delta\dot{\gamma} u_{1q0} + C \sigma L_h \Delta u_{1q} \dot{\gamma}_0 \right] \quad (4.83)$$

$$\frac{d\Delta u_{1q}}{dt} = -\frac{1}{C \cdot \sigma L_h} \left[\frac{1}{1+\sigma_1} \Delta\psi_{1q} - (1-\sigma)\Delta\psi'_{2q} - \sigma L_h \Delta i_{Lq} - C \sigma L_h \Delta\dot{\gamma} u_{1d0} - C \sigma L_h \Delta u_{1d} \dot{\gamma}_0 \right] \quad (4.84)$$

$$\frac{d\Delta\dot{\gamma}}{dt} = \frac{p^2(1-\sigma)}{J \cdot \sigma L_h} [\psi'_{2d0} \cdot \Delta\psi_{1q} + \psi_{1q0} \cdot \Delta\psi'_{2d} - \psi_{1d0} \cdot \Delta\psi'_{2q} - \psi'_{2q0} \cdot \Delta\psi_{1d}] \quad (4.85)$$

$$\frac{d\Delta i_{Ld}}{dt} = -\frac{\Delta u_{1d}}{L_L} - \frac{R_L}{L_L} \cdot \Delta i_{Ld} - \Delta i_{Lq} \dot{\gamma}_0 - i_{Lq0} \Delta\dot{\gamma} \quad (4.86)$$

$$\frac{d\Delta i_{Lq}}{dt} = -\frac{\Delta u_{1q}}{L_L} - \frac{R_L}{L_L} \cdot \Delta i_{Lq} + \dot{\gamma}_0 \Delta i_{Ld} + i_{Ld0} \Delta\dot{\gamma}. \quad (4.87)$$

Mit dem Faktor

$$K = \frac{p^2(1-\sigma)}{J} \quad (4.88)$$

ergibt sich daraus eine neue Systemmatrix \mathbf{A}_2 :

$$\begin{bmatrix} \frac{-R_1}{1+\sigma_1} & \dot{\gamma} \sigma L_h & R_1(1-\sigma) & 0 & \sigma L_h & 0 & \sigma L_h \psi_{1q0} & 0 & 0 \\ -\dot{\gamma} \sigma L_h & \frac{-R_1}{1+\sigma_1} & 0 & R_1(1-\sigma) & 0 & \sigma L_h & -\sigma L_h \psi_{1d0} & 0 & 0 \\ R_2(1-\sigma) & 0 & \frac{-R_2}{1+\sigma_2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_2(1-\sigma) & 0 & \frac{-R_2}{1+\sigma_2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-1}{C(1+\sigma_1)} & 0 & \frac{1-\sigma}{C} & 0 & 0 & \dot{\gamma} \sigma L_h & -\sigma L_h \cdot u_{1q0} & \frac{\sigma L_h}{C} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{C(1+\sigma_1)} & 0 & \frac{1-\sigma}{C} & \dot{\gamma} \sigma L_h & 0 & \sigma L_h \cdot u_{1d0} & 0 & \frac{\sigma L_h}{C} \\ -K \psi'_{2q0} & K \psi'_{2d0} & K \psi_{1q0} & -K \psi_{1d0} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{\sigma L_h}{L_L} & 0 & -\sigma L_h \cdot i_{1q0} & -\frac{R_L \sigma L_h}{L_L} & -\dot{\gamma} \sigma L_h \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{\sigma L_h}{L_L} & \sigma L_h \cdot i_{1d0} & \dot{\gamma} \sigma L_h & -\frac{R_L \sigma L_h}{L_L} \end{bmatrix} \quad (4.89)$$

Die Auffindung des Arbeitspunktes \underline{X}_0 , der als Ausgangspunkt dient, ist hierbei nicht so einfach wie im Fall mit vernachlässigter Remanenz. Die Annahme, dass bei mechanisch angetriebener, jedoch nicht erregter Maschine alle Flüsse den Wert null annehmen, gilt hier nicht mehr. Mehrere Zeilen der Systemmatrix zeigen, dass Startwerte bekannt sein müssen, um die Berechnung vorzunehmen.

Diese Startwerte, die zu einem Arbeitspunkt \underline{X}_0 gehören, ergeben sich aus der Bedingung

$$\frac{d\underline{X}}{dt} = 0 \quad (4.90)$$

$$\text{mit } \underline{X} = \underline{X}_0 + \Delta\underline{X} \quad (4.91)$$

$$\Rightarrow \frac{d(\underline{X}_0 + \Delta\underline{X})}{dt} = 0 \quad (4.92)$$

$$\text{Stationär: } \frac{d\Delta\underline{X}}{dt} = 0 \quad (4.93)$$

$$\Rightarrow \frac{d\underline{X}_0}{dt} = 0. \quad (4.94)$$

Die zu lösende Gleichung hat die Form

$$\dot{\underline{X}}_0 = \mathbf{A}_0 \cdot \underline{X}_0 + \mathbf{B} = 0 \quad (4.95)$$

Die Matrix \mathbf{A}_0 und der Vektor \mathbf{B} , beide enthalten konstante Werte, sind zur Bestimmung der Anfangswerte notwendig; sie entstehen bei der Linearisierung der Systemgleichungen ebenfalls. Die Lösung der Gleichung

$$\underline{X}_0 = \mathbf{A}_0^{-1} \cdot (-\mathbf{B}) \quad (4.96)$$

liefert alle zu einem Arbeitspunkt \underline{X}_0 gehörenden Parameter, um erneut eine Stabilitätsprüfung durchzuführen.

Eine erste Prüfung auf Plausibilität ist es, die Eigenwerte der neuen Matrix zu berechnen, wenn der Fluss ψ_{d0} mit dem Wert null vorgegeben ist. Hierbei müssen sich die gleichen Parameter ergeben, die die Betrachtung der Maschine ohne Remanenz liefert. Das Ergebnis in Bild 4.11 macht deutlich, dass diese Forderung erfüllt ist.

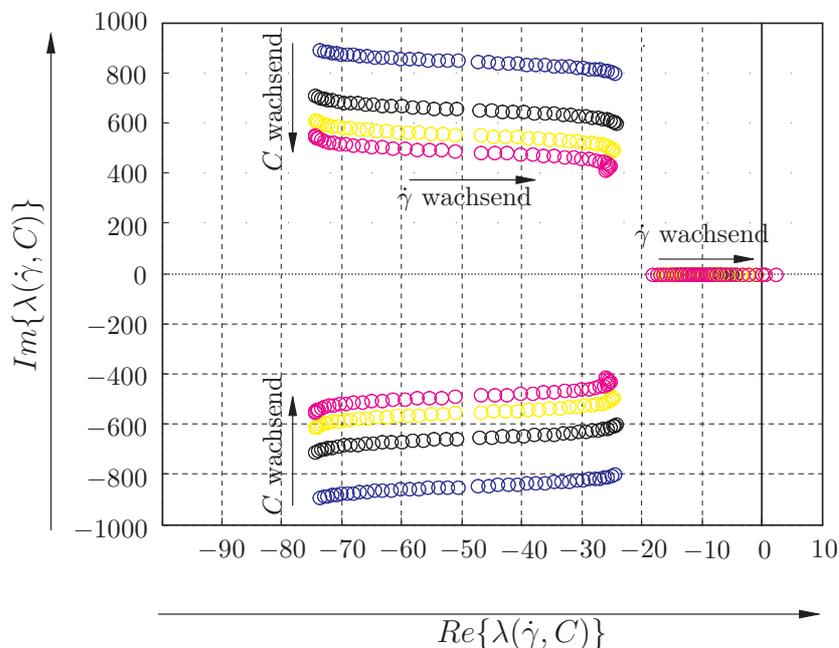


Bild 4.11: Kontrollrechnung für die Lage der Eigenwerte $\lambda(\dot{\gamma}, C)$ bei Remanenzfluss 0

Das Erscheinungsbild für die Lage der Eigenwerte ist ein anderes, es ist jedoch für den gleichen Wert von $\dot{\gamma}$ die Instabilität erreicht wie bei der zuvor durchgeführten Berechnung.

Auch für einen Remanenzfluss $\psi_{d0} > 0$ liefert die Rechnung plausible Ergebnisse. Unterschiede in den Darstellungen zeigen sich bei unbelasteter Maschine nicht, da die Abweichungen von der Maschine ohne Remanenz nur marginal sind.

Mit einer Belastung von $R = 250\Omega$ und $L = 20mH$ verlagern sich, wie Bild 4.12 zu entnehmen ist, die Eigenwerte.

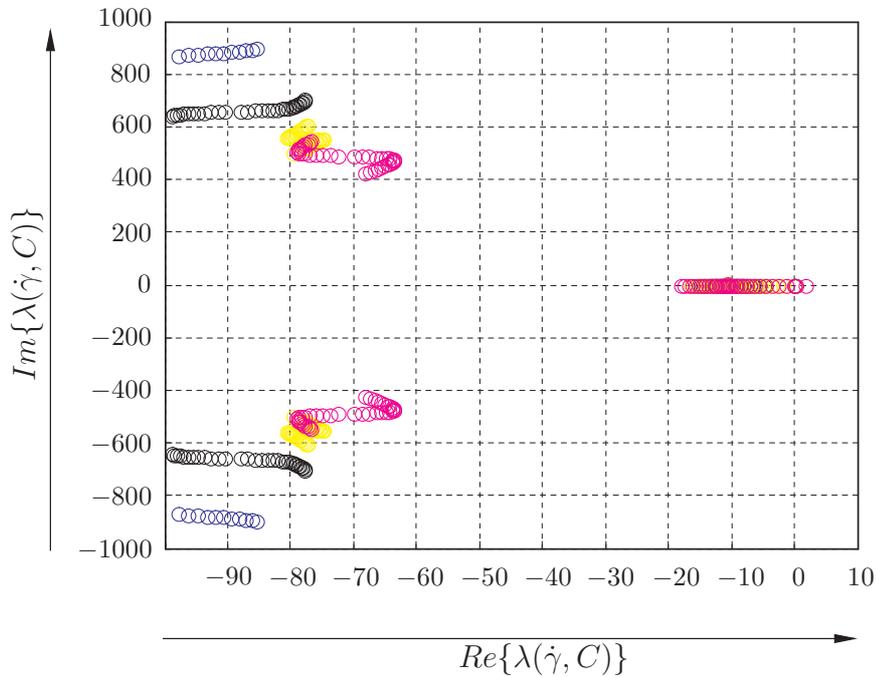


Bild 4.12: Lage der Eigenwerte mit Remanenzfluss ψ_{d0} und elektrischer Belastung

Ab einer gewissen Last treten keine Eigenwerte mit positivem Realteil auf, die Selbsterregung tritt nicht mehr ein. Dieser Fall ist für $R = 10\Omega$ und $L = 20mH$ in Bild 4.13 dargestellt.

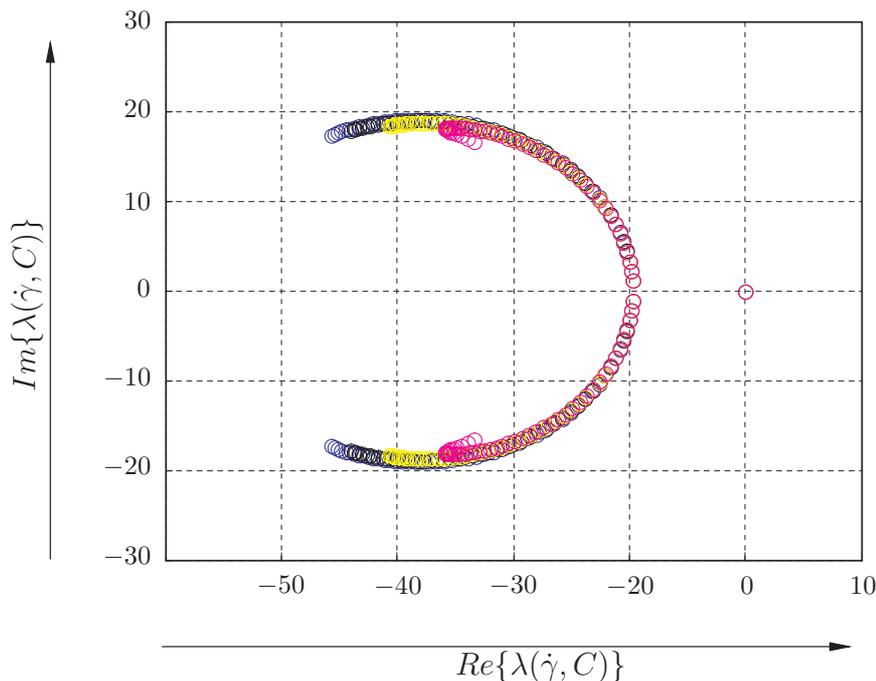


Bild 4.13: Lage der Eigenwerte mit Remanenzfluss ψ_{d0} bei elektrischer Überlastung

Im Extremfall des Kurzschlusses mit $R \rightarrow 0$ liegen die Eigenwerte, unabhängig von den verwendeten Kondensatoren, auf gleichen Koordinaten. Auch für diesen Fall, dessen zugehörige Eigenwerte Bild 4.14 zeigt, findet keine Erregung der Maschine statt.

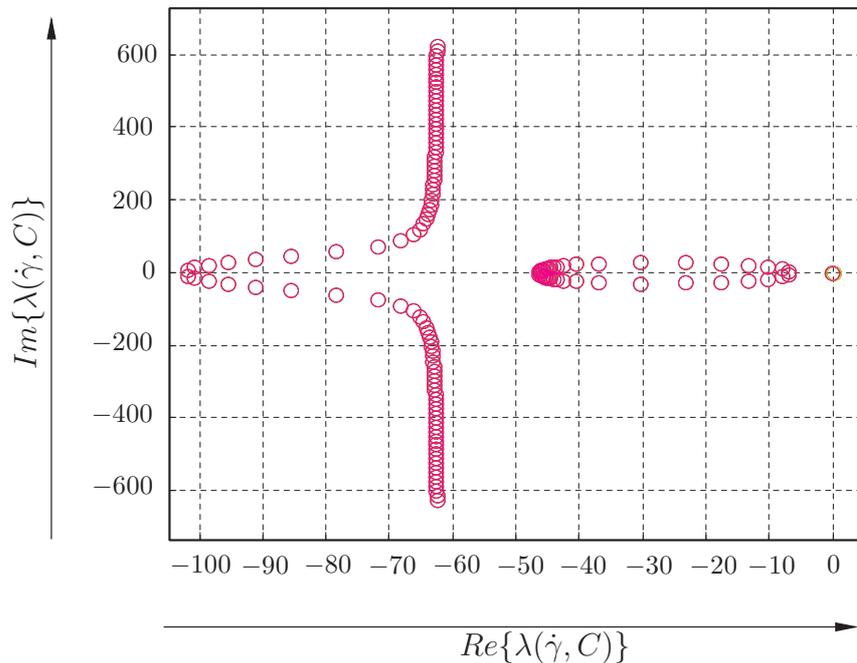


Bild 4.14: Lage der Eigenwerte bei Kurzschluss der Maschine

Phänomenologisch ist dies damit zu erklären, dass die Last die Erregerkondensatoren überbrückt und damit keine Magnetisierungsblindleistung entsteht. Die hier gemachten Berechnungen decken sich mit den Beobachtungen am experimentellen Aufbau.

In [28] ist darauf hingewiesen, dass eine als Motor konzipierte Asynchronmaschine den Betrieb als Generator zwar ermöglicht, ihr Design allerdings keine für diesen Zweck optimierte Lösung ist. Speziell für diesen Zweck entworfene Maschinen könnten in dieser Applikation von Vorteil sein.

4.4 Zusammenfassung zu Kapitel 4

Vorangehend sind drei Typen von elektromagnetischen Energiewandlern beschrieben. Das Kapitel liefert die mathematischen Voraussetzungen zum Verständnis der elektrodynamischen Vorgänge in den Maschinen und schafft die Basis für die numerische Berechnung und Simulation des Generatorsystems.

Besonderes Augenmerk bei der Einführung des elektromechanischen Wandlers fällt dabei auf die kostengünstige Asynchronmaschine und die Möglichkeit, sie als selbsterregten Generator zu verwenden. Das Kapitel zeigt, wie die Selbsterregung zu Stande kommt und stellt ein Linearisierungsverfahren für den Fall mit und ohne Remanenz vor. Weiterhin ist die speziell angefertigte Synchronmaschine mit aussen liegendem Läufer und umschaltbarer Ständerwicklung Teil der Arbeit. Sie bietet sich als Variante an, die sich für den Betrieb über große Drehzahlbereiche als geeignet erwiesen hat.

5 Leistungselektronische Energiewandlung

Abhängig von der Aufgabe, eine Elektrifizierung im Inselbetrieb zu realisieren, muss bei der Umsetzung der Elektronik das Augenmerk auf folgende Faktoren fallen:

- Robustheit der Anordnung in Steuerung und Leistungsgewinnung
- Stabilität der Ausgangsspannung in Amplitude und Frequenz
- Betriebssicherheit
- Wart- und Pflegbarkeit des Systems
- Aufbau möglichst mit Standardkomponenten

Die bereits bekannte Lösung, einen mit Gleichstromzwischenkreis ausgestatteten und auf Basis der Puls-Weiten-Modulation arbeitenden Wechselrichter zu verwenden, ist zwar Teil der hier durchgeführten Arbeit, das besondere Augenmerk fällt aber auf den Versuch, einen anderen Ansatz zu dieser Problemstellung beizutragen. Hierzu erfolgt der Einsatz einer Transformatorschaltung, die als *ferroresonanter Transformator* oder auch *magnetischer Spannungskonstanthalter* bereits bekannt ist, die jedoch von der Leistungselektronik verdrängt wurde. Ihre Wiedererweckung läßt auf einen sehr robusten, elektrisch einfachen und daher preiswerten Aufbau hoffen. Weiterhin hält der Matrixumrichter als Alternative zur PWM Einzug in die hier geführte Untersuchung [29].

Allen Entwürfen gleich ist die Tatsache, dass ein Betrieb ohne zusätzliche Energiequelle zum Start möglich sein soll, die Elektronik muss sich also aus dem vom Generator zur Verfügung gestellten Spannungssystem auch selbst versorgen, um von z.B. Batterien unabhängig einsetzbar zu sein. Diese Bedingung zu erfüllen, gelingt z.B. durch den Einsatz einfach konzipierter Schaltnetzteile mit weitem Eingangsspannungsbereich, die sich mit geringem Aufwand herstellen lassen. Noch einfacher muß die Versorgung des ferroresonanten Transformators gestaltet sein, da sich ein Schaltnetzteil im Fehlerfall nicht mit einfachen Mitteln testen und instandsetzen läßt. In diesem Aufbau kommt daher ein lineares Netzteil mit einem einfachen Spannungsregler zum Einsatz. Die hier verwendeten Komponenten stellen einen so niedrigen Standard dar, dass von ihrer Verfügbarkeit, auch in Ländern der dritten Welt, auszugehen ist.

5.1 Magnetischer Spannungskonstanthalter - ferroresonanter Transformator

Nach [30] ist *Resonanz* die Verstärkung der Reaktion eines physikalischen Systemes auf periodische Anregung, wenn die anregende Frequenz der Eigenfrequenz des Systemes entspricht.

Ferroresonanz ist in [30] als ein Phänomen definiert, das durch Überspannung und höchst irreguläre Signalformen gekennzeichnet ist und in Zusammenhang mit der Erregung einer oder mehrerer sättigungsfähiger induktiver Komponenten und dazu in Reihe geschalteter Kapazitäten in Verbindung steht.

Der Zustand der Ferroresonanz ist nach dieser Definition ein ungewünschter Fall mit eventuell zerstörerischen Folgen auf Grund von Überspannungen. Der Effekt tritt in Verteilernetzen auf und ist bereits seit Beginn des 19. Jahrhunderts bekannt [31]. Die mit Sättigung behafteten Elemente sind hierbei die Wicklungen von Transformatoren, die kapazitiven Komponenten ergeben sich aus der parasitären Kapazität langer Erdkabel.

Der Begriff *Ferroresonanz* ist an dieser Stelle etwas irreführend, da die resonante Erscheinung hier nicht, wie beispielsweise am Schwingkreis, die Folge einer Frequenzänderung ist. Bedingt durch die Sättigung und der damit verbundenen Änderung der zugehörigen Impedanz tritt allerdings der Fall $X_L = X_C$ auf, was für den Resonanzfall charakteristisch ist. Ausserdem wird das System, z.B. das Versorgungs- und Verteilernetz, mit einer festen Frequenz betrieben, gemäß der Definition der Resonanz liegt also eine periodische Anregung vor.

Der Begriff der Ferroresonanz hat sich eingebürgert, weil die Sättigung der magnetischen Komponenten auf der Nichtlinearität des verwendeten Eisenwerkstoffes beruht.

5.1.1 Wirkungsweise der magnetischen Spannungsstabilisierung

Am magnetischen Spannungskonstanthalter, dem ferroresonanten Transformator, macht man sich den resonanten Effekt zu Nutze. Der magnetische Teil besteht aus einem Transformator und einer LC-Beschaltung. Die Schaltung mit ohmscher Last ist in Bild 5.1 gegeben:

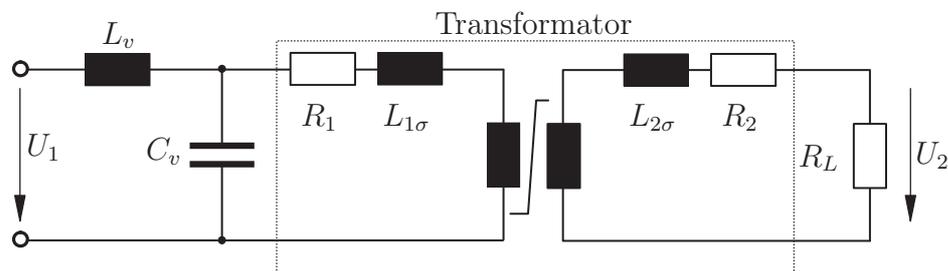


Bild 5.1: Schaltung des ferroresonanten Transformators

Der Widerstand R_1 ist so klein, dass er für Betrachtung, wie die Ausgangsspannung des Systems zustande kommt, unerheblich ist.

Die Auffassung des Widerstandes R_2 als Teil der Last führt auf einen Transformator, der nur aus der Hauptinduktivität und den Streuinduktivitäten $L_{1\sigma}$ und $L_{2\sigma}$ besteht. Die Konstruktion des Transformators ist so gewählt, dass sich kleine Streuinduktivitäten ergeben.

Die analytische Beschreibung des dynamischen Verhaltens des Systemes führt auf eine nichtlineare Differentialgleichung. Zudem flacht der Transformator auf Grund der Sättigung die Spitzen einer sinusförmigen Spannung ab. Dieses Verhalten führt auf einen erhöhten Gehalt an Oberschwingungen in der Ausgangsspannung. Vereinfachend kann dieser Sachverhalt ignoriert, und das System mit Hilfe der Grundschningsanalyse betrachtet werden.

Fließen diese Vereinfachungen in die Betrachtung ein, so reduziert sich das Ersatzschaltbild 5.1 der Anordnung, in Übereinstimmung mit [33]-[37], auf die in Bild 5.2 dargestellten Komponenten:

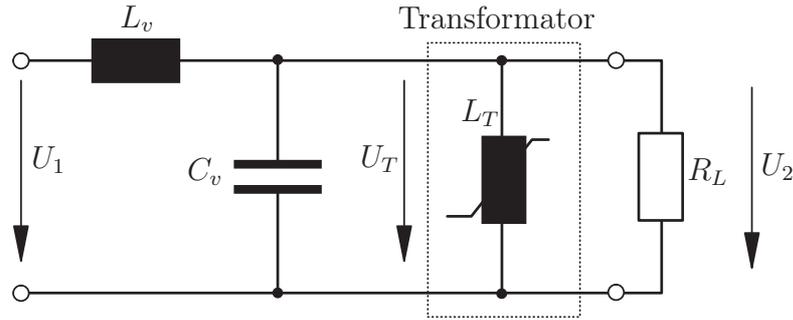


Bild 5.2: Ersatzschaltbild des ferroresonanten Transformators

Die Induktivität L_T des Transformators stellt, zusammen mit dem Kondensator C_v und der vorgeschalteten Induktivität L_v , den ferroresonanten Kreis dar. Es gelten die allgemeinen Zusammenhänge

$$\psi_{L_T} = f_1(I_{L_T}) \quad (5.1)$$

bzw.

$$U_T = f_2(I_{L_T}). \quad (5.2)$$

Auf Grund der Nichtlinearität läßt sich die Magnetisierungskennlinie nur aus Messungen gewinnen oder den Datenblättern der Hersteller des verwendeten Kernmaterials entnehmen. Diese Kennlinie ermöglicht die Bestimmung der Induktivität $L_T(I_{L_T})$. Für den vorliegenden Sonderfall, in dem die Parameter der elektrischen Komponenten, die Geometrie des Transformators und dessen Magnetisierungskennlinie gegeben ist, läßt sich die Induktivität L_T auch als Funktion der an ihr anliegenden Spannung in der Form $L_T = f(U_T)$ bestimmen. Somit läßt sich die Impedanz des ferroresonanten Kreises als Funktion der Eingangsspannung U_1 berechnen. Die Induktivität L_v ist so dimensioniert, dass sie während des Betriebs nicht in Sättigung geht.

Bezüglich des in Bild 5.2 dargestellten Ersatzschaltbildes ergibt sich für die unbelastete Schaltung der Betrag der Eingangsimpedanz zu

$$X_{in} = X_v + \frac{X_C \cdot X_T(U_1)}{X_C - X_T(U_1)}. \quad (5.3)$$

Die Gleichung (5.3) zeigt, dass es zu einer Reihenresoanz kommt, wenn die Bedingung

$$X_{in} = 0 \Rightarrow X_v = -\frac{X_C \cdot X_T(U_1)}{X_C - X_T(U_1)} \quad (5.4)$$

erfüllt ist.

Hierbei handelt es sich um die zu Beginn des Kapitels beschriebene Ferroresonanz. Im Gegensatz zur klassischen Resonanz führt nicht die Variation der Frequenz, sondern die Veränderung der Impedanz $X_T(U_1)$ des Transformators zu diesen Zustand. Zur Veranschaulichung ist in Bild 5.3 der Verlauf der Eingangsimpedanz X_{in} als Funktion der Transformatorimpedanz $X_T(U_1)$ dargestellt.

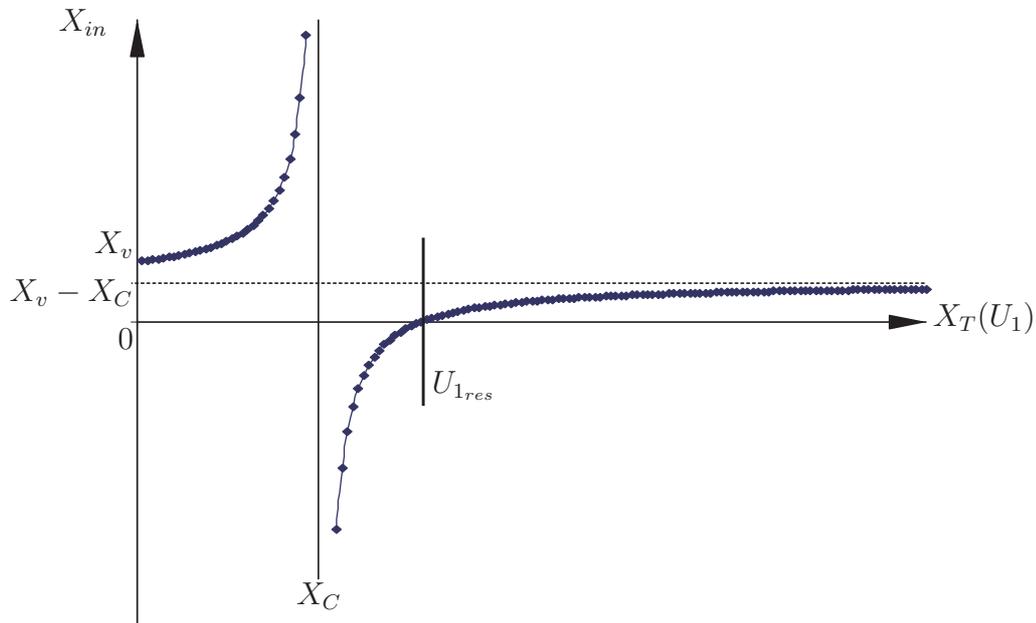


Bild 5.3: Eingangsimpedanz des ferroresonanten Trafos

Die stabilisierende Wirkung des Systemes beruht auf der Spannungsüberhöhung durch Reihenresonanz in Verbindung mit der nichtlinearen Transformator Kennlinie, wie im folgenden beschrieben ist.

Die Spannung U_T an der Primärseite des Transformators ergibt sich aus der Eingangsspannung U_1 durch Spannungsteilung. Mit der Impedanz Z_1 , die sich aus der Parallelschaltung von C_v und L_T ergibt, sowie mit der Gesamtimpedanz Z_{ges} ist die Spannung am Transformator

$$U_T = U_1 \cdot \frac{Z_1}{Z_{ges}}. \quad (5.5)$$

Mit dem Übertragungsverhältnis \ddot{u} des Transformators ist dessen Ausgangsspannung

$$U_2 = U_T \cdot \ddot{u} = U_1 \cdot \underbrace{\frac{Z_1}{Z_{ges}}}_{k(U_1)} \cdot \ddot{u} \quad (5.6)$$

Die Parallelschaltung aus C_v und L_T verhält sich für kleine Spannungen kapazitiv. Zusammen mit der in Reihe geschalteten Induktivität L_v entsteht ein Reihenschwingkreis. So lange der Betrag von Z_1 größer ist als Z_{ges} , kommt es zu einer Spannungsüberhöhung an Z_1 . Diese Überhöhung k in Gleichung 5.6 ist ebenfalls eine Funktion der Eingangsspannung U_1 und der Grund dafür, dass schon bei kleiner Eingangsspannung U_1 die Transformatorspannung U_T im Bereich des gewünschten Arbeitspunktes liegt.

Mit zunehmender Spannung U_1 nimmt der Wert k , wie im Bild 5.4 zu sehen ist, ab. Das Produkt $U_1 \cdot k$ ist über weite Bereiche von U_1 nahezu konstant (siehe Bild 5.5).

Mit Kenntnis der Sättigungskennlinie des Transformators ist der Verlauf der Spannungsüberhöhung $k(U_1)$ bestimmbar, das Ergebnis zeigt Bild 5.4 .

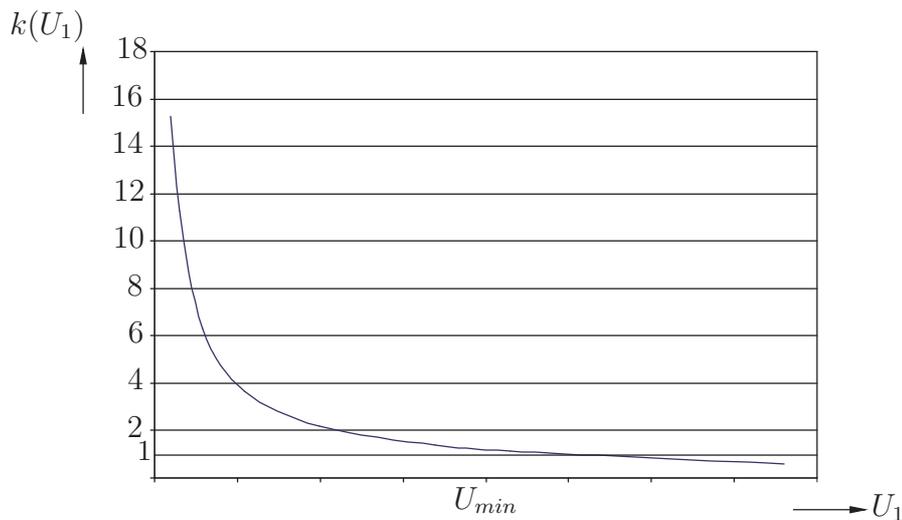


Bild 5.4: Verlauf des Spannungsüberhöhungsfaktors $k = f(U_1)$

Die Ausgangsspannung des Transformators ist nach Gleichung 5.6

$$U_2 = k \cdot U_1,$$

der Zusammenhang $U_2 = f(U_1)$ nimmt den in Grafik 5.5 dargestellten Verlauf an:

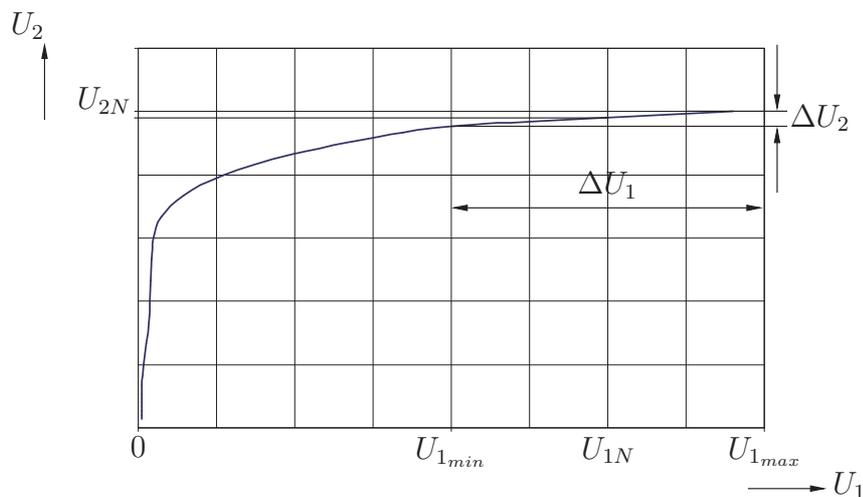


Bild 5.5: Spannungsverhältnisse am ferroresonanten Trafo

Die Ausgangsspannung variiert bei richtiger Auslegung des Transformators etwa 1% gegenüber 15% Schwankung der Amplitude der Eingangsspannung [33].

Anders verhält es sich mit Schwankungen der Frequenz. Die Spannung an L_T ist vom Frequenzgang der Eingangsimpedanz abhängig. Sie kann demnach nur konstant sein, wenn die Frequenz konstant ist. Damit läßt sich begründen, dass der Transformator für genau eine Frequenz auszulegen ist. Ausserdem wirken sich reaktive Bauelemente in der Last auf die Impedanz der Primärseite aus. Der Betriebsbereich des ferroresonanten Transformators beschränkt sich daher auf überwiegend ohm'sche Lasten bzw. einen Leistungsfaktor von $|\cos(\varphi)| \geq 0.9$.

Eine weitere besondere Eigenschaft ist das in Bild 5.6 dargestellte charakteristische Verhältnis von Ausgangsstrom und Ausgangsspannung des Übertragers.

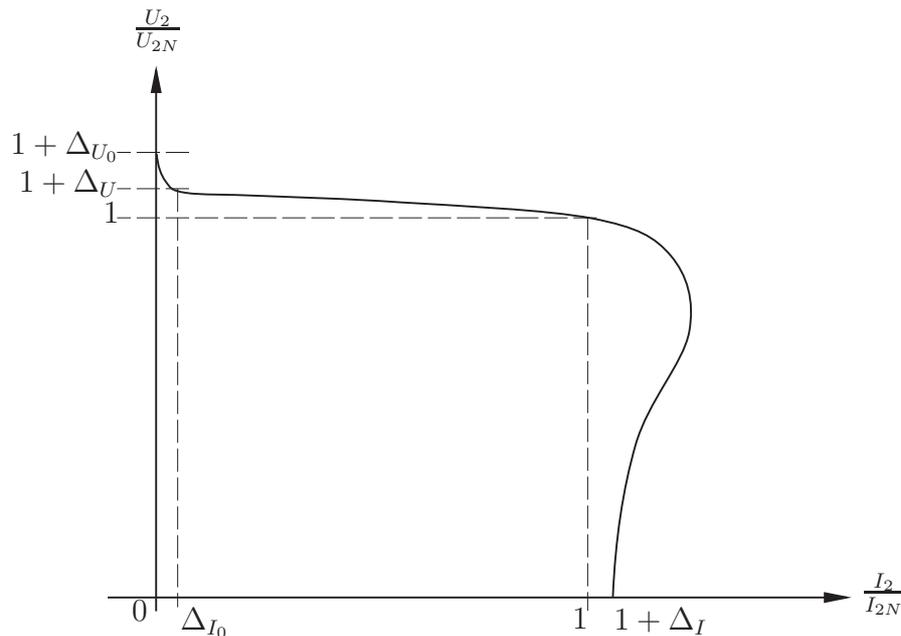


Bild 5.6: Typische Strom/Spannungs-Kennlinie des ferroresonanten Transformators

Wie im Bild 5.6 zu sehen ist, bricht im Kurzschlußfall die Spannung zusammen, wobei der sich einstellende Kurzschlußstrom den bei der Dimensionierung vorgesehenen Maximalstrom nicht maßgeblich überschreitet. Der Summand Δ_I ist vom Entwurf des Transformators abhängig und kann bei entsprechender Auslegung in der Größenordnung $0 \dots 0.1$ liegen.

Ausserdem zeigt die Ausgangsspannung des Transformators im Leerlauf, je nach verwendetem Design, eine Überhöhung im Bereich von $\Delta_{U_0} = 0 \dots 0.2$. Dieses Verhalten bringt mehrere Konsequenzen mit sich:

1. Der Übertrager ist bereits vom Design her kurzschlußfest. Der nur geringe Unterschied zwischen erlaubtem Maximalstrom und Kurzschlußstrom führt auch im Dauerbetrieb nicht zur Beschädigung oder gar Zerstörung des Gerätes.
2. Ein selektives Abschalten eines fehlerhaften Verbrauchers mittels Schmelzsicherungen oder Sicherungsautomaten ist nicht möglich, da keine gut detektierbare Stromspitze entsteht.
3. Zur Unterdrückung der im Leerlauf zu erwartenden Spannungsüberhöhung kann ggf. eine Grundlast in Form eines Ballastwiderstandes notwendig sein, die den Strom Δ_{I_0} aufnimmt.
4. Ein Betrieb mit zu geringer Spannung oder zu geringer Last kann zu chaotischer Resonanz führen und ist zu vermeiden [31].

5.1.2 Speisung des Transformators mit rechteckförmiger Spannung

Ziel der vorliegenden Arbeit ist es, eine sinusförmige Ausgangsspannung konstanter Frequenz und Amplitude zu erzeugen. Der Transformator erlaubt die Stabilisierung der Ausgangsamplitude in weiten Grenzen der Eingangsspannungsamplitude, womit sich die Forderung nach einer konstanten Amplitude erfüllen lässt. Die Qualität der Versorgung bezüglich des Oberschwingungsgehaltes ist aber ebenfalls zu gewährleisten.

Der Betrieb des magnetischen Kreises jenseits des Sättigungsknicks führt jedoch bei sinusförmiger Anregung dazu, dass die Ausgangsspannung große Anteile an Oberschwingungen aufweist. Der Aufbau flacht die Sinuskuppen der Eingangsspannung ab. Der Anteil an Oberschwingungen übersteigt dabei alle in der Europeanorm EN50160 getroffenen Angaben zur Versorgung eines Netzes.

Abhilfe bringt hier die Beschickung des Transformators mit einer rechteckförmigen Spannung, die mit Hilfe eines Wechselrichters auf einfachem Wege aus der gleichgerichteten Generatorspannung erzeugbar ist. Die durch den Transformator eingebrachte Verschleifung der Flanken in Kombination mit der als Filter wirkenden LC-Beschaltung ist hier ein wünschenswerter Effekt. Die Ausgangsspannung erreicht dadurch einen Verlauf, der einer durch Oberschwingungen nur wenig gestörten Sinusgröße entspricht. Beispielhaft zeigen die Bilder 5.7 und 5.8 die Ausgangsspannung eines magnetischen Spannungsreglers im Leerlauf und ihren Oberschwingungsgehalt:

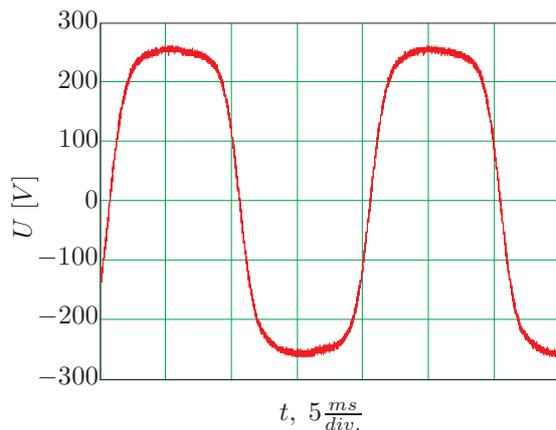


Bild 5.7: Ausgangsspannung des Transformators

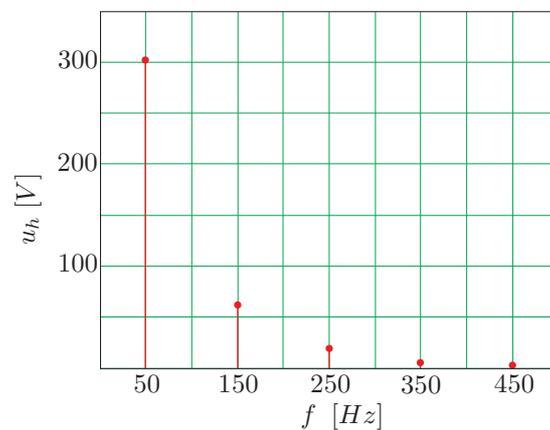


Bild 5.8: Oberschwingungsgehalt der Ausgangsspannung

Der Oberschwingungsgehalt ist lastabhängig und verbessert sich bei steigender Last, so dass für eine Inselanwendung die Qualität der erzeugten Spannung als hinreichend gelten kann. Die Ermittlung des Wirkungsgrades des Systems auf analytischem Wege gelingt wegen der nicht prognostizierbaren Eisenverluste nicht. In der Literatur findet man Angaben, die, je nach realisiertem Aufbau, zwischen 80 und 90% liegen.

Da die geschlossene Auswertung der analytische Beschreibung des Systems nicht gelingt, kommen zur Vorabbeurteilung eines Entwurfes nur die Methoden der numerischen Simulation mit Software-Werkzeugen wie Matlab-Simulink oder EMTP in Frage.

Die Vorteile, die geforderte Spannung mit Hilfe magnetischer Spannungsregelung zu gewinnen, sind der geringe Bedarf an Halbleitern und leistungselektronischen Mitteln, die Umgehung der Verwendung von komplizierter Elektronik und die vereinfachte Wartung und Reparatur.

5.2 Wechselrichter mit Spannungszwischenkreis

Wechselrichter mit Zwischenkreis lassen sich in Strom- und Spannungszwischenkreis-Umrichter unterteilen. Umrichter mit Spannungszwischenkreis verfügen über einen kapazitiv gepufferten Zwischenkreis, in Umrichtern mit Stromzwischenkreis dient eine Drossel als Energiespeicher. Da eine Spannungsversorgung Ziel der Arbeit ist, beschränkt sich die hier dargestellte Untersuchung auf Umrichter mit Spannungszwischenkreis.

Der Wechselrichter generiert die gewünschte Ausgangsspannung aus einer Gleichspannung U_0 . Hierzu liegt diese Gleichspannung über eine aus Transistoren bestehende B2-Brücke gemäß Bild 5.9 an einer Last an.

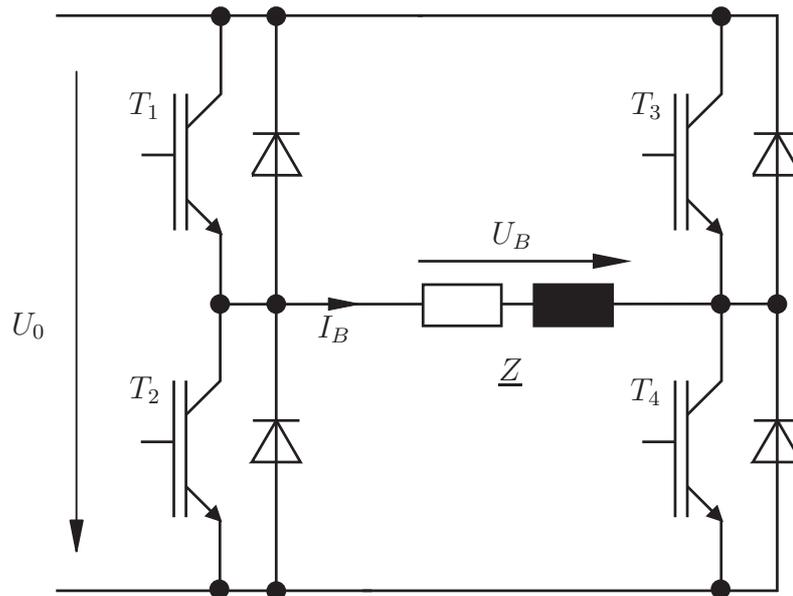


Bild 5.9: Einphasige WR-Brücke

Für die Spannung an der Last Z können sich, abhängig vom Schaltzustand der Transistoren $T_1 \dots T_4$ der Brücke, die Zustände

$$U_B = U_0 \Rightarrow T_1 \text{ und } T_4 \text{ ein-, } T_2 \text{ und } T_3 \text{ ausgeschaltet} \quad (5.7)$$

$$U_B = -U_0 \Rightarrow T_2 \text{ und } T_3 \text{ ein-, } T_1 \text{ und } T_4 \text{ ausgeschaltet} \quad (5.8)$$

sowie

$$U_B = 0 \Rightarrow (T_1 \text{ und } T_3) \text{ oder } (T_2 \text{ und } T_4) \text{ eingeschaltet} \quad (5.9)$$

einstellen. Der Strom I_B kann dabei, abhängig von der Last, sowohl positiv als auch negativ sein.

Über eine Variation von Ein- und Ausschaltdauer der drei Spannungen ($-U_0$, 0 , U_0) läßt sich der gewünschte zeitliche Mittelwert der Ausgangsspannung U_B einstellen. Ein entsprechendes Modulationsverfahren, z.B. die Pulsweitenmodulation (PWM), ermöglicht die sinusförmige Gewichtung der Spannungszeitflächen.

Die dargestellte Brücke gestattet das Betreiben einer Last in allen vier Quadranten der U/I -Ebene, daher kommen für den Betrieb sowohl rein ohm'sche als auch ohm'sch-induktive bzw. ohm'sch-kapazitive Lasten in Frage. Die parallel zu den Transistoren geschalteten Dioden sind zur Bereitstellung eines Strompfades notwendig, wenn die Vorzeichen von Strom und Spannung unterschiedlich sind.

Bild 5.10 zeigt die charakteristischen Verläufe von Ausgangsspannung und -strom eines auf eine induktive Last arbeitenden PWM-Wechselrichters.

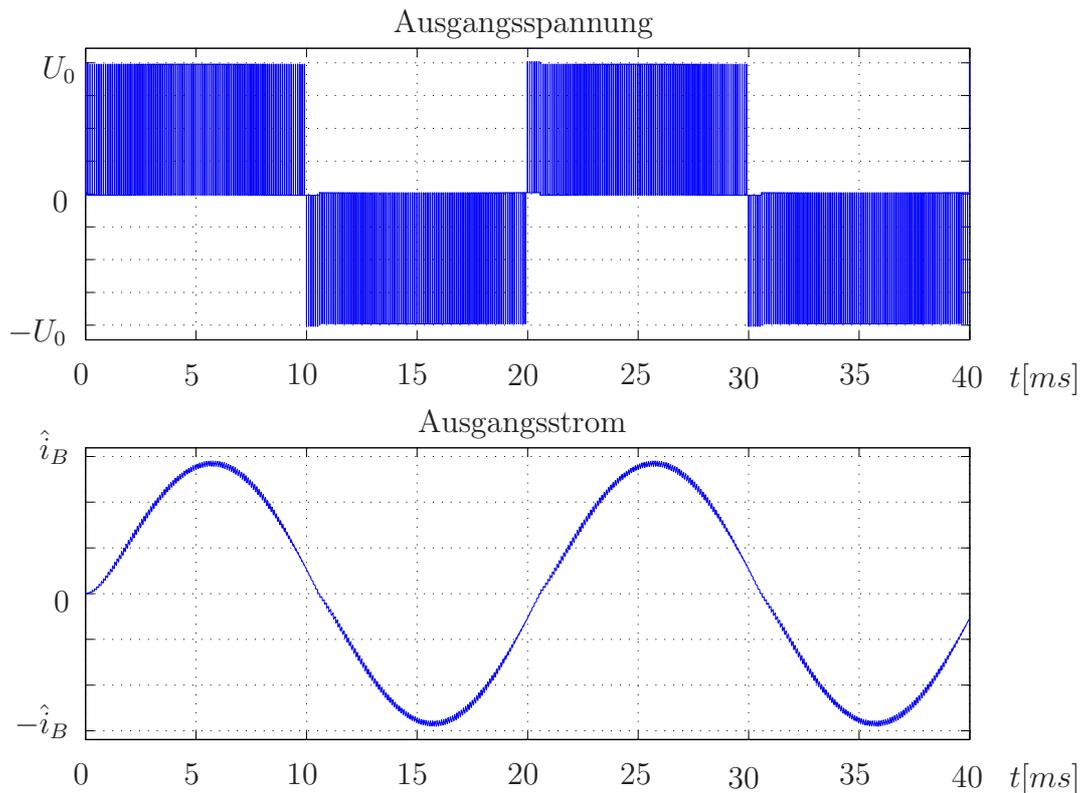


Bild 5.10: Prinzip der Puls-Weiten-Modulation

Der induktive Anteil der Last glättet den Strom, der aufgrund der sinusförmig gewichteten Modulation der Spannung ebenfalls sinusförmig ist. Die am Ausgang erzeugte Frequenz ist im Beispiel mit 50Hz gegeben.

Prinzipiell kann der PWM-Wechselrichter die geforderte Wechselspannung aus jeder Gleichspannung erzeugen, für die gilt $U_0 \geq \hat{u}$. Hieraus ergibt sich, dass die kleinste Spannung, mit der das System arbeiten kann durch die Generatorspannung gegeben ist. Die für die verwendeten Halbleiter zulässige Maximalspannung stellt die obere Grenze der verwendbaren Spannung dar. Innerhalb dieser Grenzen gelingt mit entsprechenden Modulationsverfahren die Erzeugung der gewünschten Ausgangsspannung.

Algorithmen zur Erzeugung der Pulse mit Mikrocontrollern sind in der Literatur gegeben, auch fertige PWM-ICs können zum Einsatz kommen. Wechselrichter auf Basis der Pulsweitenmodulation sind heute die am häufigsten verwendeten Systeme zur Erzeugung einer Wechselspannung aus einer Gleichspannung. Gründe für die weite Verbreitung sind der einfache Aufbau des Leistungsteils des Wechselrichters, die geringe Bauteilanzahl, der niedrige Preis und ein guter Wirkungsgrad.

5.2.1 Gleichspannungszwischenkreis

Mittels eines Diodengleichrichters in B6-Brückenschaltung gelingt zwar die Gleichrichtung des vom Generator gelieferten Drehspannungssystems, es besteht jedoch weiterhin die Proportionalität zwischen dieser Gleichspannung und der Generatordrehzahl. Die Eliminierung dieser Abhängigkeit gelingt durch den Einsatz eines DC-Stellers. Hochsetzsteller ändern die Spannung zu größeren Werten hin, Tiefsetzsteller zu kleineren, Hoch-Tiefsetzsteller erlauben Einflussnahme in beiden Richtungen. Die Verwendung eines Hochsetzstellers ermöglicht es, die variable Gleichspannung im Bereich von $U_{min} \leq U \leq U_{max}$ auf eine feste Ausgangsspannung von U_0 heraufzusetzen. Diese Vorgehensweise gestattet das Betreiben des PWM-Umrichters bereits, wenn die vom Generator gelieferte, gleichgerichtete Spannung, die Bedingung $U_0 \geq \hat{u}$ nicht erfüllt und ein Betreiben des Umrichters ohne DC-Steller folglich nicht möglich wäre. Die Entscheidung, einen Hochsetzsteller zu fertigen, basiert auf der daraus folgenden einfachen Topologie des Stellglieds, die in Bild 5.11 dargestellt ist.

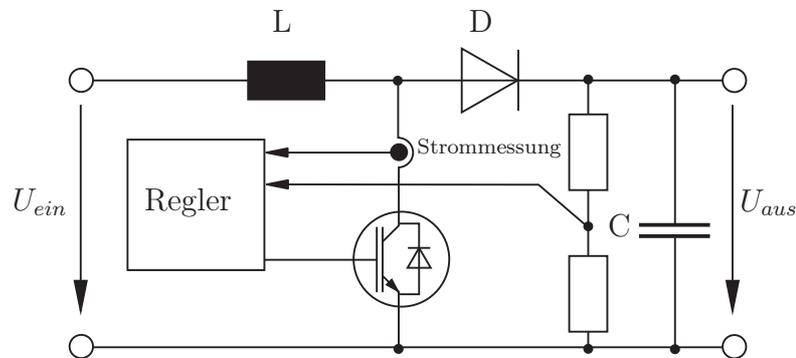


Bild 5.11: Hochsetzsteller

Die vom Regler erzeugten Gatesignale schalten den Transistor für die Zeit T_1 ein und anschließend für die Zeit T_2 wieder aus. Hierbei ist $T_1 + T_2 = T = konst.$ Mit der Einführung des Duty-Cycles $D = \frac{T_1}{T_1 + T_2}$ ergibt sich nach [38] für die Ausgangsspannung:

$$U_{aus} = U_{ein} \cdot \frac{1}{1 - D} \quad (5.10)$$

Aus Gleichung 5.10 ist ersichtlich, dass die Schaltgeschwindigkeit des Transistors die begrenzte Eigenschaft für den Hochsetzfaktor $\frac{1}{1-D}$ ist. Da ein realer Transistor nicht beliebig schnell ein- und ausschalten kann, kann D nicht den Wert "1" annehmen; es existiert eine Obergrenze für die Ausgangsspannung. Hochsetzfaktoren im Bereich $\frac{1}{1-D} = 10 \dots 20$ haben sich als realisierbar erwiesen.

5.3 Matrix-Umrichter

Der Matrixumrichter als Direktumrichter ist deshalb interessant, weil er ohne die Verwendung von Zwischenkreisenergiespeichern auskommt. Der Leistungsteil besteht aus einer Schaltmatrix, die jede eingehende Leitung über einen bidirektionalen Schalter mit jeder Ausgangsleitung verbinden kann.

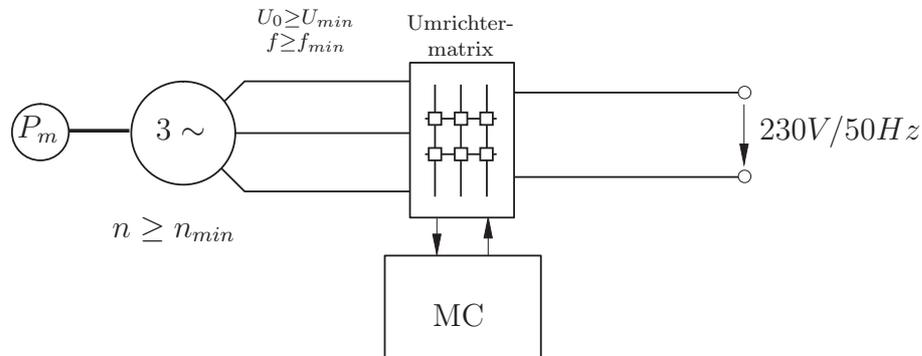


Bild 5.12: Schematischer Aufbau mit Matrixumrichter

Für die Realisierung der notwendigen bidirektionalen Schalter sind verschiedene Topologien bekannt, die alle auf der Kombination mehrerer Transistoren und Dioden beruhen. Am weitesten verbreitet sind die Reihenschaltungen zweier Transistoren in den auf Bild 5.13 und 5.14 gezeigten Varianten mit gemeinsamem Emitter bzw. Kollektor:

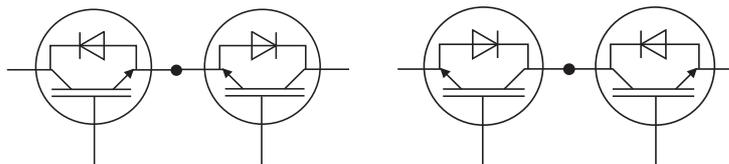


Bild 5.13: Element mit gemeinsamem Emitter

Bild 5.14: Element mit gemeinsamem Kollektor

Die Konstellation mit gemeinsamem Kollektor ist für kleine Leistungen zu bevorzugen, da ihre Verwendung eine Reduzierung der für die Gatetreiber erforderliche Anzahl an Versorgungsspannungen mit sich bringt. Bei größeren Leistungen entstehen hierdurch allerdings wachsende Leitungslängen, sodass hier dann der Aufbau aus Schaltern mit gemeinsamem Emitter zu bevorzugen ist.

Noch immer sind allerdings in einem solchen Element vier Halbleiter enthalten, wenngleich die Freilaufdiode nicht als diskretes Teil eingebracht wird. Trotzdem ist für ihren Aufbau Silizium erforderlich, das zu den Kosten des Schalters beiträgt. Abhilfe schaffen hier neu entwickelte IGBTs, die durch den verwendeten Fertigungsprozess bereits rückwärtssperrende Eigenschaften haben. Da für diese Schalter keine Schutz- oder Freilaufdiode mehr notwendig ist, erlaubt dies den Aufbau eines einzelnen bidirektionalen Elementes aus nur zwei Bauelementen in Antiparallelschaltung. Bild 5.15 zeigt einen solchen Schalter.

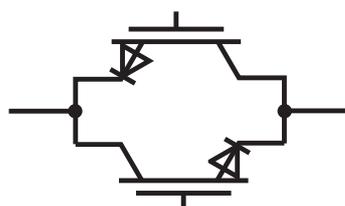


Bild 5.15: Element mit rückwärtssperrenden IGBT

Da für diese Bauelemente noch kein genormtes Schaltzeichen existiert, soll die Diode an Stelle des Emitterpfeiles die rückwärtssperrende Eigenschaft symbolisieren.

Der Matrixumrichter erlaubt, bedingt durch seinen Aufbau, die Einflussnahme auf die Frequenz, die Amplitude und die Anzahl der Aussenleiter eines Systemes. Diese Eigenschaft führt hier zu einem Umrichter, der aus einem dreiphasigen Eingangssystem mit variabler Frequenz und Amplitude ein einphasiges System erzeugt, in dem diese beiden Größen konstant sind.

Eine Einschränkung des Betriebsbereichs am drehzahlvariablen Generator erfährt der Umrichter dadurch, dass die Änderung der Amplitude nur hin zu kleineren Werten möglich ist, die Spannungsfestigkeit der eingesetzten Halbleiter bestimmt die Obergrenze der Eingangsspannung.

5.3.1 Übertragungsfunktion des Umrichters

Der Leistungsteil des einphasigen Matrixumrichter hat, dargestellt mit bipolaren Schaltern aus rückwärtssperrenden IGBT, die in Bild 5.16 gegebene Gestalt.

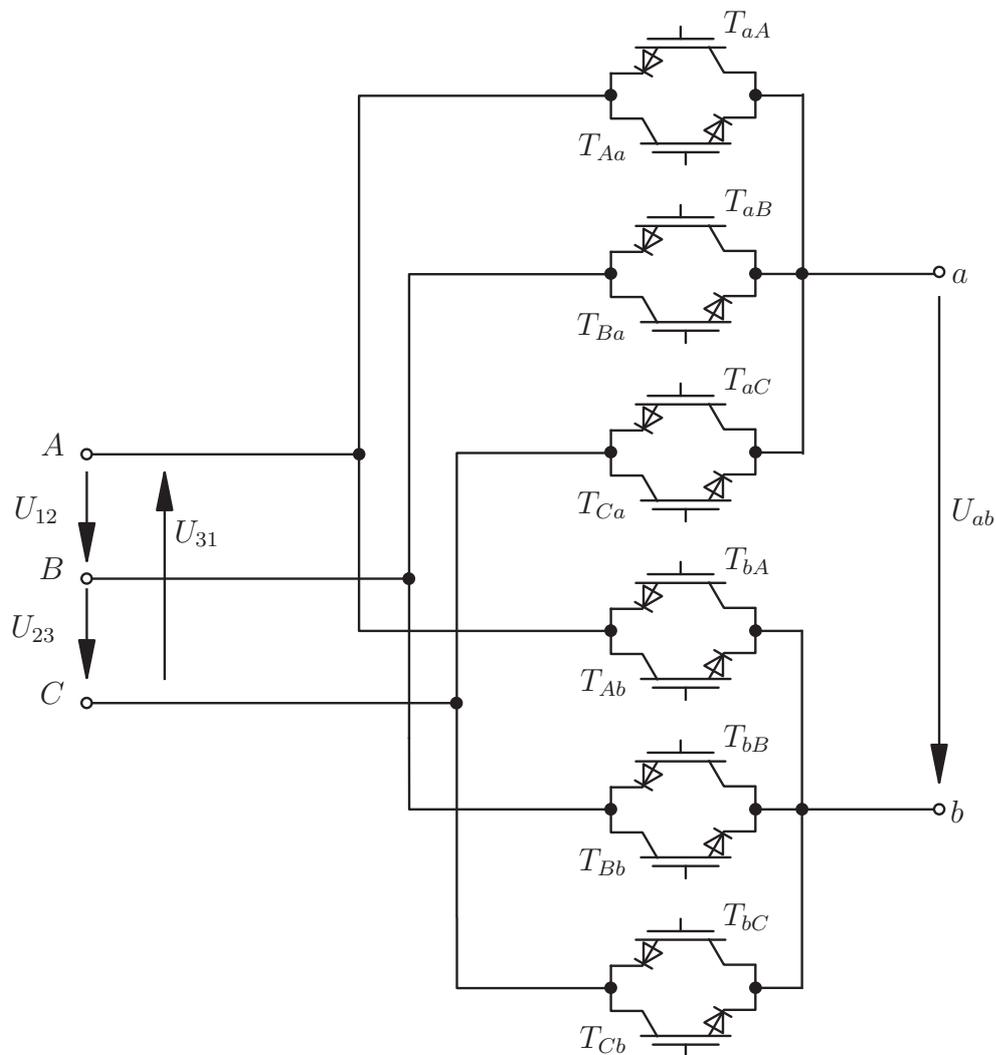


Bild 5.16: Schaltmatrix des Umrichters

Die Transistoren T_{xY} verbinden hierbei den Ausgang x mit dem Eingang Y , die mit Yx gekennzeichneten Schalter verbinden den Eingang Y mit dem Ausgang x .

Die Übertragungsfunktion des Matrixumrichters erschließt sich durch Verwendung der Schaltfunktionen S_{xY} für je ein Transistorpaar T_{xY} und T_{Yx} . S_{xY} bestimmt hierbei, welcher der beiden Transistoren eines Pärchens sich in leitendem Zustand befinden:

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{aA} & S_{bA} & S_{cA} \\ S_{bA} & S_{bB} & S_{bB} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

Die Ermittlung des Ausgangsstromes geschieht analog dazu; es ist:

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{aA} & S_{bA} & S_{cA} \\ S_{bA} & S_{bB} & S_{bB} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

Ein geeigneter PWM-Algorithmus kann in dieser Anordnung eine gewünschte Ausgangsspannung ohne die Verwendung eines Zwischenkreises direkt aus dem eingangsseitigen Drehspannungssystem erzeugen. Die freie Wahl, welche Kombination der Eingangsspannungen in welcher Richtung an den Ausgängen anliegt, gestattet es, diejenige der Eingangsspannungen zu wählen, die gerade den maximalen Wert ermöglichen. Die dadurch am Ausgang anliegende Spannung entspricht der gestrichelt dargestellten Linie in Bild 5.17.

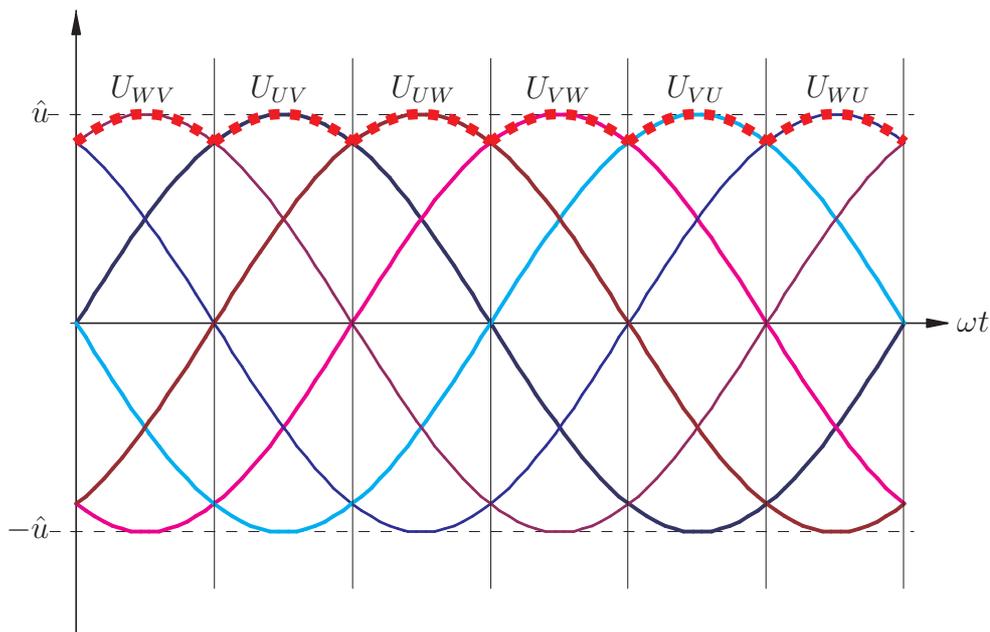


Bild 5.17: Virtuelle Gleichspannung beim Matrixumrichter

Aus Bild 5.17 wird deutlich, dass diese Spannung eine wellige Gleichspannung ist, weshalb sie auch oft den Namen "virtuelle Gleichspannung" erhält. Virtueller, weil es sich hierbei nicht wirklich um eine Gleichspannung handelt sondern nur um geschickt gewählte Teilstücke der eingangsseitigen Wechselspannungen. Die Darstellung verdeutlicht, dass sich diese Spannung aus sechs sich wiederholenden Sequenzen zusammensetzt. Aus einer einfachen binären Verknüpfung der Vorzeichen der Eingangsspannungen

$$(1 \quad \forall U > 0, \quad 0 \quad \forall U < 0) \quad (5.13)$$

läßt sich dabei bestimmen, welches der sechs Teilstücke zum Einsatz kommt.

Die Ähnlichkeit dieser virtuellen Gleichspannung mit der eines herkömmlichen Umrichters legt den Schluss nahe, dass ein ähnliches Verfahren der PWM zum Einsatz kommen kann. Obwohl in [12] genau dieser umrichterähnliche Betrieb ausgeschlossen ist, entspricht der Matrixumrichter weitgehend dem dort umrissenen UFC (Unrestricted Frequency Changer), da er aus einem in Frequenz und Amplitude festen Eingangssystem ein Ausgangssystem mit voneinander unabhängig einstellbarer Frequenz und Amplitude bereitstellen kann. Eine Einschränkung bezüglich des Frequenzbereiches stellt hierbei nur die Schaltgeschwindigkeit der bidirektionalen Schalter dar, es ist jedoch eine Frequenz sowohl höher als auch niedriger als die Eingangsfrequenz am Ausgang erzeugbar. Bezüglich der Amplitude besteht mit dieser Schaltung nur die Möglichkeit, einen Einfluss zu kleineren Werten hin auszuüben.

Topologiebedingt lässt sich mit einer geeigneten Steuerung ebenfalls eine stabile Frequenz am Ausgang generieren, wenn die Eingangsfrequenz schwankt. Ist die Amplitude der Eingangsspannung groß genug, besteht somit die Möglichkeit, das von einem drehzahlvariabel betriebenen Generator gelieferte Spannungssystem in ein System mit in Spannung und Frequenz konstanten Werten zu transformieren.

Wie bereits deutlich gemacht, kann der Matrixumrichter nur eine Ausgangsspannung u_2 erzeugen, deren Amplitude kleiner ist als die der Eingangsspannung u_1 . Bild 5.18 verdeutlicht diese Tatsache:

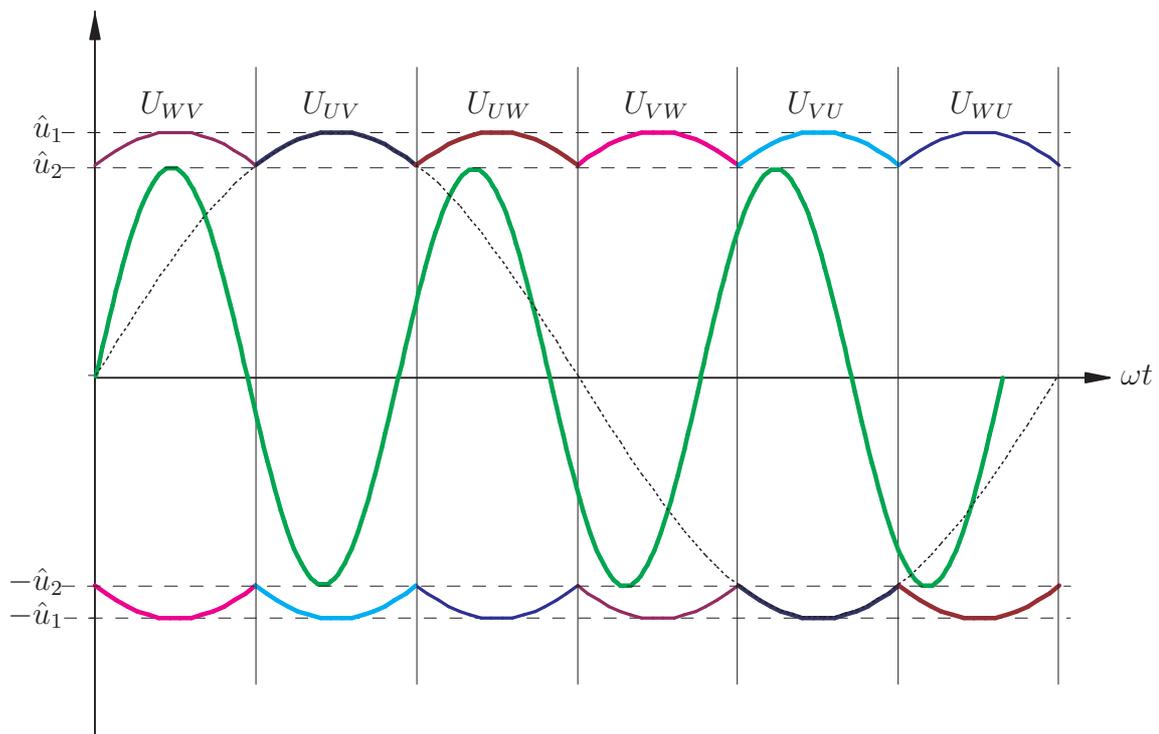


Bild 5.18: Ausgangsspannung am Matrixumrichter

Das so erreichbare Maximum der Ausgangsspannung liegt bei 86% der Amplitude der Eingangsspannung, eine weitere Erhöhung durch Übermodulation ist möglich, bringt aber einen erhöhten Gehalt an störenden Oberschwingungen mit sich.

Für den Betrieb am drehzahlvariablen Generator ist die untere Spannungsgrenze somit dadurch gegeben, dass eine Mindestspannung zur Verfügung stehen muss. Eine obere Grenze ergibt sich durch die Parameter der beim Entwurf verwendeten Bauteile. Die Erzeugung elektrischer Energie kann nur innerhalb dieses Toleranzbandes erfolgen.

Anders als bei Invertertopologien in Brückenschaltung verfügt der Matrixumrichter nicht über einen natürlichen Freilaufpfad, was während der Kommutierung zu weiteren Schalt-handlungen führt.

Die Einhaltung der beiden Regeln

- niemals einen Eingang kurzschließen und
- niemals einen induktiven Strom abreissen

gelingt durch entsprechendes Schalten der Halbleiter. Die Kommutierung erweist sich dadurch als aufwändiger als bei Brückenschaltungen, da die Bereitstellung eines Freilaufpfades ebenfalls durch eine Schalthandlung geschieht und dieser nicht inherenter Teil der Topologie ist. Verschiedene Verfahren [13, 39, 40, 41] kommen hier in Frage, die Wahl in dieser Arbeit fiel auf die vierschrittige Kommutierung, die im folgenden genauer dargestellt ist. Von den unterschiedlichen Topologien, die in den letzten Jahren bezüglich des Matrixumrichters erschienen, hält hier nur die klassische Variante mit $n \times m$ bidirektionalen Schaltern Einzug. Hierin ist n die Anzahl der Eingangs- und m die Anzahl der Ausgangsphasen.

Derivate wie die in [41] vorgestellten Sparse- und Very-Sparse-Umrichter mit einer reduzierten Anzahl von Halbleitern ergeben zwar einige zum Teil offensichtliche Vorteile, sind aber aus zeitlichen Gründen nicht Teil der hier gemachten Untersuchungen.

5.3.2 Vierschrittkommutierung

Um eine sichere Kommutierung bewerkstelligen zu können ist es erforderlich, die Richtung der Eingangsspannungen und die des Ausgangsstromes zu kennen. Mit diesen beiden Informationen stellt sich die Kommutierung wie folgt dar:

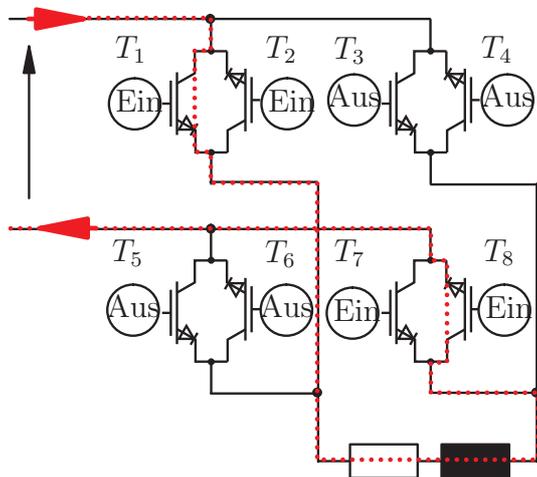


Bild 5.19: Matrix vor Kommutierung

Im stationären Zustand stellt sich ein Strom gemäß der angeschlossenen Last ein, der von der Klemmspannung des Umrichters getrieben wird. Im Beispiel auf Bild 5.19 sind die Vorzeichen von Strom und Spannung in der Last gleich, bei einer Phasenverschiebung zwischen Laststrom und Spannung an der Last muss zur sicheren Kommutierung das Vorzeichen des Stromes bekannt sein, wie aus den weiteren Schritten deutlich hervorgeht.

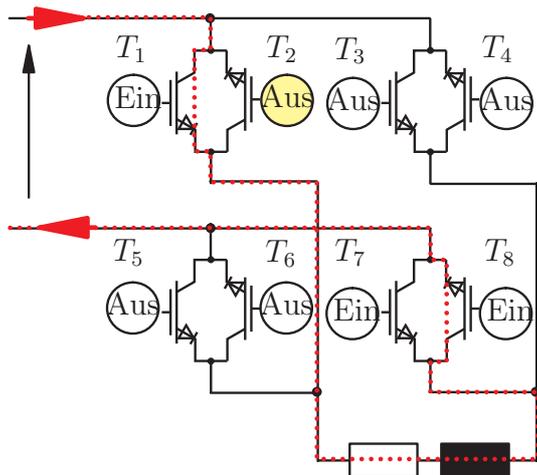


Bild 5.20: Kommutierung, Schritt 1

Zunächst erfolgt die Abschaltung des Transistors T_2 , der, wie in Bild 5.20 zu erkennen ist, nicht am Stromtransport beteiligt ist. Wegen der Bedingung $I = 0$ handelt es sich um ein weiches Schalten, es entstehen keine Schaltverluste. Für die Entscheidung, für welchen der Transistoren dies gilt, muss die Stromrichtung bekannt sein.

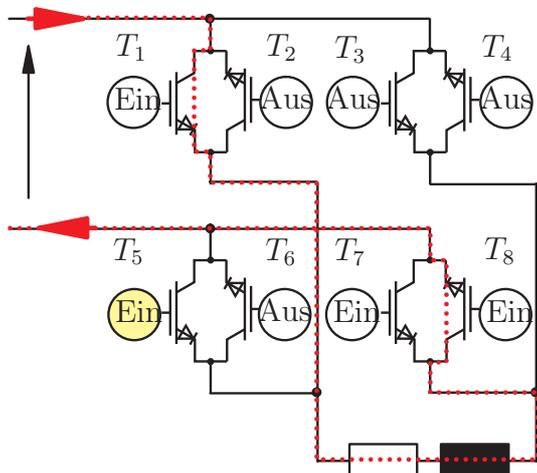


Bild 5.21: Kommutierung, Schritt 2

Im zweiten, in Bild 5.21 zu sehenden, Schritt wird das Bauelement T_5 geschaltet, das in der Lage ist, Spannung aufzunehmen. Dieses Element stellt später den Freilaufpfad dar, seine Sperrfähigkeit verhindert das Kurzschließen der eingangsseitigen Spannungen. Da $I = 0$ auch in diesem Schalter gilt, handelt es sich auch hier um ein weiches, verlustfreies Schalten. Die Entscheidung, welcher Schalter geschaltet wird, beruht auf der Kenntnis der Spannungsrichtung.

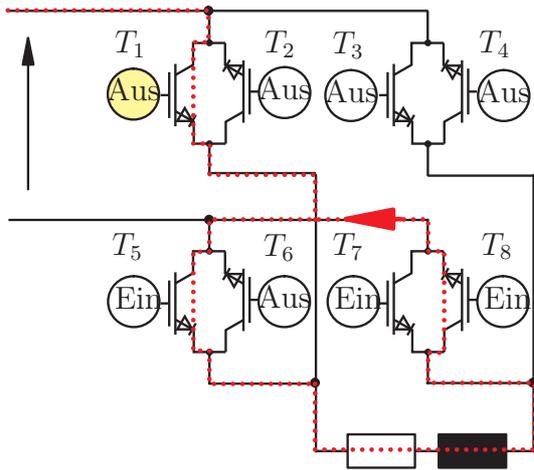


Bild 5.22: Kommutierung, Schritt 3

Nun erfolgt, siehe Bild 5.22 , die Abschaltung des stromführenden Transistors T_1 . Der Laststrom kommutiert auf das zuvor geschaltete Element T_5 , das jetzt die Funktion des Freilaufes übernimmt. Um eine Überspannung durch den Abriss des Eingangsstromes aufzunehmen, sind Filterkondensatoren am Eingang, sowie eine Überspannungsbedämpfung notwendig; diese Schalthandlung ist ein harter Schaltvorgang.

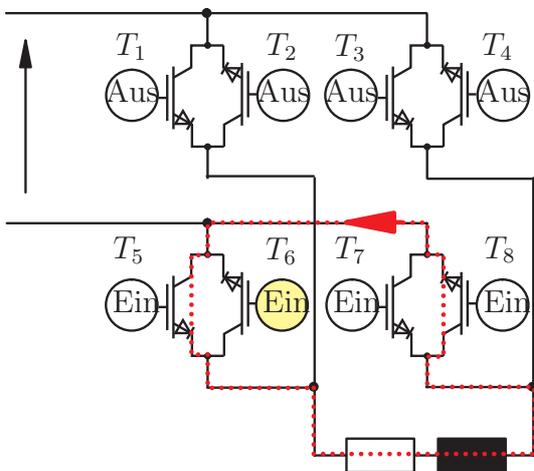


Bild 5.23: Kommutierung, Schritt 4

Bild 5.23 zeigt den letzten Schaltvorgang; der Schalter T_6 parallel zum Freilauftransistor ist einzuschalten. Hierdurch wird wieder der Zustand hergestellt, dass in beiden bidirektionalen Schaltern beide Transistoren eingeschaltet sind. Die Last ist kurzgeschlossen, der Strom hat, wie vorgeschrieben, einen Freilaufpfad.

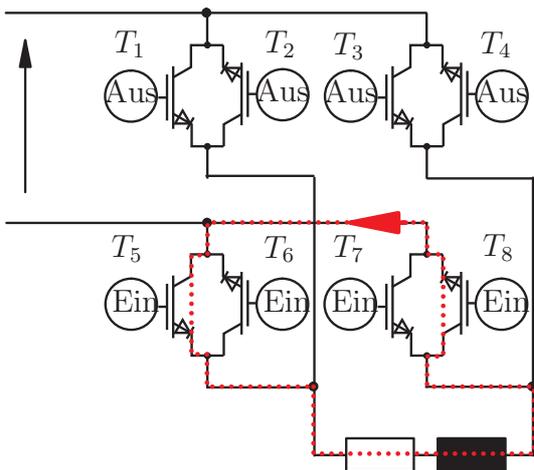


Bild 5.24: Matrix nach Kommutierung

Im auf Bild 5.24 erreichten Zustand ist die Spannung an der Last Null, mit einer ebenfalls vierschrüttigen Kommutierung kann nun, abhängig von der Wahl der Eingangsspannungen, wieder auf eine Spannung $|U| > 0$ kommutiert werden, der Zyklus beginnt danach von vorn.

Eine Kommutierung gegen den Sternpunkt einer Generatormaschine wie in [42] vorgeschlagen, ist nicht in Betracht gekommen, um die damit verbundenen Probleme auszuschließen.

Da es sich im untersuchten Fall um eine einphasige Versorgung handelt, sind immer genau zwei Phasen am Stromtransport beteiligt. Die Kommutierung umfasst damit immer das Schalten von vier Transistoren. Wie den einzelnen Schritten zu entnehmen ist, lässt sich mit den Informationen

- Vorzeichen der Eingangsspannungen
- Vorzeichen des Ausgangsstromes
- Pulsweite

die Entscheidung treffen, in welcher Reihenfolge das Schalten der Transistoren erfolgen muss; die Steuerung des Umrichters kann also durch den Einsatz eines Zustandsautomaten geschehen.

5.3.3 Betriebssicherheit

Der Umrichter muss nicht nur im ungestörten stationären Betrieb arbeiten. Fehler wie z.B. Kurzschlüsse der Ausgangsseite erfordern besondere Maßnahmen, ebenso ist eine Einschränkung auf einen definierten Arbeitsbereich notwendig.

Im untersuchten Inselbetrieb ist, anders als beim Betrieb am starren Netz, der Innenwiderstand der treibenden Spannungsquelle die limitierende Größe bezüglich des maximal auftretenden Dauerkurzschlußstromes. Da der Matrixumrichter keinen Zwischenkreis aufweist, besteht nicht die Gefahr, dass größere, im Zwischenkreis gespeicherte Energien in kurzer Zeit Umsetzung finden. Ein Schutz der Schaltmatrix vor zerstörerischen Überströmen ist trotzdem notwendig.

Da ein Freilaufpfad nicht garantiert vorhanden ist, sehen die Strategien zum Schutz der Transistoren anders aus als bei Umrichtern mit Zwischenkreis. Diese Topologie erlaubt ein Abschalten aller Transistoren, die Freilaufdioden und ggf. ein Chopper im Zwischenkreis garantieren einen sicheren Betrieb der Einrichtung. Beides liegt im Matrixumrichter nicht vor.

Spezielle Treiberschaltungen [39] ermöglichen dennoch dieses Verhalten beim Matrixumrichter, ihr Aufbau gestaltet sich allerdings als sehr aufwändig, zudem ist hierbei die Erfassung der Stromrichtung in jedem einzelnen Schalterelement notwendig. Die spezielle Anwendung im Rahmen des Inselbetriebes gestattet eine einfachere Variante.

Wie experimentelle Untersuchungen der verwendeten Generatoren zeigten, liegt der Stoßkurzschlußstrom nie in Bereichen oberhalb von $70A$. Die im Umrichter verwendeten Halbleiter sind in der Lage, diesen Strom für eine Zeit von $1ms$ zu führen. Diese Zeit ist hinreichend, einen Überstrom zu erkennen und zu einem günstigen Zeitpunkt das weitere Schalten der Matrix zu stoppen. Der günstigste Moment hierfür ist, wenn die Spannung an der Last den Wert Null hat. Der Laststrom hat in diesem Augenblick einen Freilaufpfad, von der Generatorseite aus fließt keine weitere Energie mehr ins System. Der detektierte Überstrom kann im Freilauf abgebaut und eine Meldung des Fehlers ausgegeben werden. Dieser Zustand ist am Ende jedes PWM-Signales erreicht, sodass eine einfache logische Verknüpfung von Fehler- und Treibersignal zum Schutz der Schaltermatrix genügt. Da die Detektion auf Überstrom bereits vor Erreichen des maximal möglichen Kurzschlußstromes einschreiten kann, ist so ein sicheres Abschalten der Matrix möglich.

5.4 Energieversorgung der Steuerelektronik

Die vorgestellten Energiewandler benötigen für den Betrieb eine eigene Spannungsversorgung für die Steuerelektronik. Da die Geräte weder auf eine Netzspeisung zurückgreifen können noch mit Batterien bestückt sein dürfen, muss die Deckung dieses Eigenbedarfs ebenfalls aus der vom Generator erzeugten Spannung geschehen. Dies gelingt in den elektronisch aufwändigeren Varianten PWM- und Matrixumrichter mit Hilfe eines Schaltnetzteils, dessen einfacher Aufbau in Sperrwandlertopologie die Generierung der nötigen Versorgungsspannungen über einen weiten Bereich an Eingangsspannungen sichert. Bild 5.25 zeigt die zum Einsatz kommende Topologie.

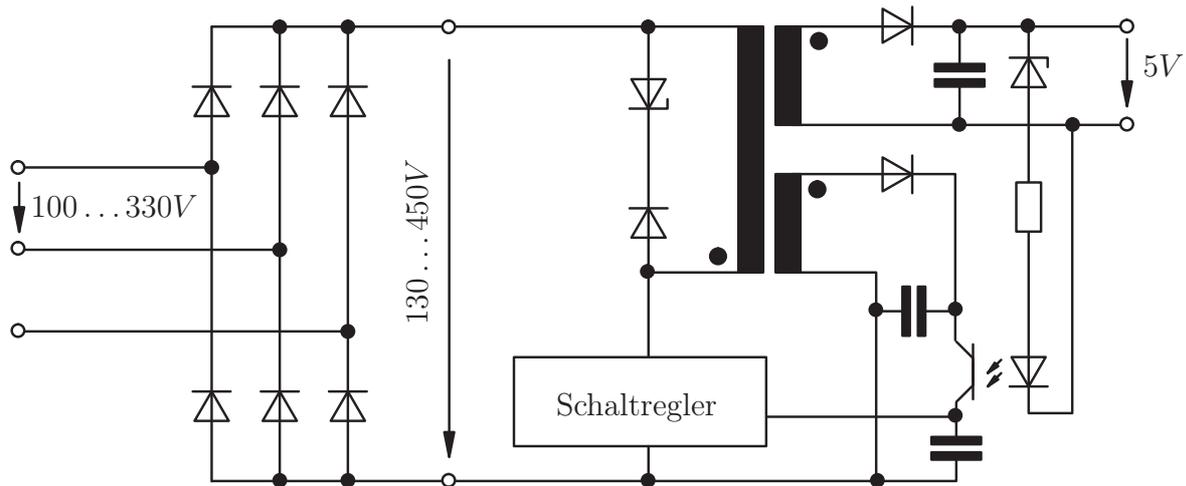


Bild 5.25: Schaltnetzteil in Sperrwandlertopologie

Eine ungesteuerte B6 Diodenbrücke richtet die Generatorspannung gleich. Diese Gleichspannung ist am Eingang des Netzteiles notwendig. Das für einen Spannungsbereich von $130 \dots 450V_{dc}$ konzipierte Netzteil arbeitet für eine Aussenleiterspannung des Generators von $100 \dots 330V$. Für die vorgestellten Leistungselektroniken ergibt sich daraus eine untere Spannungsgrenze von $U_{min} = 100V$ da vorher die Steuerelektronik ein Einschalten nicht zulässt.

Da am ferroresonanten Transformator das Hauptaugenmerk auf der Gestaltung mit wenig aufwändiger Elektronik liegt, kommt hier ein lineares Netzteil auf Basis eines Längsreglers nach Bild 5.26 zum Einsatz.

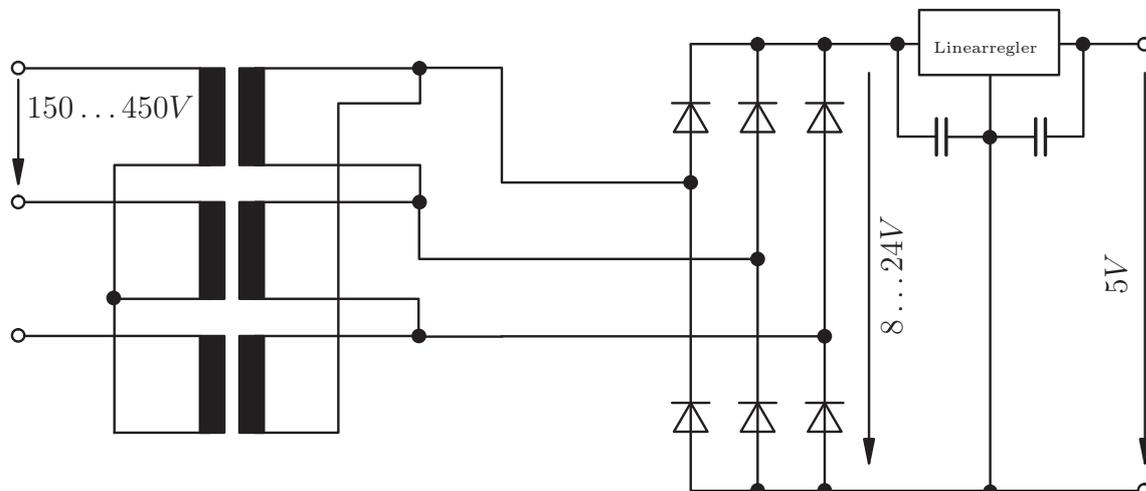


Bild 5.26: Lineares Netzteil

Der lineare Regler hat im Vergleich zum Schaltnetzteil den deutlich schlechteren Wirkungsgrad. Die geringere Bauteilzahl und der extrem einfache Aufbau sind aber für die Kombination mit dem ferroresonanten Transformator zweckdienlich. Eine weitere Vereinfachung mit völligem Verzicht auf integrierte Bauelemente ist möglich, indem der Längsregler diskret aufgebaut wird. Der Verzicht auf solche Großserienprodukte erscheint aber überzogen.

Aus Gründen der Betriebssicherheit ist unbedingt zu gewährleisten, dass bei fehlender Versorgung durch die Steuerelektronik keine ungültigen Zustände an der Leistungselektronik entstehen. Die Treiberkonfiguration aller Leistungsteile ist daher so ausgelegt, dass bei nicht anliegender Steuerspannung alle Schalter den Zustand „Aus“ annehmen. Dies garantiert, dass während der Hochlaufphase, in der die Steuerspannung noch fehlt, keine unerlaubten Zustände auftreten.

5.5 Zusammenfassung zu Kapitel 5

Das Kapitel *Leistungselektronische Energiewandlung* zeigt drei Varianten auf, mit Hilfe der Leistungselektronik das der vorliegenden Arbeit zu Grunde liegende Problem zu bewältigen. Hierzu stellt es verschiedene Topologien vor, zeigt deren Stärken und Schwächen auf und vergleicht altbekannte Ideen mit aktuellen Ansätzen. Es enthält die mathematischen Grundlagen, auf denen aufbauend Simulationen und Hardware erstellt worden sind, die im weiteren Verlauf Teil der vorliegenden Arbeit sind.

6 Untersuchte Energiewandlungssysteme

In den vorangegangenen Kapiteln sind für Wind- und Wasserrad drei elektromechanische Energiewandler sowie drei mögliche leistungselektronische Topologien umrissen worden. Zunächst muss also eine Entscheidung fallen, welche der resultierenden Kombinationen dieser Baugruppen sich für welche Applikation als geeignet erweist. Hierzu ist eine Gegenüberstellung und die Abwägung von Vor- und Nachteilen hilfreich.

Für jede der vorgestellten Elektroniken ergibt sich ein eingeschränkter Drehzahlbereich der Generatormaschine, bei dem ein Betrieb möglich ist. Für den ferroresonanten Transformator sind diese Grenzen durch den Arbeitsbereich gegeben, bei Matrixumrichter und PWM-Umrichter resultiert die untere Grenze aus der Topologie, die obere Grenze aus der Spannungsfestigkeit der verwendeten Leistungshalbleiter. Zudem hat die Maschine selbst eine konstruktionsbedingte Maximaldrehzahl, deren Überschreitung unzulässig ist. Kombinationen der unterschiedlichen Elektroniken mit den verschiedenen Generatoren führen zu den im folgenden dargestellten Nutzbarkeitsbereichen.

6.1 PMSM mit ferroresonantem Transformator

Das Blockschaltbild dieser Kombination hat die in Bild 6.1 dargestellte Form.

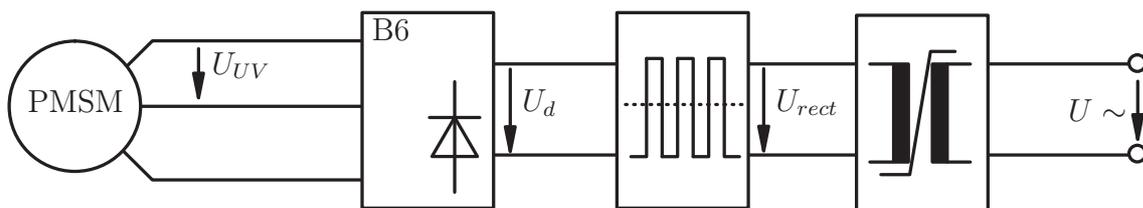


Bild 6.1: Ferroresonanter Transformator an der PMSM

Aus den Ausführungen in Kapitel 4.1 geht hervor, dass zwischen der mechanischen Umlaufgeschwindigkeit ω_{mech} und der Polradspannung der Maschine ein in guter Näherung linearer Zusammenhang herrscht. Die Spannung U_d ist daher ebenfalls der mechanischen Winkelgeschwindigkeit proportional, was in Bild 6.2 verdeutlicht ist.

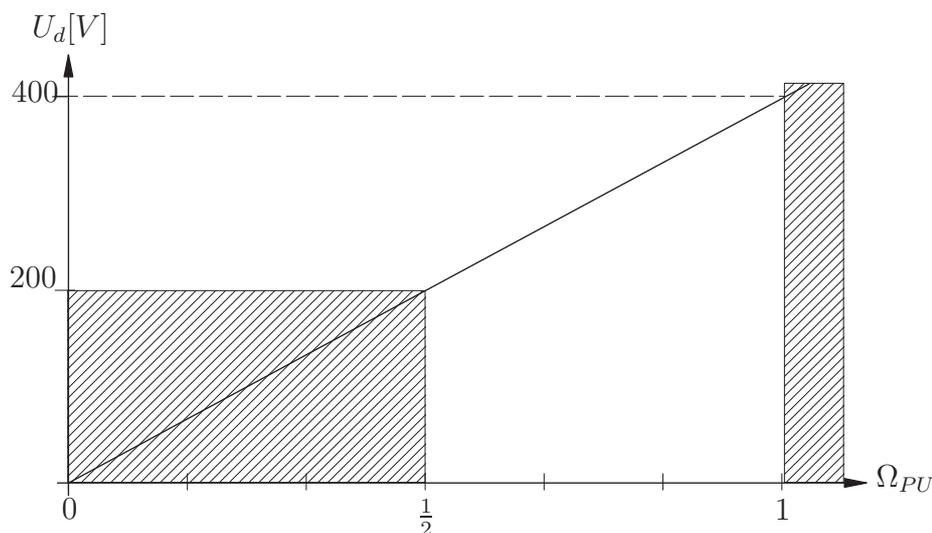


Bild 6.2: Arbeitsbereich des ferroresonanten Transformators an der PMSM

Untere und obere Drehzahlgrenze und die daraus resultierende Zwischenkreisspannung U_d ergeben sich aus dem zulässigen Spannungsbereich des ferroresonanten Transformators. Liegt die Spannung U_d zwischen U_{min} und U_{max} , so liegt ein zulässiger Betriebspunkt vor. Für die Drehzahl bedeutet dies einen Bereich $n_{PU} = \frac{1}{2} \dots 1$, für die Aussenleiterspannung $U_{UV} = U_{UV,min} + 100\%$. Eine Abgabe elektrischer Leistung ist somit in einem Schwankungsbereich der Drehzahl von $\Delta n_{PMSM,FRT} = n_{PMSM,FRT,min} + 100\%$ möglich.

6.2 PMSM mit PWM-Umrichter

Da der PWM-Wechselrichter mit einem DC/DC-Steller ausgestattet ist, ergibt sich das in Bild 6.3 dargestellte Bolckschaltbild.

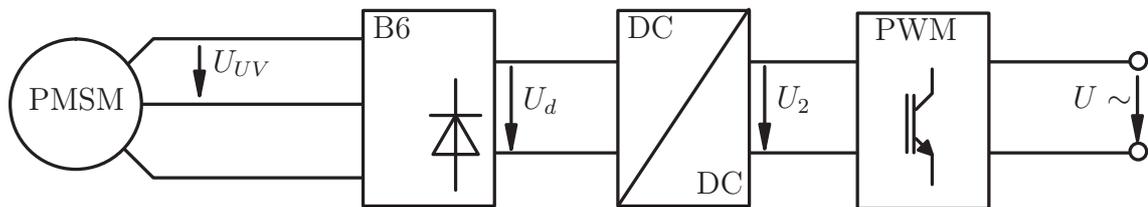


Bild 6.3: PWM-Umrichter mit DC-Steller an der PMSM

Der Nutzbarkeitsbereich der gesamten Einrichtung stellt sich wie auf Bild 6.4 dar.

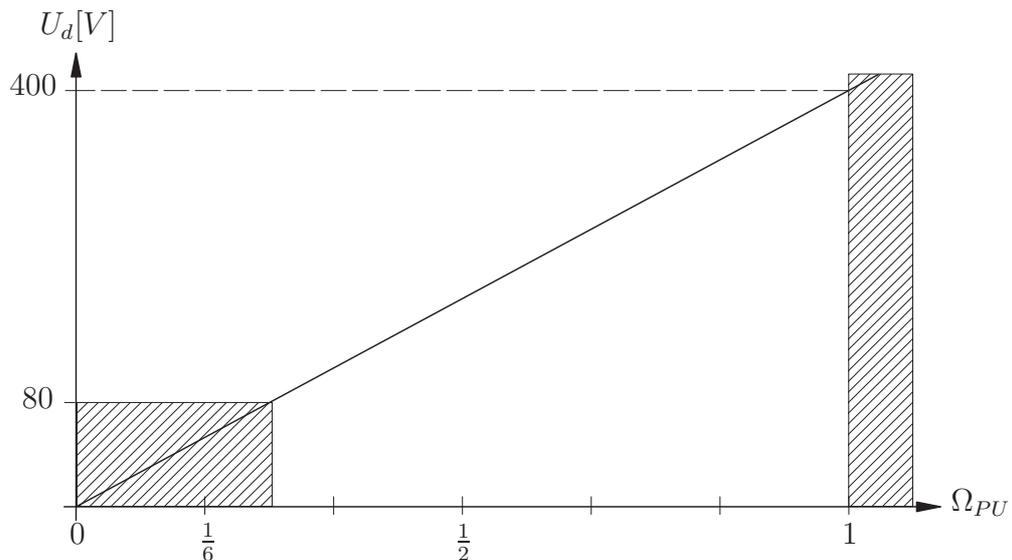


Bild 6.4: Nutzbarkeitsbereich PMSM mit PWM-Wechselrichter

Bereits ab $\Omega_{PU} = \frac{1}{4}$ steht eine Spannung in hinreichender Größe zur Verfügung. Der nutzbare Drehzahlbereich erweitert sich im Vergleich zum ferroresonanten Transformator nach unten hin. Nach oben ist ein Betrieb bis zur Nenndrehzahl des Generators gesichert. Für eine Drehzahlschwankung von $\Delta n_{PMSM,PWM} = n_{PMSM,PWM,min} + 400\%$ ist die Bereitstellung des geforderten elektrischen Systems erreicht.

6.3 PMSM am Matrixumrichter

Mit dem Matrixumrichter an der PMSM reduziert sich das Blockschaltbild auf die in Bild 6.5 zu sehende Gestalt.

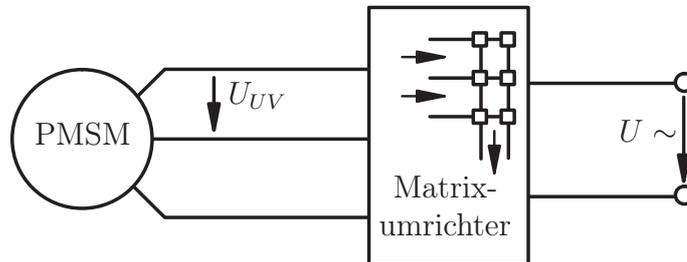


Bild 6.5: Matrixumrichter an der PMSM

Der Matrixumrichter kann die Amplitude der Ausgangsspannung nur zu Werten hin variieren, die kleiner sind als die Amplitude der Eingangsspannung. Die minimal zur Verfügung zu stellende Spannung ist also größer als die des ferroresonanten Transformators. Die maximal verwendbare Spannung ist auch hier durch die maximal zulässige mechanische Winkelgeschwindigkeit gegeben. Bild 6.6 zeigt den für diese Anordnung nutzbaren Spannungs/Drehzahlbereich.

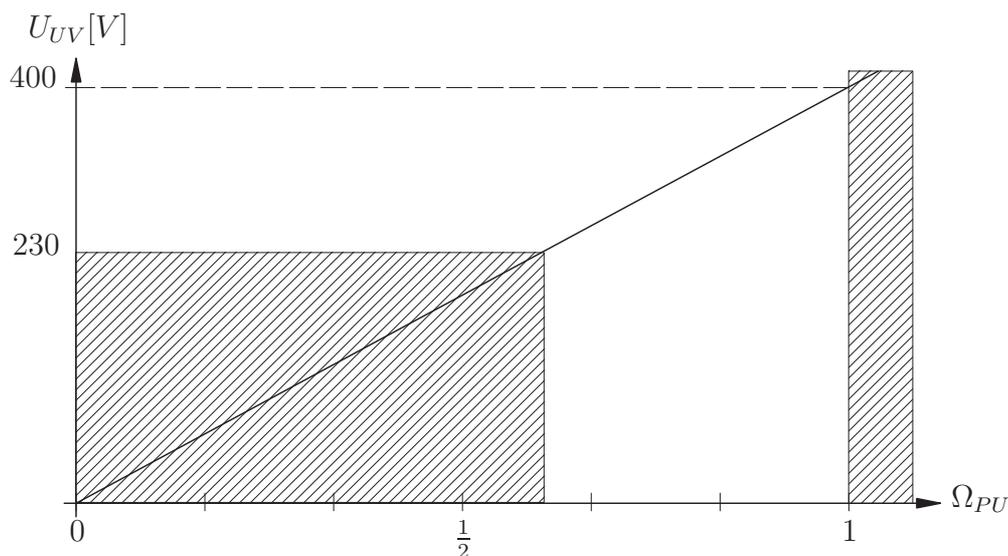


Bild 6.6: Drehzahlbereich bei PMSM mit Matrixumrichter

Im Drehzahlintervall $\Delta n_{PMSM,Matrix} = n_{PMSM,Matrix,min} + 66\%$ ist der ungestörte Betrieb dieser Kombination gewährleistet.

6.4 Ferroresonanter Transformator an der PMSM mit umschaltbarer Ständerwicklung

Das Blockschaltbild der Maschine in Verbindung mit dem ferroresonanten Transformator ist in Bild 6.7 zu sehen.

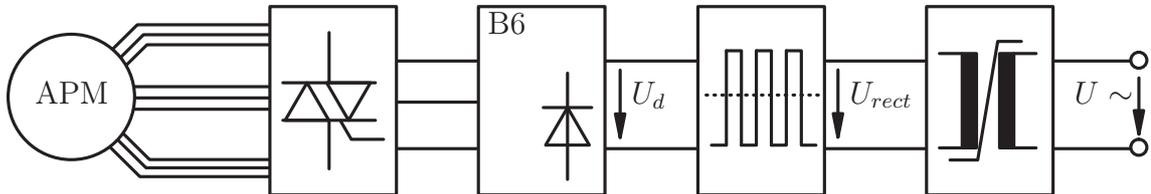


Bild 6.7: Ferroresonanter Trafo an der PMSM mit umschaltbarer Ständerwicklung

Die Spannung U_d ist jeweils abschnittsweise eine lineare Funktion der Umlaufgeschwindigkeit des Generators. Abhängig vom Betriebsbereich ändert sich jedoch der Proportionalitätsfaktor. Daraus entsteht der in Bild 6.8 eingetragene Nutzbarkeitsbereich dieser Konfiguration.

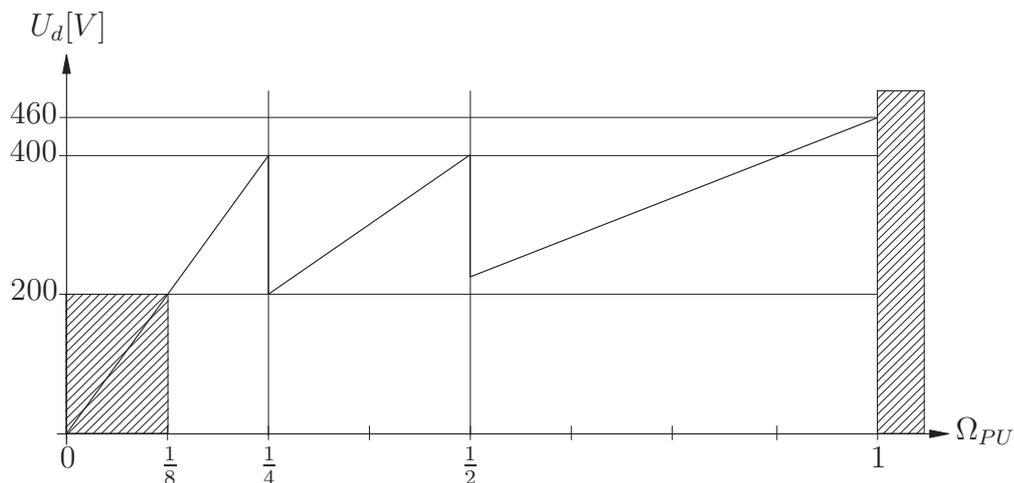


Bild 6.8: Nutzbarkeitsbereich der Aussenpolmaschine mit ferroresonantem Transformator

Die Spannung U_{UG} und U_{OG} stellen die obere bzw. untere Grenze dar, an denen die Ständerwicklung umzuschalten ist. Die Maschine ist so gewickelt, dass die untere Grenze mit der minimal notwendigen Spannung zum Betrieb des ferroresonanten Transformators zusammenfällt. Die maximal erreichbare Spannung U_{max} überschreitet den Eingangsbereich des Transformators nicht, ein Betrieb ist bis zur Nenndrehzahl der Maschine möglich. Es resultiert ein Drehzahlbereich von $\Delta n_{APM,FRT} = n_{APM,FRT,min} + 700\%$.

6.5 PMSM mit umschaltbarer Ständerwicklung und PWM-Wechselrichter

Das Bolckschaltbild dieser Konfiguration nimmt die Gestalt nach Bild 6.9 an.

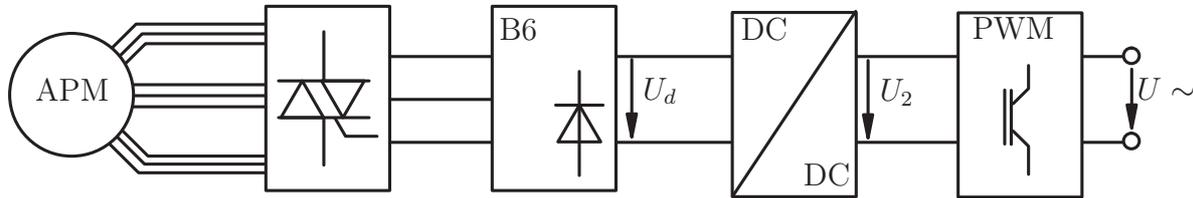


Bild 6.9: PWM-Umrichter mit DC-Steller an der PMSM

Da mit dem DC-Steller der PWM-Wechselrichter bereits ab einer Zwischenkreisspannung $U_{d,min,PWM} < U_{d,min,FRT}$ betreibbar ist, erweitert sich der nach unten reichende Drehzahlbereich im Vergleich zum ferresoanten Transformator:

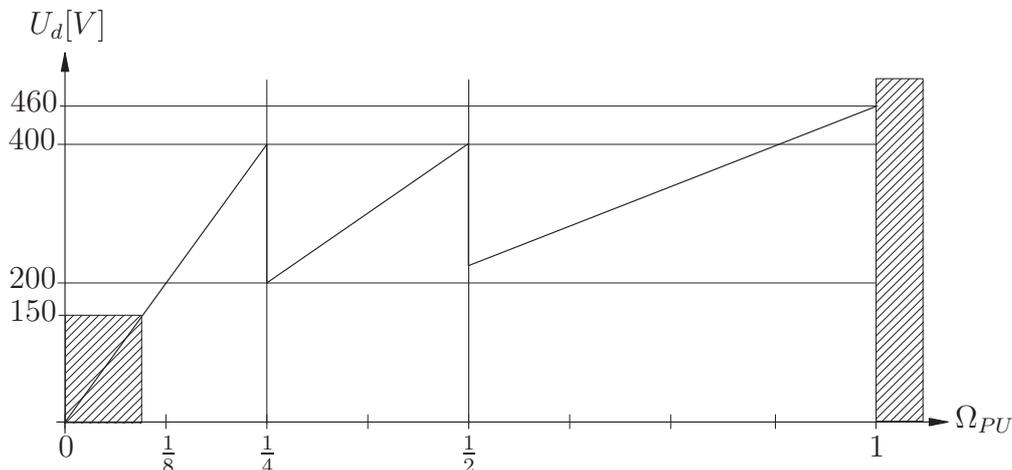


Bild 6.10: Drehzahlbereich der Aussenpolmaschine mit PWM-Wechselrichter

Auch an dieser Maschine liegt die Spannung bei Nenndrehzahl innerhalb der für den Umrichter vorgesehenen Grenzwerte, womit ein Betrieb bis zur Nenndrehzahl möglich ist; das zulässige Drehzahlband erstreckt sich über $n_{APM,PWM} = n_{APM,PWM,min} + 900\%$

6.6 Matrixumrichter an der PMSM mit umschaltbarer Ständerwicklung

Die Kombination dieser beiden Komponenten ist von vornherein nicht günstig. Der Grund liegt in der besonderen Eigenschaft der elektrischen Maschine, unter Betriebsbedingungen das Wicklungssystem umzuschalten.

Während des Umschaltvorganges tritt in allen drei Phasen des Drehspannungssystems eine sprunghafte Änderung des Momentanwertes der Spannung auf. Die Synchronisation der Schaltvorgänge der beiden Steuerungen erweist sich als komplex und für die betrachteten Systeme als wenig zweckmäßig. Für diese Generatormaschine kommt nur ein System mit ausgeprägter Pufferung in Frage, wie es der Ansatz der Pulsweitenmodulation und des ferresoanten Transformators mitbringen.

Zweiter Grund, weshalb sich der Matrixumrichter nicht für die Verwendung an dieser Generatormaschine eignet, ist die Höhe der erzeugten Ausgangsspannung. Die untere Schwellenspannung $U = U_{UG}$ ist zu klein, um am Ausgang des Matrixumrichters eine hinreichend große Amplitude zu gewährleisten. Mit einer entsprechenden Wicklung oder dem Einsatz von Transformatoren ließe sich dieser Mangel zwar beheben, das Problem der transienten Störung während des Schaltvorganges bliebe aber weiterhin bestehen.

6.7 Kondensatorerregte ASM mit ferroresonantem Transformator

Die betrachtete Kombination ist im Blockschaltbild 6.11 zu sehen.

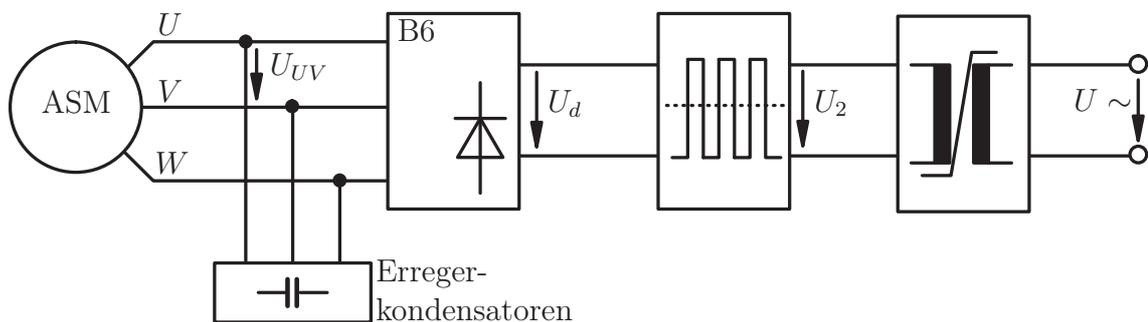


Bild 6.11: Ferroresonanter Transformator an der kondensatorerregten ASM

Wie im Kapitel 4.3 gezeigt wurde, erzeugt der kondensatorerregte Asynchrongenerator erst jenseits der für die Selbsterregung notwendigen Drehzahl eine Spannung. Somit ist dies die natürliche untere Drehzahlgrenze wie Bild 6.12 zu entnehmen ist.

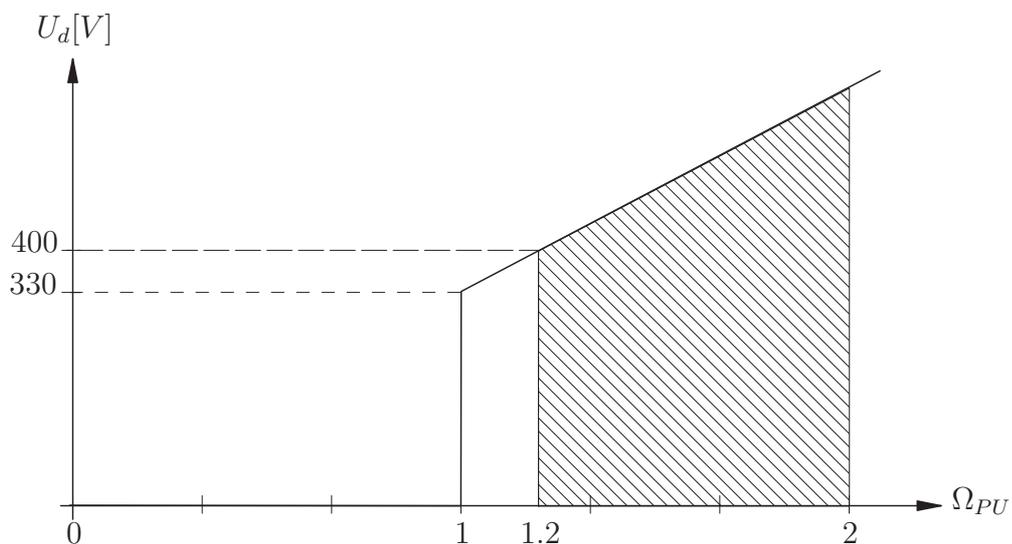


Bild 6.12: Nutzbarkeitsbereich des FRT an der kondensatorerregten ASM

Durch die gewählte Auslegung der Erregerkondensatoren liegt die untere Grenze der Umlaufgeschwindigkeit im Versuchsaufbau mit $\Omega_{min,PU} = 1$ fest.

Bei dieser Drehzahl entsteht eine hinreichend große Spannung $U_{d,0}$. Aufgrund des in guter Näherung linearen Zusammenhanges zwischen Drehzahl und Ausgangsspannung, nach Einsetzen der Selbsterregung, ist eine Erhöhung der Winkelgeschwindigkeit auf maximal $\Omega_{max,PU} = 1.2$ möglich. Der sich ergebende, recht kleine Nutzbarkeitsbereich liegt somit bei $\Delta n_{ASM,FRT} = n_{ASM,FRT,min} + 20\%$.

Der Betrieb der Maschine mit einer Winkelgeschwindigkeit von $\Omega_{PU} > 1$ überschreitet dabei die Typenschildangaben der Maschine. Laut Hersteller ist dies unkritisch, da der Läufer der hier verwendeten vierpoligen Maschine mit dem der zweipoligen Variante identisch ist. Schäden an der Mechanik durch zu hohe Winkelgeschwindigkeiten sind somit ausgeschlossen.

6.8 PWM-Umrichter an der kondensatorerregten ASM

Diese Konfiguration hat folgende, in Bild 6.13 abgebildete, Gestalt.

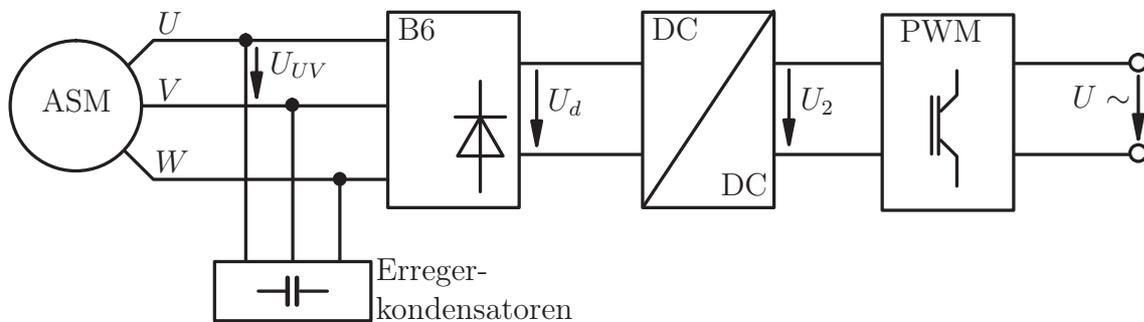


Bild 6.13: PWM-Umrichter mit DC-Steller an der ASM

Bereits an der unteren Grenze seiner Einsetzbarkeit erzeugt der Asynchrongenerator eine Spannung, die zum Betrieb des PWM-Umrichters hinreichend ist. Tatsächlich ist diese im gewählten Aufbau so groß, dass der DC-Stellers nicht vonnöten ist, wodurch sich das System weiter vereinfachen und sein Erstellungspreis senken ließe. Bild 6.14 zeigt den Spannungs-Drehzahl-Zusammenhang.

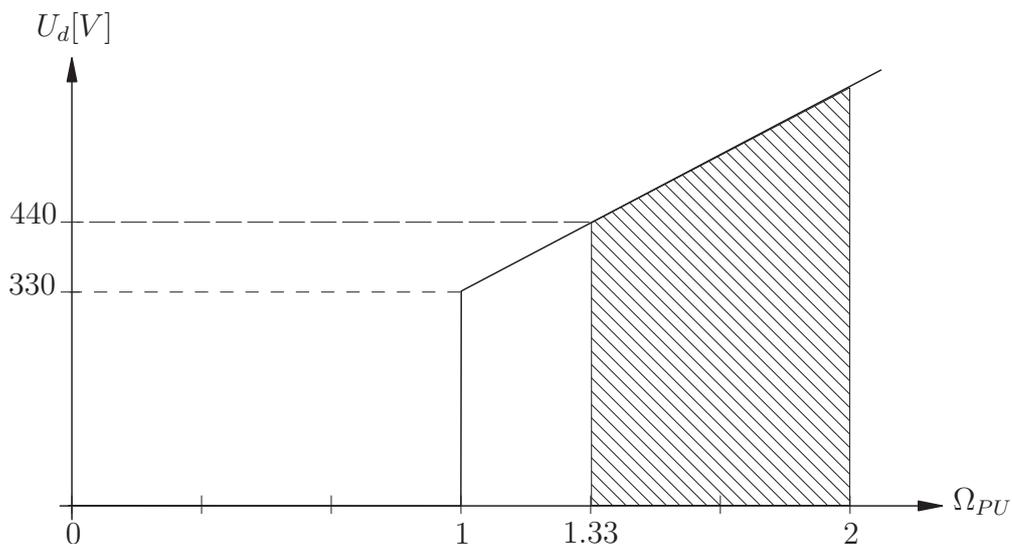


Bild 6.14: Nutzbarkeitsbereich des PWM-Umrichters an der kondensatorerregten ASM

Der Betrieb des Umrichters kann bis zu einer Eingangsspannung von $U_{d,max}$ geschehen, die normierte Drehzahl des Generators darf auf maximal $n_{ASM,PWM,max} = 1.33$ steigen. Auch hier stellt sich mit $\Delta n_{ASM,PWM} = n_{ASM,PWM,min} + 33\%$ ein verhältnismäßig kleiner nutzbarer Drehzahlbereich ein.

6.9 Matrixumrichter und kondensatorerregte ASM

Bild 6.15 gibt einen Überblick über die betrachtete Konfiguration.

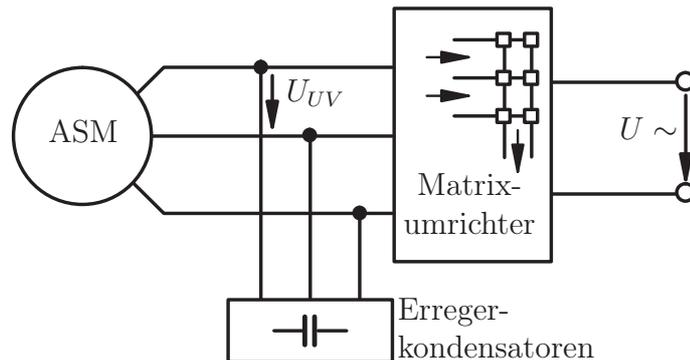


Bild 6.15: Matrixumrichter an der kondensatorerregten ASM

Auch für den Matrixumrichter ist die kleinste, bei $\Omega_{PU} = 1$ zur Verfügung gestellte Spannung groß genug, um einen sicheren Betrieb zu gewährleisten. Die Auslegung des Umrichters erlaubt den gleichen Einsatzbereich wie der PWM-Umrichter, wie in Bild 6.16 dargestellt ist.

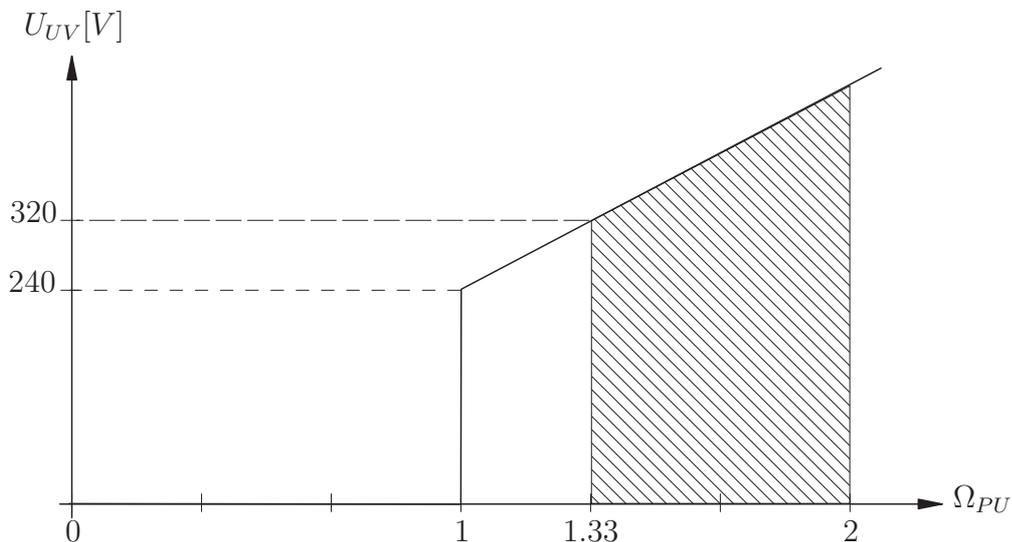


Bild 6.16: Nutzbarkeitsbereich des Matrixumrichters an der kondensatorerregten ASM

Auch in dieser Konfiguration ergibt sich ein Betrieb bis zu einer Winkelgeschwindigkeit von $\Omega_{PU} = 1.33$ und ein Arbeitsbereich von $\Delta n_{ASM,Matrix} = n_{ASM,Matrix,min} + 33\%$.

Der verwendbare Drehzahlbereich von PWM- und Matrixumrichter ließe sich unter Beachtung zweier Punkte erweitern:

1. Verwendung von Halbleitern mit höherer Sperrspannung
2. Vergrößerung der möglichen Eingangsspannung am Netzteil, das der Versorgung der Steuerelektronik dient

Gelingt beides, so ist für beide Topologien ein Drehzahlbereich von $\Delta n = n_{min} + 100\%$ realisierbar. Mit den aufgebauten Labormodellen ist dies testweise machbar, bedeutet aber, dass die Versorgung der Steuerelektronik nicht vom Generator sondern aus einem externen Labornetzteil erfolgt.

Anmerkung: Die kondensatorerregte Asynchronmaschine erzeugt bereits beim Einsetzen der Selbsterregung eine sehr hohe Spannung, was sich, wie in der vorangegangenen Beschreibung zu sehen ist, negativ auf den nutzbaren Drehzahlbereich auswirkt. Eine Maschine mit kleinerer Spannung, z.B. 110V statt 230V, könnte hier von größerem Nutzen sein, stand aber für die Untersuchung nicht zur Verfügung.

6.10 Gegenüberstellung

Mit den im experimentellen Versuch verwendeten elektrischen Maschinen lassen sich die Nutzbarkeitsbereiche der verschiedenen Kombinationen aus elektromechanischem und leistungselektronischem Energiewandler tabellarisch zusammenfassen:

Elektromechanischer Energiewandler	Leistungselektronik	untere Drehzahl-grenze $[\frac{1}{min}]$	obere Drehzahl-grenze $[\frac{1}{min}]$	Nutzbarkeitsbereich $n_0 \pm \Delta n$
PMSM	FRT	1500	3000	2250 ± 750
	PWM	750	3000	1875 ± 1125
	Matrix	1800	3000	2400 ± 600
PMSM mit umschaltbarer Ständerwicklung	FRT	1000	6000	3500 ± 2500
	PWM	750	6000	3375 ± 2625
	Matrix	—	—	—
Kondensatorerregte ASM	FRT	1500	1800	1650 ± 150
	PWM	1500	1950	1725 ± 225
	Matrix	1500	1950	1725 ± 225

6.11 Zusammenfassung zu Kapitel 6

Das hier abgeschlossene Kapitel präsentiert die kombinatorischen Möglichkeiten, welche der Zusammensetzungen aus Primärtrieb, elektromechanischen Energiewandler und Leistungselektronik zum Einsatz kommen kann und welche weniger sinnvoll ist. Es beschreibt die Einsatzbereiche, die die jeweilige Kombination abdecken kann und schafft die Grundlage für eine Entscheidung, welches Gesamtsystem bei einer gegebenen Applikation zu bevorzugen ist.

Dabei wurde deutlich, dass sich der Einsatz des Matrixumrichters an der Synchronmaschine mit umschaltbarer Ständerwicklung als nicht sinnvoll erweist, obwohl dieser elektromechanische Wandler den größten verwendbaren Drehzahlbereich ermöglicht. Weiterhin stellen sich die Kombinationen mit der Asynchronmaschine als diejenigen mit dem kleinsten nutzbaren Drehzahlbereich heraus.

Für alle verwendeten elektrischen Maschinen ergibt sich mit dem Einsatz des PWM-Umrichters das größte nutzbare Drehzahlintervall.

Teil III

Systemvergleich

Mittels zweier Primäransätze, dreier Generatoren und dreier verschiedener Leistungselektroniken ergeben sich achtzehn verschiedene Kombinationen. Ein Vergleich aller sich ergebenden, sinnvollen Lösungen muss die Kosten, die Verwendbarkeit, die eventuell spezielle Anwendung der Anlage, ihre Robustheit und eine mögliche Realisierbarkeit beinhalten. Dieser Betrachtung dienen die folgenden Unterkapitel.

7 Kosten der Anlage

Zur Ermittlung der Kosten sind die Preise aller Elemente, die hier Verwendung fanden, von verschiedenen Lieferanten in größeren Stückzahlen angefragt worden, woraus dann der Preis für die notwendigen Materialien bestimmbar ist. Die Angabe aller Preise geschieht in Euro. Die Vergleichsbasis sind die Kosten, die zur Erstellung eines Systemes mit einer Ausgangsleistung von $3kW$ entstehen. Der Vergleich ist keine kaufmännisch fundierte Analyse, sondern beinhaltet nur die Materialkosten. Hinzu kämen z.B. Kosten für die Fertigung der Platinen sowie deren Bestückung und Belastungstests im Testfeld. Diese sind im Zuge dieser Arbeit nicht hinreichend genau ermittelbar. Trotzdem lassen die Materialkosten einen qualitativen Vergleich zu.

7.1 Generatoren

Alle verwendeten Generatoren stammen aus Kostengründen aus Serienproduktionen. Die auf diese Komponente entfallenden Kosten sind:

Standard IEC Asynchronmaschine, IP54	132,4 Euro
Servomaschine ohne Drehgeber (PMSM)	365 Euro
Aussenpolmaschine, Lüfterantrieb aus Serienproduktion ohne elektronische Potitionsgeber	295 Euro

In dieser Auflistung sind die für die Erregung der Asynchronmaschine notwendigen Kondensatoren sowie die Triac-Beschaltung für die Aussenpolmaschine bereits enthalten.

Zu allen Kombinationen aus Primärtrieb und Generator ist ein Getriebe zur Anpassung der Drehzahlen erforderlich. Für ein industriell gefertigtes Getriebe fallen dabei Kosten in Höhe von 350 Euro an. Greift man hier auf eine Kombination aus Zahnrad und Kette zurück, läßt sich dieser Posten auf 100 Euro reduzieren. Aus diesem Grund wurde auf Getriebemotoren, die ebenfalls aus der Serienproduktion stammen, verzichtet.

Alle angegebenen Preise gelten pro Stück für ein Auftragsvolumen von je 1000 Maschinen.

7.2 Kosten für die Primärtriebe

Die finanziellen Aufwendungen für die mechanischen Komponenten lassen sich nur schwer konkretisieren. Für das Windrad ist ein tragender Turm, für das Wasserrad ein stabiles Fundament notwendig. Zudem ist die Gestaltung des Wasserrades von der örtlichen Gegebenheit, die des Windflügels von den zu erwartenden Windgeschwindigkeiten abhängig. Ein Turm für das Windrad ließe sich aus Holz ebenso bauen wie aus Stahl oder Aluminium, eine Konstruktion aus Montageprofil käme der Forderung nach Transportabilität entgegen, böte gute statische Eigenschaften und ermöglichte eine einfache Montage. Das als Meterware verfügbare Material sprengt allerdings aufgrund seines Preises den Rahmen.

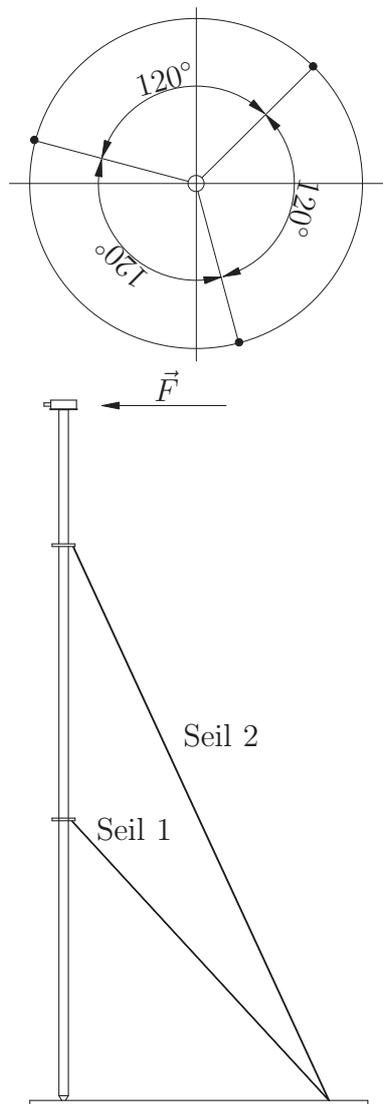


Bild 7.1: Aufbau der Windkraftanlage

Die Entscheidung für den Turmaufbau fiel daher auf ein Rohrsystem mit Seilabspannung, wie in Bild 7.2 dargestellt. Es wird eine Abspannung mittels dreier um 120° versetzter Seile vorgenommen, das Turmrohr besteht aus per Flansch verschraubten Teilen und ist am Boden fest verankert. Grundlage für die Dimensionierung des Aufbaus ist dessen Simulation [43] mit Hilfe geeigneter Software aus dem Bereich Maschinenbau, im vorliegenden Falle des Entwicklungspaketes ProE der Parametric Technology Corporation. Die Berechnung der notwendigen Bauteildimensionen beruhen auf der axial auf den Generator wirkenden Kraft \vec{F} sowie den Gewichtskräften der verwendeten Bauelemente. Aus Sicherheitsgründen ist eine deutliche Überdimensionierung vorzusehen.

Bei einer Auslegung für einen Rotor mit $3,5\text{m}$ Durchmesser und einer Windgeschwindigkeit von bis zu $50\frac{\text{m}}{\text{s}}$ führt dies zu einem Rohr mit einer Wandstärke von $4,5\text{mm}$, einem Durchmesser von 140mm und einer notwendigen Seilstärke von 12mm . Das Rohr nach DIN 2448 ist aus der Serienproduktion verfügbar. Das Material für den Aufbau fällt mit 300 Euro ins Budget, das dreiflügelige Windrad als Konstruktion aus Glasfaser und Bespannungsmaterial mit rund 200 Euro.

Bei der Variante mit Wasserrad entstehen relativ hohe Kosten für den Aufbau des Fundamentes, sowie für das vom Coil stammende Material der einzelnen Schaufeln. Der Preis für das in der fwu für Versuchszwecke verwendete Wasserrad liegt aufgrund der einfachen Konstruktion bei 1000 Euro.

7.3 Systemkosten

Im Anhang A finden sich die Kosten für die Labormuster, die für den hier gemachten Vergleich Verwendung finden. Aus der Summe der Kosten für alle Komponenten lassen sich die entstehenden Kosten für den Aufbau des aus diesen Bausteinen bestehenden Systemes errechnen. Im einzelnen erhält man:

Wasserrad	PMSM	Ferroresonanter Trafo	1632 Euro
		PWM-Umrichter mit DC-Steller	1687 Euro
		Matrixumrichter	1810 Euro
	PMSM mit umschaltbarer Ständerwicklung	Ferroresonanter Trafo	1562 Euro
		PWM-Umrichter mit DC-Steller	1419 Euro
		Matrixumrichter	1740 Euro
	Kondensator-erregte Asynchronmaschine	Ferroresonanter Trafo	1399 Euro
		PWM-Umrichter ohne DC-Steller	1256 Euro
		PWM-Umrichter mit DC-Steller	1454 Euro
Matrixumrichter		1578 Euro	
Windrad	PMSM	Ferroresonanter Trafo	1132 Euro
		PWM-Umrichter mit DC-Steller	1187 Euro
		Matrixumrichter	1310 Euro
	PMSM mit umschaltbarer Ständerwicklung	Ferroresonanter Trafo	1162 Euro
		PWM-Umrichter mit DC-Steller	1119 Euro
		Matrixumrichter	1240 Euro
	Kondensator-erregte Asynchronmaschine	Ferroresonanter Trafo	1099 Euro
		PWM-Umrichter ohne DC-Steller	956 Euro
		Matrixumrichter	1154 Euro

An den synchronen Generatoren ist der DC-Steller im Zwischenkreis des PWM-Umrichters zwingend erforderlich, am Asynchrongenerator kann er ggf. entfallen. Daher teilt sich die Anwendung des einphasigen PWM-Umrichters in die Varianten mit und ohne DC-Steller. Die technisch nicht sinnvolle Kombination aus Aussenpolmaschine und Matrixumrichter ist nur der Übersicht wegen mit aufgelistet.

Aus der Tabelle ist deutlich zu entnehmen, dass die Preisvorgabe von nicht mehr als 500 Euro pro installiertem Kilowatt von allen Systemen mit Windrad eingehalten ist. Die hohen Kosten für das Material des Wasserrades und dessen Fundament reduzieren hier die Auswahl auf die elektrotechnischen Varianten auf:

- Aussenpolmaschine mit PWM-Umrichter und DC-Steller
- Asynchronmaschine mit PWM-Umrichter mit und ohne DC-Steller
- Asynchronmaschine mit ferroresonantem Transformator

Da bei einem Einsatz des Kraftwerkes in infrastrukturell starken Gebieten der finanzielle Aspekt in den Vordergrund rückt, muss hier der Vergleich der vorgestellten Systeme bezüglich ihrer Ausbeute geschehen. Hierbei spielt der Wirkungsgrad des Systems eine erhebliche Rolle. Bei einer Betriebsdauer von 10 Jahren ergibt sich folgende Übersicht:

Antrieb	Generator	Elektronik	Anschaffung	Ausbeute in kWh	Ertrag pro Jahr bei 10 Cent/kWh
Wasserrad $P_{mech} = 3kW$ 18000kWh	PMSM $\eta = 0.9$	FRT, $\eta = 0.86$	163 Euro	13930	1393 Euro
		PWM mit DC-Steller $\eta = 0.90$	168 Euro	14580	1458 Euro
		Matrix, $\eta = 0.95$	181 Euro	15550	1555 Euro
	APM $\eta = 0.85$	FRT	156 Euro	13158	1315 Euro
		PWM+DC-Steller	141 Euro	13770	1377 Euro
		Matrix	174 Euro	14535	1434 Euro
	ASM $\eta = 0.8$	FRT	140 Euro	12384	1238 Euro
		PWM, $\eta = 0.95$	126 Euro	13680	1368 Euro
		PWM+DC-Steller	145 Euro	12960	1296 Euro
		Matrix	158 Euro	13680	1368 Euro
Windrad $P_{mech} = 3kW$ 6000kWh	PMSM	FRT	113 Euro	4644	464 Euro
		PWM+DC-Steller	119 Euro	4860	486 Euro
		Matrix	131 Euro	5130	513 Euro
	APM	FRT	116 Euro	4386	438 Euro
		PWM+DC-Steller	112 Euro	4590	459 Euro
		Matrix	124 Euro	4845	484 Euro
	ASM	FRT	110 Euro	4128	412 Euro
		PWM	96 Euro	4560	456 Euro
		Matrix	115 Euro	4560	456 Euro

Die unterschiedlich hohen Zahlen der erreichbaren Energie resultieren aus den Differenzen der möglichen Volllaststunden der Anlage. Aus Erfahrung mit kleinen Anlagen lassen sich diese überschlägig angeben. Für das Wasserrad liegt der Richtwert bei etwa 6000 Stunden pro Jahr, beim Windrad sinkt diese Zahl selbst bei günstigen Standorten auf 2000 Stunden.

In der Ausbeute herrscht ein deutlicher Unterschied von 25%, der sich im Vergleich der Kombination *Asynchronmaschine mit ferroresonantem Transformator* und *Synchronmaschine mit Matrixumrichter* zeigt. Wenn der finanzielle Aspekt im Vordergrund steht, ist die Höhe der Anschaffungskosten zweitrangig. Der deutlich größere Ertrag rechtfertigt die höheren Kosten der aufwändigeren Elektronik und des teureren Generators.

8 Verfügbarkeit, Realisierbarkeit, Robustheit

Unter dem Oberbegriff der *Verfügbarkeit* lassen sich alle Umstände zusammenfassen, die zu Ausfallzeiten des Kraftwerkes führen. Am Windrad ist die Hauptursache hierfür mangelnder oder vollständig fehlender Wind, Niedrigwasser am Wasserrad hat den gleichen Effekt. Hinzu kommen Ausfallzeiten durch Störungen und Wartungsarbeiten.

Mit *Realisierbarkeit* lassen sich alle Eigenschaften zusammenfassen, die den Aufbau, die Verwendung und den Betrieb jeder der vorgestellten Konfigurationen beeinflussen. Die Primärantriebe sind hiervon nicht betroffen, da der Aufbau der mechanischen Anlage selbst unterwiesenen Laien gelingt. Kritischer hingegen sind die Umsetzung der elektronischen Arbeiten und der Generator. An genau dieser Stelle ist die Einbeziehung der Anwendung des Kraftwerkes unumgänglich. Ein Betreiber, der jederzeit auf Hilfe von geschultem technischen Personal zurückgreifen kann, braucht sich nicht um die Komplexität der Elektronik kümmern. Beim Betrieb an weit entlegenen Orten, wo diese Möglichkeit fehlt, muss das System überschaubar und vom Laien reparierbar sein. Desweiteren soll das auch von dieser Arbeit unterstützte Projekt „Mills“ der fwu Hilfe zur Selbsthilfe leisten. Hier kann das Ziel nicht sein, ein fertiges System zu liefern, vielmehr muss eine Anleitung entstehen, wie sich Menschen in Entwicklungsländern im kleinen Rahmen selber helfen können. Diese besondere Situation macht es erforderlich, das Augenmerk auch auf die Frage zu richten, welche Komponenten in solchen Ländern Verwendung finden können.

In infrastrukturell starken Gebieten fallen damit alle aufgelisteten Konfigurationen unter „realisierbar“. Für den Laien überschaubar hingegen bleibt nur ein System, das ohne Programmierung auskommt und dessen Prüfung mit einfachen Mitteln machbar ist. Dieses Kriterium erfüllt von den untersuchten Systemen nur der ferroresonante Transformator. Bezüglich des Generators ist der kondensatorerregte Asynchrongenerator das Mittel der Wahl. Neben der Tatsache, dass er das preiswerteste System darstellt, ist diese Technik so weit verbreitet, verfü- und handhabbar, dass ihrem Einsatz auch in Entwicklungsländern nichts im Wege steht.

Weiterhin ist dieser Generatortyp für den Einsatz am Wasserrad deutlich günstiger als am Windrad, was den Zielsetzungen des Hilfsprojektes „Mills“ weiter entgegenkommt. Bezüglich der *Robustheit* der unterschiedlichen Systeme ist wiederum der ferroresonante Transformator zu bevorzugen. Das völlige Fehlen komplexer Elektronik und die einfache Bauweise der magnetischen Komponenten sind die Gründe für seine hohe Lebensdauer. Es sind funktionstüchtige Geräte bekannt, die seit über 40 Jahren im permanenten Einsatz sind.

Zum Matrixumrichter sind keine Erfahrungswerte bekannt, da diese Topologie erst seit wenigen Jahren Verwendung findet. In der Umrichtertechnik stellen die Elektrolytkondensatoren des Gleichspannungszwischenkreis das Nadelöhr der Lebensdauer dar. Die Lebensdauer der hier eingesetzten Elemente ist vom Hersteller mit bis zu 40.000 Betriebsstunden angegeben. Im Dauereinsatz ergeben sich daraus weniger als fünf Jahre, nach denen diese Elemente auszutauschen wären. Da der Matrixumrichter nicht über diese Zwischenkreiselemente verfügt, ist zu erwarten, dass er gegenüber dem PWM-Umrichter mit Zwischenkreis zu bevorzugen ist.

Teil IV

Realisierung und Messergebnisse

Dieses Kapitel befasst sich mit den gefertigten Aufbauten und den daraus gewonnenen Erkenntnissen. Es enthält die Messergebnisse, die an den verschiedenen Konfigurationen ermittelt wurden, sowie die Beschreibung der zur labortechnischen Handhabung notwendigen Simulationssysteme.

9 Simulation des Primärtriebs

Die in Kapitel 3 dargestellten Grundlagen ermöglichen die Bestimmung der zur Simulation des Windrades notwendigen Parameter. Da eine analytische Beschreibung des Wasserrades nicht möglich ist, kommen hier die Messdaten aus dem Laboraufbau der fwu, der Forschungsstelle für Wasserwirtschaft und Umwelttechnik der Universität Siegen, zum Einsatz.

9.1 Parameter des Windrades

Im Kapitel 3.1 sind die Gleichungen aufgezeigt, die eine Dimensionierung des Windflügels ermöglichen. Für eine elektrische Leistung von $3kW$ und einem Gesamtwirkungsgrad von Generator und Getriebe $\eta = \eta_{Generator} \cdot \eta_{Getriebe} = 0.9$ ausgehend, muss die zugeführte mechanische Leistung $3330W$ betragen, die Berechnung erfolgt für $3400W$, die Nennwindgeschwindigkeit, bei der diese Leistung gelten soll, beträgt $v_{Wind} = 10 \frac{m}{s}$.

Mit diesen Vorgabewerten ergibt sich eine vom Flügel zu überstreichende Fläche von

$$A_0 = \frac{2 \cdot P_{Wind}}{\rho_{Luft} \cdot v_{Wind}^3} = \frac{2 \cdot 3400}{1.22 \cdot 1000} m^2 = 5.57 m^2. \quad (9.1)$$

Die Einbringung des Betz'schen Maximums führt auf:

$$A_1 = \frac{5.57 m^2}{0.59} = 9.44 m^2. \quad (9.2)$$

Die Nabe, die etwa 12.5% des Flügeldurchmessers ausmacht, liefert keinen Beitrag zur Drehmomentbildung. Die Einbringung des erforderlichen Korrekturfaktors in die Gleichung für die Kreisfläche führt auf den Rotorradius r und die Blattlänge l_B :

$$r = \sqrt{\frac{A_1}{\pi \cdot (1 - 0.125^2)}} = \sqrt{\frac{9.44 m^2}{0.984 \pi}} \approx 1.75 m, \quad l_B = 1.75(1 - 0.125)m \approx 1.53 m. \quad (9.3)$$

Die Ermittlung der Charakteristik des Flügels in Form einer Drehzahl-Drehmomentkurve erfolgt nach [20] aus den auf λ normierten Kurven für Leistungs- und Drehmomentbeiwerte. Da der Aufbau eines Flügels mit anschließender Vermessung in einem geeigneten Windkanal den Rahmen der vorliegenden Arbeit bei weitem übersteigt, kam für die Simulation nur in Frage, den Charakter eines bekannten Flügels auf das Modell zu übertragen.

Für den als Beispiel gewählten Flügel muss nun zunächst die Beschreibung der Verläufe von $c_p(\lambda)$ und $c_M(\lambda)$ als Polygonzug aus linearen Teilstücken erfolgen; solche Kurven gehören zum Lieferumfang eines Flügels und sind maßgeblich von dessen Geometrie abhängig. Das Verhältnis $\lambda = \frac{v_U}{v_{Wind}}$ für die maximale Leistung ist für diesen Flügel mit einem Wert von 7 gegeben. Dieser Wert hat sich bei der Konstruktion als guter Kompromiss zwischen Flügeldurchmesser und Geräusentwicklung durchgesetzt.

Für einen festen dreiblättrigen Flügel mit aerodynamischem Profil liefert die Literatur die in den Bildern 9.1 und 9.2 dargestellten Kurven.

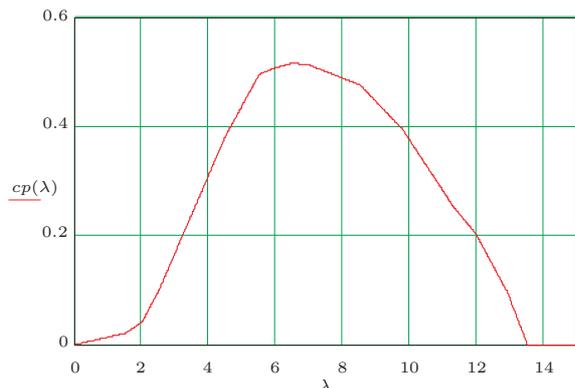


Bild 9.1: Leistungsbeiwert

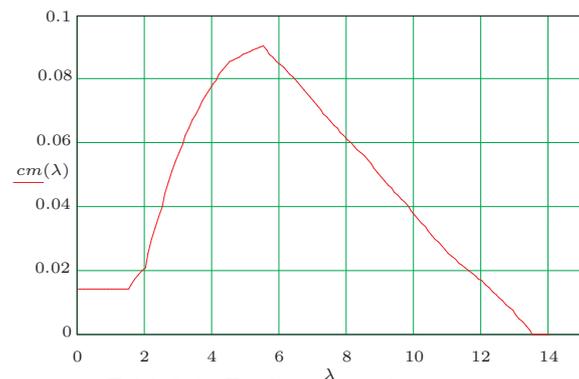


Bild 9.2: Drehmomentbeiwert

Aus diesen Kurven erfolgt nun die Berechnung der vom Flügel eingeholten Leistung P in Abhängigkeit von aktueller Flügeldrehzahl und momentaner Windgeschwindigkeit aus

$$P = P_{Wind} \cdot c_p(\lambda) = \frac{1}{2} A \cdot \rho_{Luft} \cdot v_{Wind}^3 \cdot c_p(\lambda). \quad (9.4)$$

Aufgetragen für Windgeschwindigkeiten von 0 – 10, 12, 15 und 20 $\frac{m}{s}$ sieht das Resultat wie in Bild 9.3 aus:

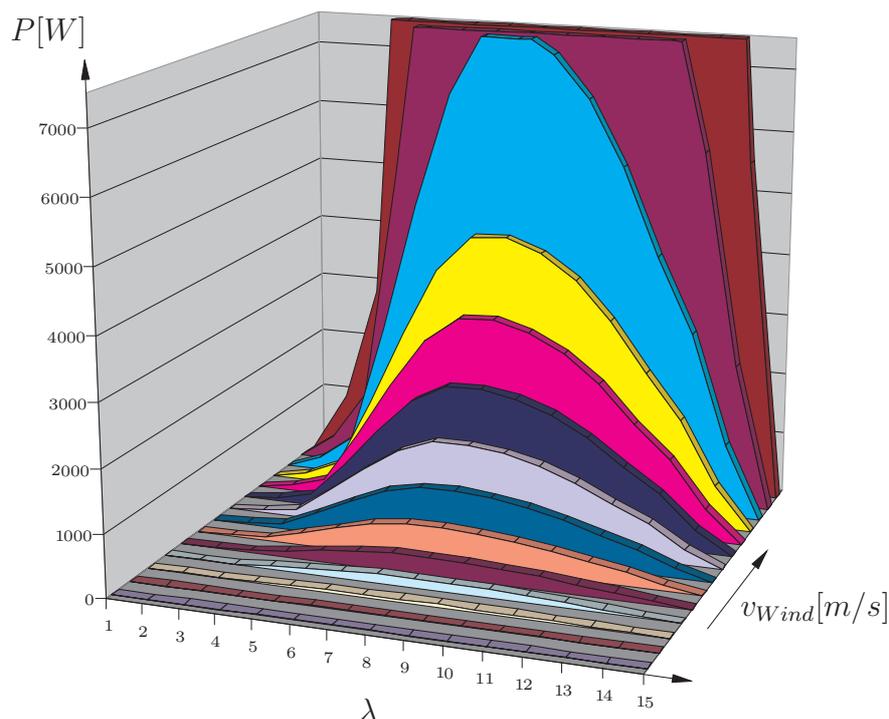


Bild 9.3: Leistung als Funktion von Wind- und Flügelschwindigkeit

Die Grafik 9.3 veranschaulicht den dominanten Einfluss der dritten Potenz, mit der die Windgeschwindigkeit in die Leistungsausbeute eingeht. Deutlich auszumachen ist, dass für Windgeschwindigkeiten jenseits der Bemessungsgröße der Generator auch deutlich mehr Leistung abgeben könnte. Dies darf aber aus Gründen der Betriebssicherheit nicht geschehen, da eine Überschreitung der für den Generator zulässigen elektrischen Größen ebenso zu vermeiden ist wie das Auftreten unzulässiger mechanischer Belastungen des Energiewandlers.

Da die Leerlaufdrehzahl des Windflügels der Windgeschwindigkeit proportional ist, kann keine Betrachtung einer festen Obergrenze in die Dimensionierung des Generators einfließen, was dessen Auswahl und Auslegung erschwert. Als Konsequenz ergibt sich damit ab einer gewissen Windgeschwindigkeit eine Festbremsung oder ein aus dem Wind drehen der Anlage, um diese vor Beschädigung zu schützen.

9.2 Parameter des Wasserrades

Das an der Forschungsstelle für Wasserwirtschaft und Umwelt an der Universität Siegen (fwu) aufgebaute Modell eines oberflächigen Wasserrades stellt für die durchgeführte Untersuchung die Grundlage dar, Daten eines solchen Primärantriebes zu gewinnen und einen Ansatz zur Beschreibung dieses Systemes zu liefern.

Im Zuge des Projektes „TRAFO-Mills“, TRAFO steht für *Transferorientierte Forschung an Fachhochschulen in Nordrhein-Westfalen*, entwickelt die fwu ein System, um in Ländern der Dritten Welt mit Hilfe des Wasserrades Korn zu mahlen, Öl zu pressen oder die Versorgung mit Elektrizität zu gewährleisten [44].

Das Projekt ist eine interdisziplinäre Kooperation der fwu mit der ProAqua Ingenieurgesellschaft für Wasser- und Umwelttechnik mbH, der BEGA Wasserkraftanlagen GmbH, dem äthiopischen Arba Minch Water Technology Institute und dem Institut für Leistungselektronik und Antriebe der Universität Siegen. Die hier vorgestellte Arbeit leistet den elektrotechnischen Beitrag zu diesem Projekt.

Ziel dieses Projektes ist unter anderem die Entwicklung eines Wasserrades, dessen Zusammenbau vor Ort möglich ist. Weitere Ziele sind ein einfacher Aufbau, die Verwendung kostengünstiger Materialien und die Forderung, dass nur Materialien zum Einsatz kommen, die auch in Entwicklungsländern verfügbar sind. Da die bisher gängige Technik, das Rad zu bauen und per LKW an den Bestimmungsort zu bringen, nicht anwendbar ist, muss das Rad aus Einzelteilen bestehen. Diese sollen sich transportieren oder ggf. direkt vor Ort aus geeignetem Rohmaterial herstellen lassen.

9.2.1 Parameterbestimmung am Modell

Da auch an der fwu zunächst keine Erfahrungen mit Wasserrädern vorlagen, wurden erste Versuche mit einem Wasserrad gemacht, das ursprünglich als Ausstellungsstück konzipiert war und vom Hersteller für den Aufbau einer ersten Versuchsanlage zur Verfügung gestellt wurde.

Der Test- und Prüfstand im Wasserbaulabor der fwu besteht aus einem betonierten Fundament, das von einer Holzkonstruktion getragen, das Wasserrad aufnimmt. Ein Ausgleichsbehälter von 200 Litern Volumen sorgt für eine kontinuierliche Beschickung der Schütte mit Wasser und gleicht Schwankungen in der von der Pumpe gelieferten Wassermenge aus.

Ein Rahmen aus Plexiglas schützt die Laborumgebung vor Spritzwasser, Bild 9.4 zeigt ein Bild des Laboraufbaus.

Das oberflächliche Rad ist mit vierzehn Schaufeln ausgestattet, die nach den Vorgaben aus [23] in parabelform gefertigt sind und ein Volumen von je drei Litern aufweisen. Mit einem Durchmesser von einem Meter weist das Rad ein Schluckvermögen von 20 Liter pro Sekunde auf.

Über ein Zuleitungssystem mit induktiver Durchflussmessung kann die Beschickung des Rades mit einem genau einstellbaren Volumenstrom erfolgen. An das Rad ist über einen Zahnriemen ein Generator angekoppelt, der für die durchgeführten Messungen als Belastungsmaschine fungiert. Der Messung der Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie der Einrichtung liegt die Idee zugrunde, bei fest eingestellter Zuflussmenge die Last am Generator durch Erhöhung des Stromes kontinuierlich zu vergrößern.

Die Ausmessung der Antriebscharakteristik eines Wasserrades ist in der Literatur nur selten dokumentiert. Grund hierfür ist, dass an bereits installierten Wasserkraftanlagen die Bestimmung des Momentanwertes des Volumenstromes schlecht zu realisieren ist. Außerdem ist die Einstellung des Zuflusses nicht mit hinreichender Genauigkeit möglich, das Einbringen geeigneter Messtechnik in einen Flusslauf erweist sich ebenfalls als schwierig. Lediglich in [23] finden sich gemessene Kennlinien eines Wasserrades. Das Wasserbaulabor der fwu mit der oben beschriebenen Testapparatur bietet hier eine hervorragende Möglichkeit, einen Einblick in die Antriebscharakteristik dieser Art Schwerkraftmaschine zu gewinnen.



Bild 9.4: Prüfstand für das Wasserradmodell

Für die ersten Messungen stand nur das kleine Rad als Modell zur Verfügung. Die Auswertung ergab die im folgenden präsentierten Ergebnisse. Das günstigste, im Versuch ermittelte Übersetzungsverhältnis beträgt für dieses Modell und den zugehörigen Generator

$$\ddot{u} = \frac{n_{Rad}}{n_{Generator}} = \frac{1}{15.5} \quad (9.5)$$

Wie in Kapitel 3.2 beschrieben ist, stellt sich eine vom Volumenstrom unabhängige Maximaldrehzahl ein, die am vorliegenden Rad 47min^{-1} nicht überschreitet. Für verschiedene Volumenströme Q ergeben sich, wie zu erwarten, unterschiedliche Leerlaufdrehzahlen n_0 . Ebenso variiert die Drehzahl, bei der die maximale Leistung abgegeben wird, in Abhängigkeit vom Zufluss.

Die Messungen und eine zugehörige Näherung ergaben für die Leerlaufdrehzahl n_0 und die Drehzahl bei maximaler Leistung $n|_{P=P_{max}}$ für eine Variation der Zuflussmenge Q die im Bild 9.5 dargestellten Verläufe.

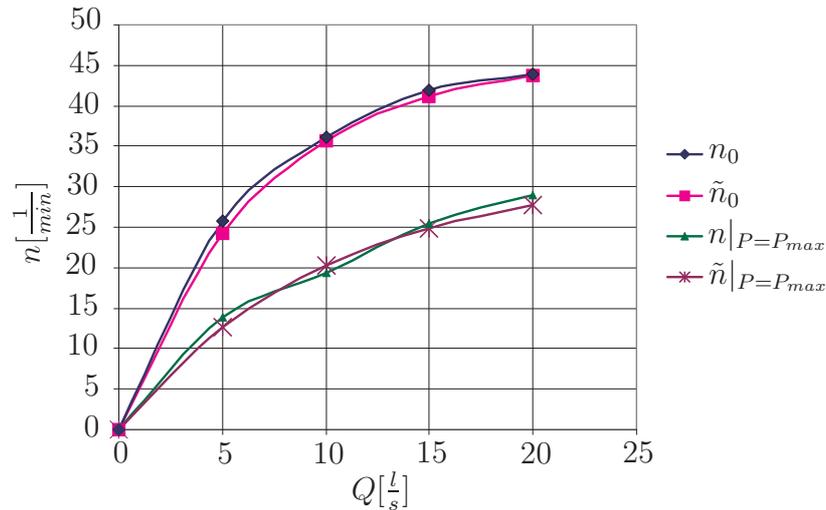


Bild 9.5: n_0 und $n|_{P=P_{max}}$ als Funktion des Volumenstromes

Dabei sind die folgenden Näherungen zu berücksichtigen:

$$\tilde{n}_0 = 46 \cdot \left(1 - e^{-\frac{3 \cdot Q}{Q_{max}}}\right) \quad (9.6)$$

$$\tilde{n}|_{P=P_{max}} = 32 \cdot \left(1 - e^{-\frac{2 \cdot Q}{Q_{max}}}\right) . \quad (9.7)$$

Ebenso lässt sich das Drehmoment bei maximaler Leistung und definiertem Volumenstrom $M(P_{max}, Q)$ darstellen. Die Messwerte und die Näherung sind in Bild 9.6 zu sehen.

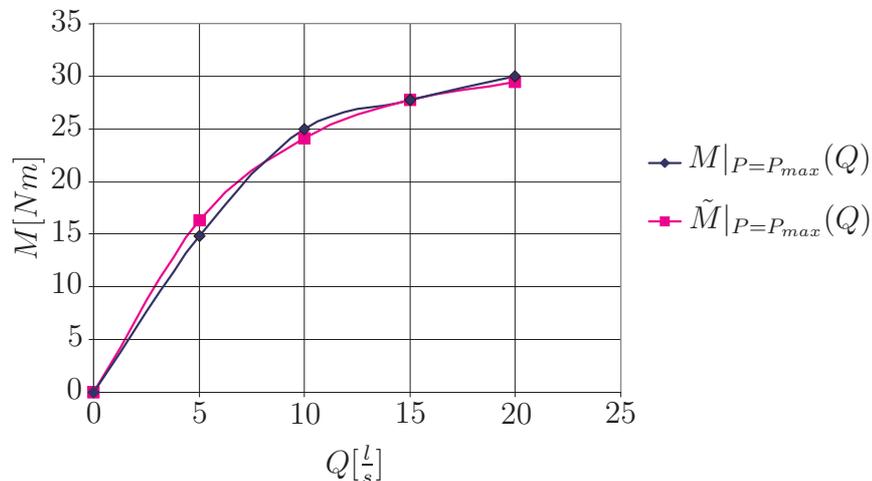


Bild 9.6: Drehmoment bei maximaler Leistung

Für die Näherung gilt die Gleichung

$$\tilde{M}|_{P=P_{max}} \approx 27 \cdot \left(1 - e^{-\frac{3 \cdot Q}{Q_{max}}}\right). \tag{9.8}$$

Die Lotung der maximalen Leistung P_{max} bei einem feststehenden Volumenstrom Q erlaubt nun die Bestimmung der sich einstellenden Drehzahl $n(n|_{P=P_{max}}, Q)$.

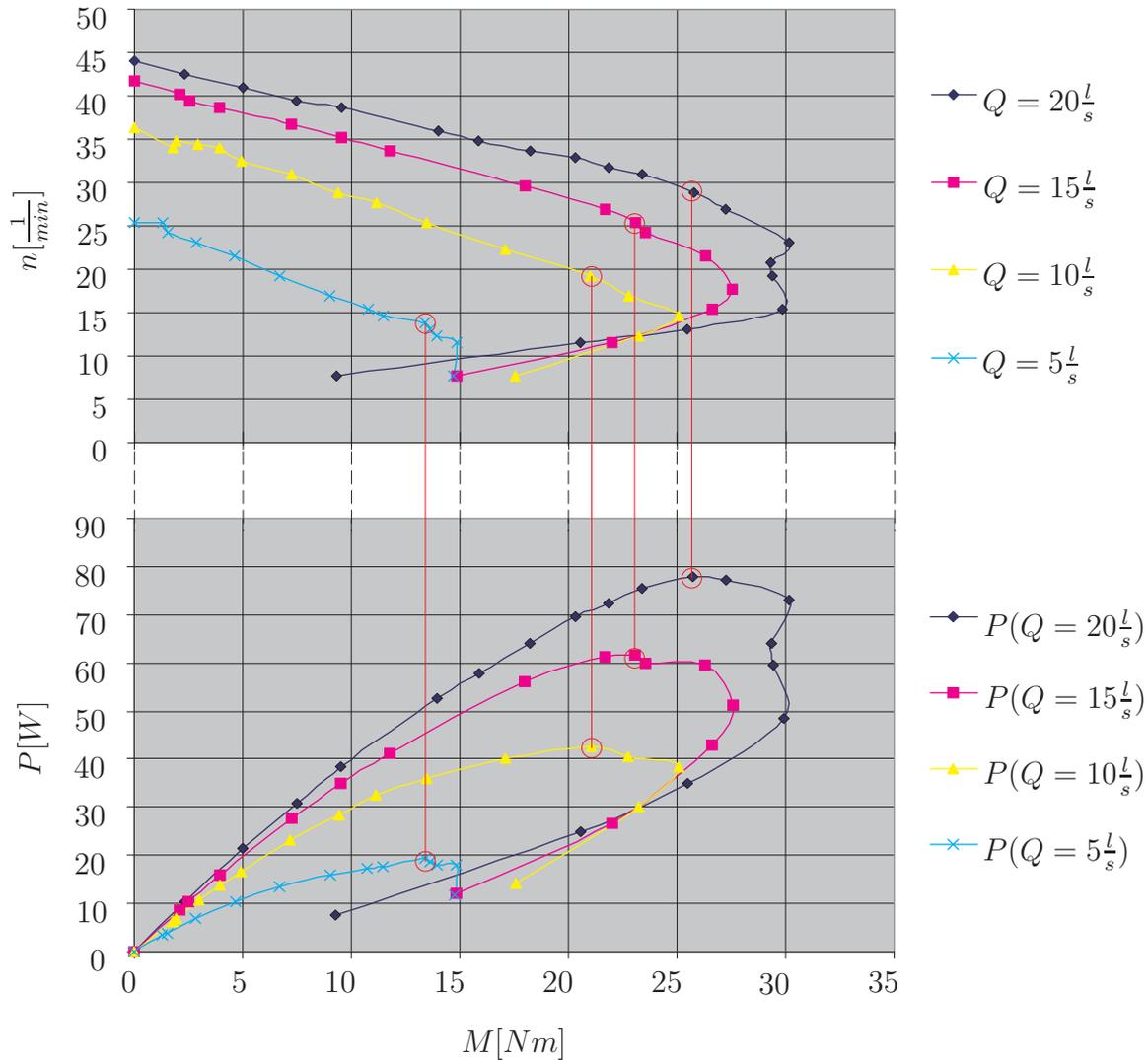


Bild 9.7: Zufuss-Drehzahl-Zusammenhang am Wasserrad

Da die Generatordrehzahl nur über einen Proportionalitätsfaktor \ddot{u} mit der Drehzahl des Wasserrades verknüpft ist (9.5), und die Zusammenhänge

$$I_{Generator} \sim M_{Generator} = M_{Rad} \cdot \ddot{u}^{-1} \tag{9.9}$$

$$U_{Generator} \sim n_{Generator} = n_{Rad} \cdot \ddot{u} \tag{9.10}$$

gelten, entstehen n/M bzw. U/I -Paare die dadurch eindeutig zuzuordnen sind, dass ein Betriebspunkt des Wasserrades jenseits der vom Zufuss abhängigen Maximalleistung nicht sinnvoll ist.

Das Bild 9.8 dient als Beispiel für das hier vermessene Rad. Es zeigt exemplarisch die Ermittlung des Betriebspunktes für $Q = 15 \frac{l}{s}$ und eine abgegebene Leistung von $P = 55W$:

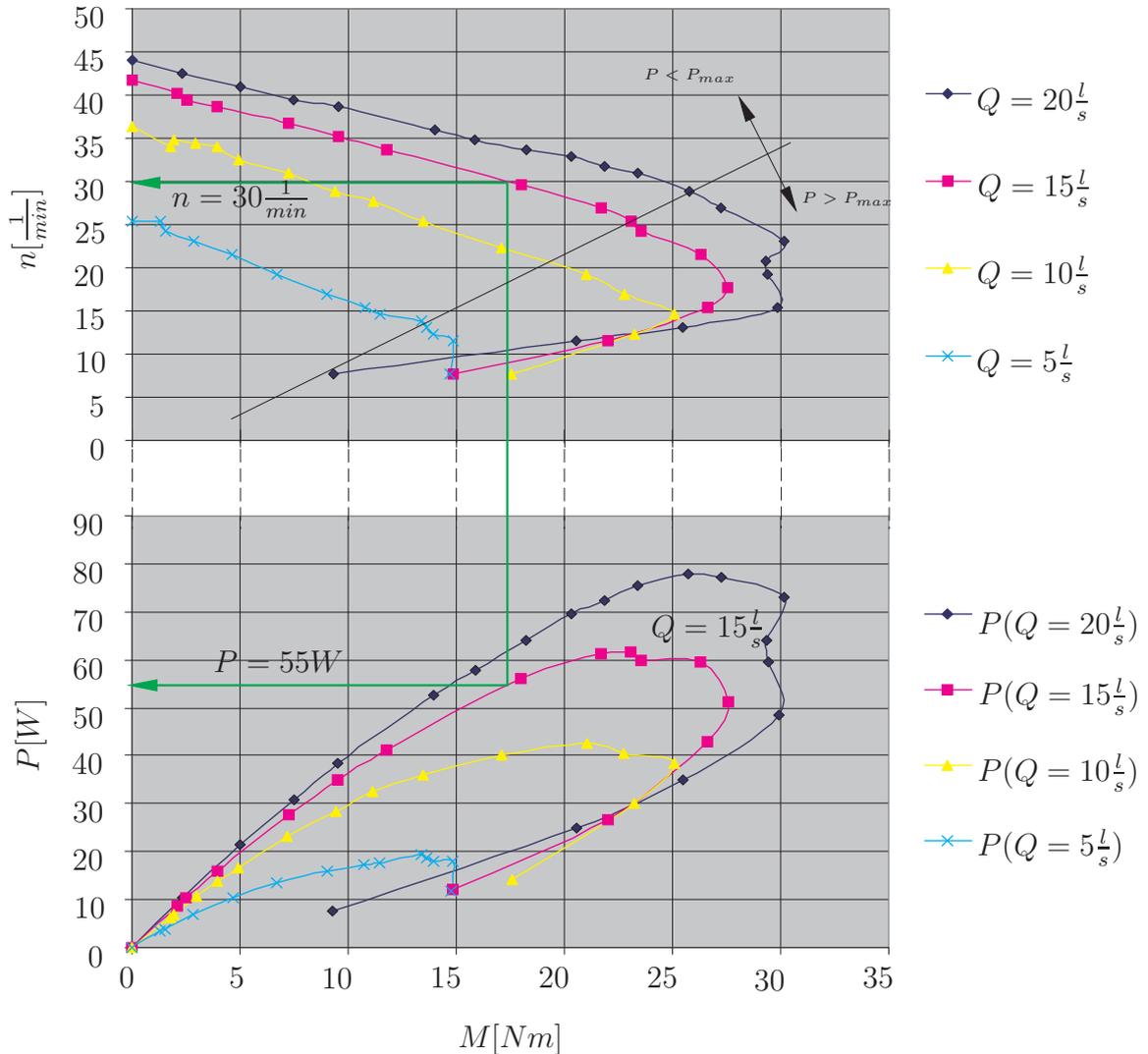


Bild 9.8: Beispiel der Arbeitspunktbestimmung

Am Generator stellt sich der Betriebspunkt ein, für den sich Drehzahl und Drehmoment ergeben zu: $n = 30 \frac{1}{min} \cdot 15.5 = 465 \frac{1}{min}$, $M = 17.5 Nm / 15.5 = 1.13 Nm$.

Die Simulation des Modelles im Labor basiert, ebenso wie beim Windrad, darauf, die Drehzahl zu messen, um bei gegebenem Volumenstrom das zugehörige Moment des Antriebs zu errechnen.

Da die Kurvenverläufe für alle zulässigen Betriebspunkte $n(M, Q)$ bis zur Maximalleistung auf einer Geraden liegen stellt sich deren Berechnung wie folgt dar: Der Startpunkt der Geraden liegt für alle Kurven der Schar im Punkt $(0, n_0(Q))$ und die darin enthaltene Leerlaufdrehzahl ist nach Gleichung 9.6:

$$n_0(Q) \approx 46 \cdot \left(1 - e^{-\frac{3 \cdot Q}{Q_{max}}}\right).$$

Die Strecke endet an dem Punkt $(M|_{P=P_{max}}, n|_{P=P_{max}})$, dessen Komponenten mit den Gleichungen 9.7 und 9.8 bestimmbar sind. Mit der allgemeinen Geradengleichung

$$y = m \cdot x + b \text{ und} \quad (9.11)$$

$$m = \frac{x_2 - x_1}{y_2 - y_1} \text{ sowie} \quad (9.12)$$

$$b = y(0) = n_0 \quad (9.13)$$

stellt sich der Verlauf der Funktion $n(M, Q)$ dar als

$$n(M, Q) = \frac{n|_{P=P_{max}} - n_0}{M|_{P=P_{max}}} \cdot M + n_0. \quad (9.14)$$

Das Einsetzen der Gleichungen 9.6, 9.7 und 9.8 in 9.14 und Umstellen nach M liefert die implizite Gleichung

$$M(n, Q) = \frac{\left[n(M, Q) - 46 \cdot \left(1 - e^{-\frac{3 \cdot Q}{Q_{max}}} \right) \right] \cdot 27 \cdot \left(1 - e^{-\frac{3 \cdot Q}{Q_{max}}} \right)}{32 \cdot \left(1 - e^{-\frac{2 \cdot Q}{Q_{max}}} \right) - 46 \cdot \left(1 - e^{-\frac{3 \cdot Q}{Q_{max}}} \right)}. \quad (9.15)$$

Am Simulator liegt $n(M, Q)$ als Messwert n , der Volumenstrom Q als einstellbarer Parameter der Software vor.

9.2.2 Messung am Dreieck-Zellensegment-Wasserrad (DZW)

Im Verlauf der anwendungsorientierten Forschung und einer Diplomarbeit der fwu [45] entstand ein Wasserrad aus dreieckförmigen Segmenten (DZW) mit einem Durchmesser von zwei Metern. Dieses Wasserrad, in Bild 9.9 zu sehen, kommt im besonderen dem Wunsch nach einfacher Konstruktion, geringem Bedarf an Montagearbeit und, durch die Zerlegbarkeit, der Forderung nach Transportabilität entgegen.



Bild 9.9: Dreieck Zellensegment Wasserrad der fwu

Auch zu diesem Rad wurden Messreihen durchgeführt, Bild 9.10 zeigt den Drehzahl-Drehmomentverlauf in Abhängigkeit des Volumenstromes $n(M, Q)$.

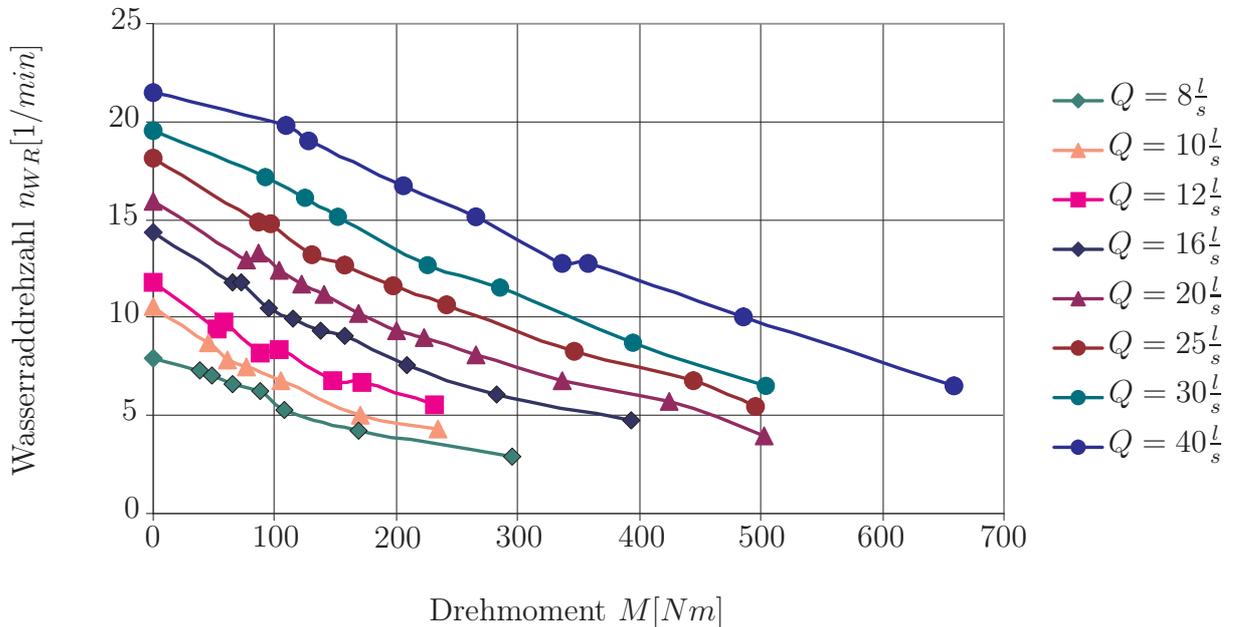


Bild 9.10: Gemessener Verlauf von Drehzahl und Drehmoment $n(M, Q)$

Wie schon an dem kleineren Modell ergibt sich für $P \leq P_{max}$ ein nahezu linearer Zusammenhang zwischen dem von dem Rad abgegebenen Drehmoment und der sich bei diesem Moment einstellenden Umlaufgeschwindigkeit.

Die am Generator verfügbare elektrische Leistung, in Abhängigkeit von Drehzahl und Volumenstrom, stellt sich wie auf Bild 9.11 dar.

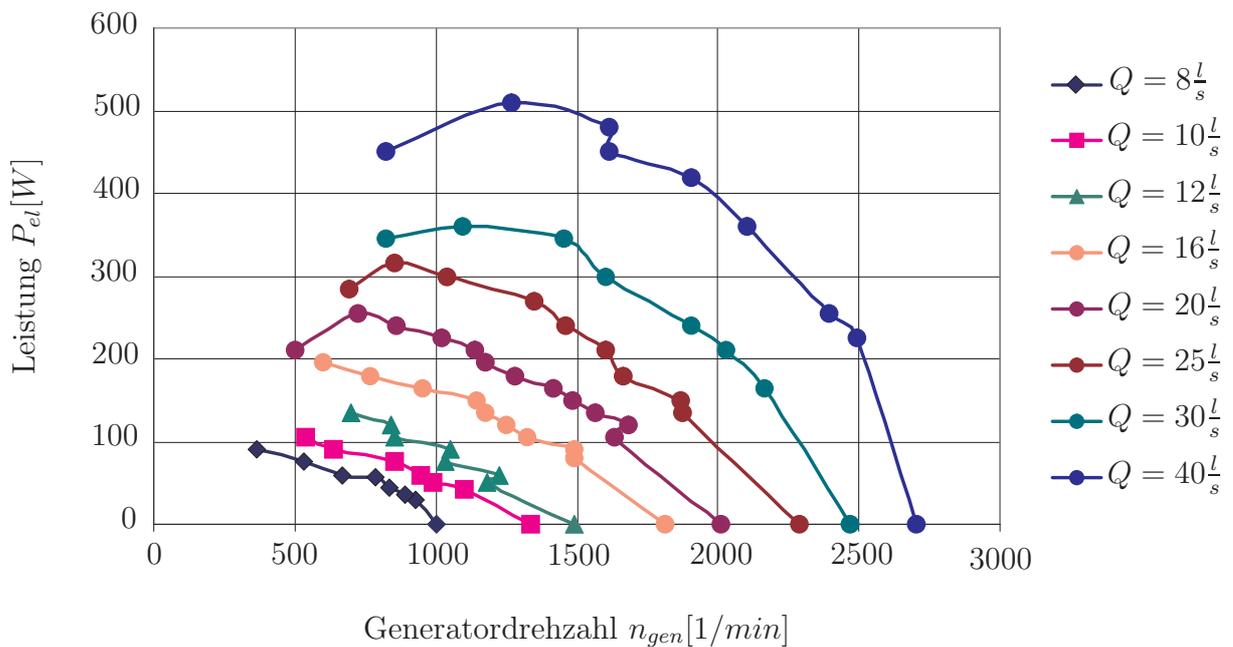


Bild 9.11: Verlauf der elektrischen Leistung $P_{el}(n, Q)$

Auf Bild 9.12 ist der Verlauf von Leerlaufdrehzahl und Drehzahl bei maximaler Leistungsausbeute dargestellt.

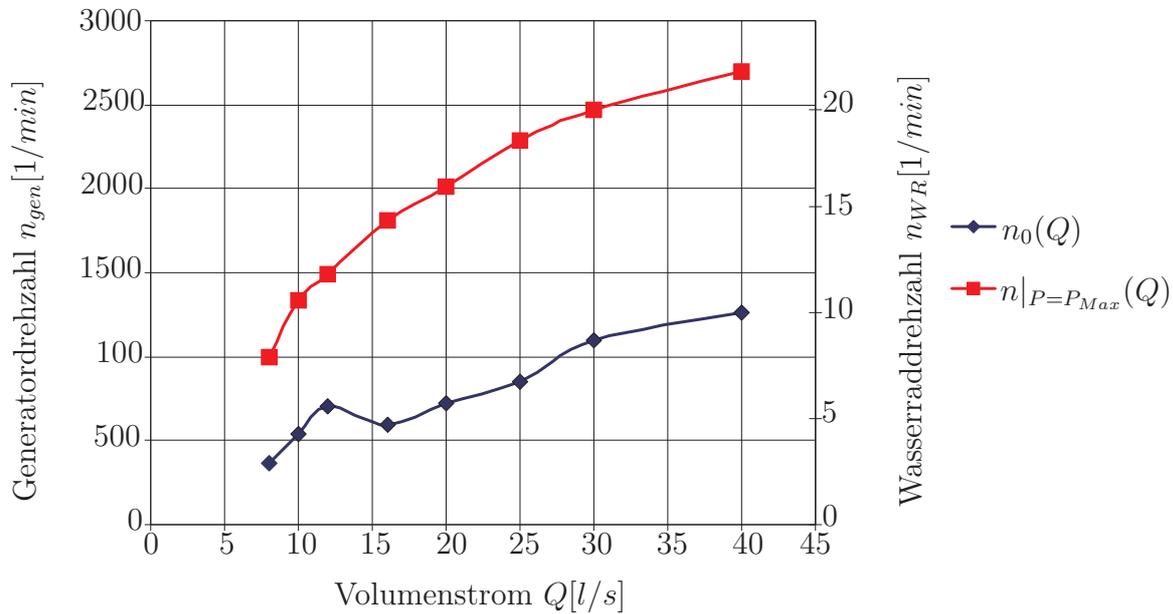


Bild 9.12: Leerlaufdrehzahl $n_0(Q)$ und Drehzahl bei Maximalleistung $n|_{P=P_{Max}}(Q)$

Auch hier deckt sich die gemachte Beobachtung mit den am kleineren Modell gewonnenen Erkenntnissen. Es stellt sich eine feste Maximaldrehzahl ein, die auch bei Vergrößerung des Volumenstromes nicht weiter wächst, die Verläufe von Drehmoment, Leistung, Leerlaufdrehzahl und Drehzahl bei maximaler Leistung sind denen des kleinen Modelles durchaus ähnlich.

Eine Besonderheit des hier vermessenen Segmentzellenwasserrades ist, dass der Umfang des Rades nicht kreisförmig geschlossen ist. Auf Grund der verwendeten Zellen findet an dieser Konstruktion kein Überströmen in die jeweils nächste Schaufel statt. Vielmehr läuft das Wasser, wenn ein Segment gefüllt ist, seitlich am Rad herunter und trägt somit schon ab der obersten Schaufel nicht mehr zur Drehmomentbildung bei. Unter diesem Verhalten leidet der auf den Raddurchmesser bezogenen Wirkungsgrad. Findet ein Überströmen des Rades statt so geht die Energie dieses Anteils der Wassermenge ungenutzt verloren. Überlegungen, diesen Sachverhalt über konstruktive Maßnahmen zu ändern, sind zurzeit Teil der fortschreitenden Arbeit an der fwu.

9.3 Anpassung des Generators an das Wasserrad

Gemäß der Antriebscharakteristik des Primärtriebs muss eine Auslegung des Generators erfolgen, die gewährleistet, dass die Umsetzung der vorhandenen Leistung innerhalb der für den Generator zulässigen Betriebspunkte geschieht. Dazu gehört die Einhaltung sowohl der mechanischen als auch der elektrischen Bemessungsgrenzen. Die maximal zulässige Drehzahl ist ebenso einzuhalten wie der maximal zulässige Strom.

Kapitel 9.2 enthält das im Versuch ermittelte Drehzahl-Drehmoment Verhalten des Wasserrades. Wie aus den Messungen hervorgeht, herrscht im Drehzahlbereich vom Leerlauf bis zur Drehzahl bei maximaler Leistungsabgabe ein linearer Zusammenhang zwischen Drehzahl und Drehmoment. Der ebenfalls lineare Zusammenhang zwischen der vom Generator erzeugten Spannung und seiner Drehzahl ermöglicht es, den für eine vorgegebene Ausgangsleistung notwendigen Strom zu bestimmen. Das Wasserrad der Versuchsanlage gibt maximal $550W$ ab. Eine Skalierung auf größere Leistungen ist unter der Voraussetzung gültig, dass n parallel betriebene Wasserräder bei gleichzeitiger Ver- n -fachung des Volumenstromes bei gleicher Umlaufgeschwindigkeit ein n -faches des Drehmomentes erzeugen. Die errechneten Verläufe für die Leistung, die Spannung und den zugehörigen Strom sind in Bild 9.13 für sechs parallel betriebene Wasserräder in per Unit dargestellt. Ebenso ist im Bild der maximale Strom eingetragen, den die im Experiment verwendete Synchronmaschine abgeben darf.

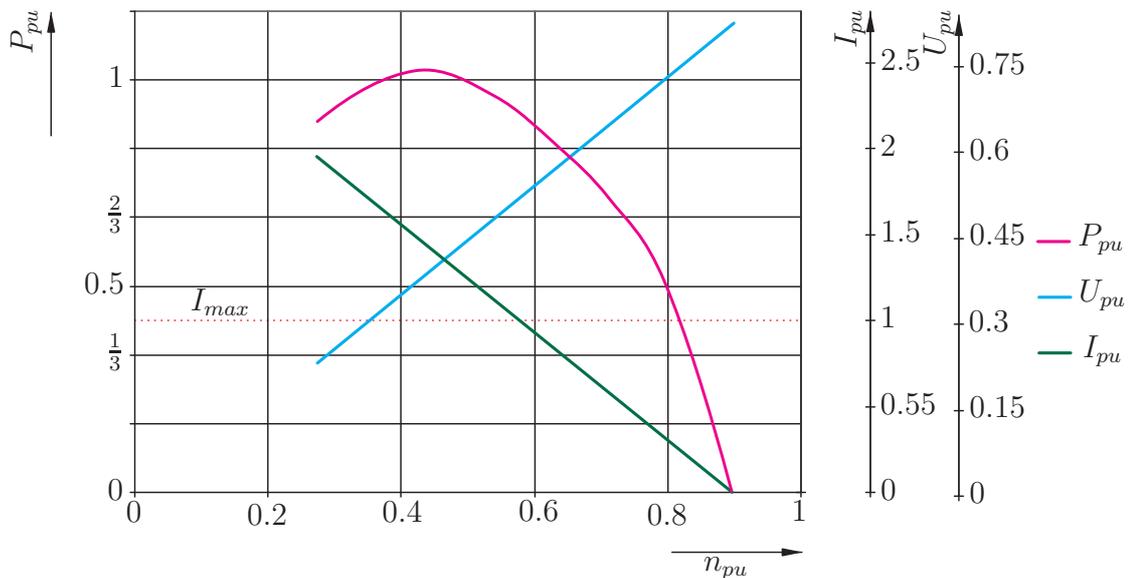


Bild 9.13: Verlauf von Strom, Spannung und Leistung am 6-fach DZW

Die sechs Wasserräder stellen am Punkt der maximalen Leistung die geforderten $3kW$ zwar zur Verfügung, die Synchronmaschine kann diese aber nicht umsetzen. Der Grund liegt darin, dass der Generatorstrom eine Größe jenseits seiner Bemessung annimmt, was zu einer Überlastung oder Zerstörung des Generators führt. Um an dieser Konstruktion $3kW$ gewinnen zu können, muss der Generator einen Strom von etwa $14A$ liefern, was einer Überdimensionierung um 40% entspricht. Da bei Leerlauf die Generatordrehzahl bereits im Bereich der Maximaldrehzahl liegt, kommt eine Änderung der Übersetzung nicht in Frage.

Der Umrichter fährt die Antriebsmaschine in der Konfiguration *Drehzahl geregelt mit Momentreduktion* wodurch ermöglicht wird, die Anordnung entlang der vom Antrieb vorgeschriebenen Drehzahl-Drehmomentkurve zu betreiben, die Struktur der Regelung stellt sich gemäß Bild 9.15 dar:

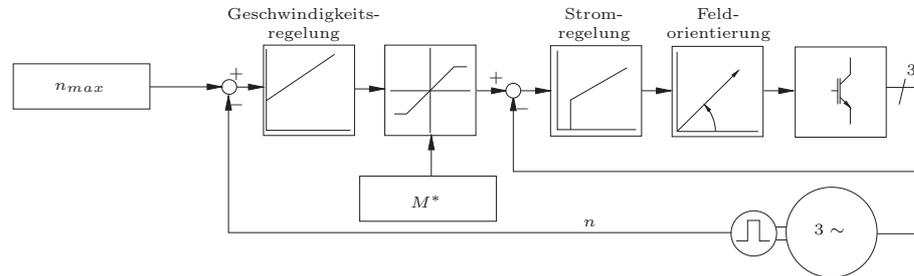


Bild 9.15: Blockschaltbild der Regelstruktur

Am Monitor des PC kann die Überwachung der Augenblickswerte von Generatorleistung, Antriebsleistung, Drehzahlen und Drehmoment geschehen, Schieberegler ermöglichen die Variation des Volumenstromes.

Weiterhin erlaubt das als VI, oder Virtuelles Instrument, bezeichnete Interface die Einbeziehung verschiedener Getriebestufen und Getriebewirkungsgrade, was eine Anpassung des VI an verschiedene Generatortypen ermöglicht. Bild 9.16 zeigt einen Screenshot des Benutzerinterfaces.

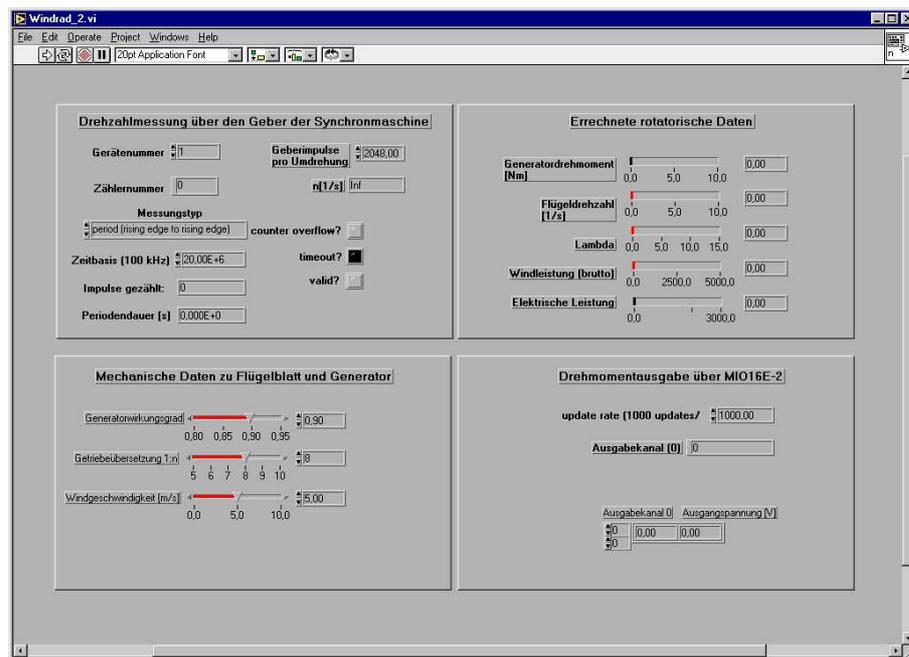


Bild 9.16: VI zur Simulationssteuerung

Da dem virtuellen Instrument die Charakteristik der antreibenden Einheit in Form einer polygonalen Näherung der Drehzahl-Drehmomentkurve für die Auswertung zur Verfügung steht, lassen sich mit dieser Anordnung alle in dieser Hinsicht bekannten Antriebe simulieren. Durch einfache Variation der Charakteristik beherrscht das VI alle für die hier gemachten Untersuchungen notwendigen Systeme. Dies beinhaltet sowohl die Arbeit mit verschiedenen Windflügeln als auch das Simulieren völlig anderer Konzepte. Wasserturbinen, Wasserräder oder der Exot Stirlingmotor können bei bekannter, oder im Versuch ermittelter Charakteristik, Einzug in die Arbeit halten.

Die Bilder 9.17 und 9.18 zeigen den im Labor verwendeten Umrichter, die generatorseitige Messanordnung sowie den eingesetzten Maschinensatz.



Bild 9.17: Umrichter und Messung

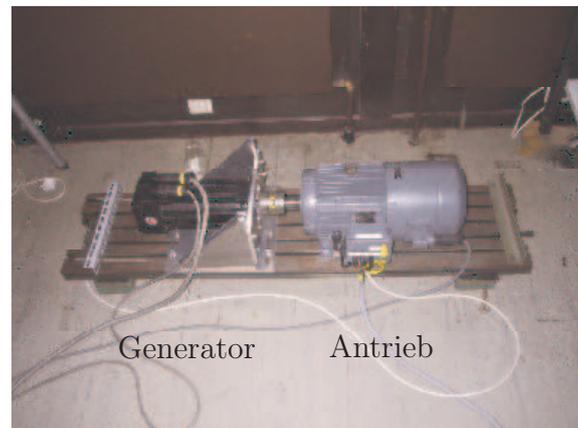


Bild 9.18: Maschinensatz

Ausgehend vom erstellten Laborsystem zur Simulation der mechanischen Seite steht nun eine Apparatur zur Verfügung, die das notwendige Spannungssystem bereitstellt. Darauf aufsetzend erfolgt zunächst die stufenweise Entwicklung der einzelnen Komponenten, woran sich deren Verfeinerung und ihr Zusammenspiel untereinander anschließt. Diese Vorgehensweise erlaubt sowohl das Testen einzelner Abschnitte und Entwicklungsstadien als auch die Durchführung ausgiebiger und dynamischer Tests unter Simulation realer Bedingungen.

9.5 Zusammenfassung zu Kapitel 9

Das vorliegende Kapitel widmete sich der Frage, wie die zur Realisierung der Simulation einer mechanischen Antriebseinheit notwendigen Parameter zu gewinnen sind. Die auf verhältnismäßig einfacher Mathematik beruhende Beschreibung des Windrades zeigt, wie dies für eine simple Windkraftanlage geschehen kann.

Obwohl das Wasserrad historisch die ältere Maschine ist, existieren für diese Mechanik keine solch gut handhabbaren Zusammenhänge. Um so mehr zeigt sich, dass ohne die Hilfe eines realen Modells zur Gewinnung von Messdaten eine Simulation dieses Primärtriebes nicht umsetzbar ist. Die an der fwu geschaffenen Möglichkeiten, Messungen an einer Versuchsanlage durchzuführen, waren in dieser Arbeit der Schlüssel dazu, ein Wasserrad im Labor mit elektrotechnischen Mitteln nachzubilden. Gleichzeitig entsteht mit dem vorhandenen Modell ein Weg, simulatorisch gewonnene Sachverhalte am realen Instrument zu verifizieren. Die Messungen, die am Modell durchgeführt wurden, sind besonders deshalb interessant, weil zum Wasserrad nur wenig Vergleichbares in der Literatur zu finden ist. Der hier gewonnene Einblick und der Vergleich zweier unterschiedlicher Mechaniken ist daher besonders hervorzuheben.

Abschließend beschreibt das Kapitel den Aufbau und die Regelung der im Labor Verwendung findenden elektrischen Einrichtung, die zur Simulation des Primärtriebes dient.

10 Experimentelle Untersuchungen

Im Labor entstanden im Laufe der Arbeit Aufbauten, die zunächst für grundlegende experimentelle Zwecke bestimmt waren und nicht als serienreife Geräte zu betrachten sind. Im einzelnen wurden folgende Labormuster aufgebaut und untersucht:

- Wechselrichter mit Blocktaktung
- Ferroresonanter Transformator
- Hochsetzsteller zur Erzeugung einer konstanten Gleichspannung
- PWM-Wechselrichter als Alternative zur Kombination aus Wechselrichter und Transformator
- Einphasiger Matrixkonverter

Nach der europäischen Norm EN50160 geschieht die Versorgung elektrischer Verbraucher mit einer Wechselspannung, die den in dieser Norm festgehaltenen Kriterien entspricht. Besonderes Interesse fällt hierbei auf Frequenzstabilität, konstante Amplitude, den sinusförmigen Verlauf der Spannung und die darin erlaubten Anteile an Oberschwingungen.

Mehrere Ansätze zur Gewinnung dieser Spannung kommen in Betracht. Zunächst ist mit Hilfe eines Transformators in der Schaltungsvariante als magnetischem Spannungsregler das Ziel zu erreichen. Weiterhin ist mit der Puls-Weiten-Modulation ein System gegeben, das in vielen Bereichen Anwendung findet und ebenfalls Teil der Untersuchung ist. Im Anschluß daran ist der Matrixkonverter als Direktumrichter Teil der Betrachtungen.

Die Reihenfolge spiegelt gleichzeitig die Komplexität der Schaltungen wieder. Der Ansatz mit Hilfe des ferroresonanten Transformators ist die Variante mit dem geringsten Aufwand an elektronischen Bauteilen. Dieser Aufwand steigt bis hin zur sogenannten reinen Siliziumlösung des Matrixumrichters erheblich.

Vor- und Nachteile der einzelnen Schaltungskonzepte sowie der zur Herstellung notwendige finanzielle Aufwand der unterschiedlichen Konzepte sind der Abschluss der Arbeit.

10.1 Permanenterregte Synchronmaschine

Verwendet wird ein Servomotor vom Typ *SDM101-010N8* der Firma ABB. Die Messreihe an der permanenterregten Maschine brachte die erwarteten und aus der Literatur bekannten Daten. Das von der generatorisch betriebenen Maschine abgegebene Spannungssystem U_{U0}, U_{V0}, U_{W0} ist in Amplitude und Frequenz der Drehzahl direkt proportional. Die Leerlaufspannung weist im gesamten Drehzahlbereich nur sehr geringe Anteile an Oberschwingungen auf.

Die sechspolige Maschine gibt bei 3000 min^{-1} , bzw. $\Omega_{\text{mech}} = 100 \frac{\pi}{s}$, eine Leerlaufspannung von $U_{UV} = 314 \text{ V}$ ab, der Zusammenhang zwischen Drehzahl und Spannung läßt sich durch

$$U_{UV} = 1 \frac{\text{Vs}}{\text{rad}} \cdot \Omega_{\text{mech}}$$

angeben.

Die Ermittlung des Ständerstrangwiderstandes der intern fest verdrahteten Maschine ergab 2.3Ω .

Für eine vollständige Beschreibung der Maschine sind zusätzlich die Parameter X_d und X_q sowie die transiente Reaktanz X'_d notwendig. Die Längs- und Querreaktanzen lassen sich über die zugehörigen Induktivitäten L_d und L_q ermitteln. Hierzu erfolgt nach [47] die indirekte Messung über Phasenstrom- und Spannung. Eine Mittelung aus mehreren Messungen ergab hierbei eine Induktivität vom $8.9mH$ pro Strang.

Die transiente Induktivität L'_d die die Dämpfungseigenschaften der Maschine widerspiegelt, läßt sich aus der Messung der Anstiegsgeschwindigkeit des Stromes gewinnen.

Hierzu erfolgt die Aufschaltung des notwendigen Spannungspulses mit Hilfe eines zuvor geladenen Kondensators. Das Oszillographieren von Strom und Spannung bringt folgendes, in Bild 10.1 gezeigtes, Ergebnis:

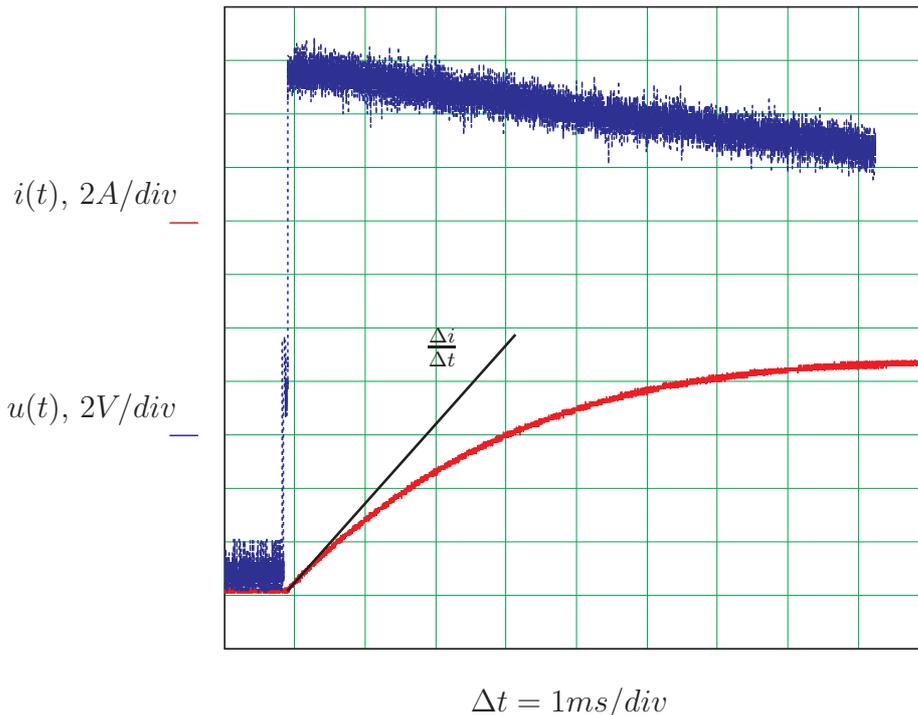


Bild 10.1: Stromanstieg an der Synchronmaschine

Während der ersten Millisekunde kann die Spannung gut als konstant gelten, die Tangente an die e-Funktion des Stromes stellt in diesen Zeitraum dessen Anstiegsgeschwindigkeit dar. Die Induktivität $L + L'_d$ resultiert zu:

$$\begin{aligned} L_d + L'_{d1} &= \frac{U}{\frac{di}{dt}} \\ &= \frac{20V}{\frac{3A}{2ms}} \\ &= 13.3mH \end{aligned}$$

Da hierbei wieder über die Klemmen UV nach W eingespeist wird, sind mehrere Spulen beteiligt; die Induktivität für das Ersatzschaltbild ergibt sich somit zu

$$L_d + L'_d = \frac{2}{3}(L_d + L'_{d1}) = 8.89mH .$$

Da offensichtlich $L_d \approx L_d + L'_d$ ist, kann sofort die Vereinfachung $L'_d = 0$ erfolgen.

Für die Auslegung geeigneter Schutzmaßnahmen an den elektronischen Komponenten muss das Kurzschlußverhalten der Maschine bekannt sein. Der nicht zu vernachlässigende Wicklungswiderstand und die Induktivität der Maschine begrenzen den zu erwartenden Kurzschlußstrom.

Im Versuch wurde die Maschine mit Nenndrehzahl betrieben und mittels eines Kurzschlußschützes eine niederohmige Verbindung geschaltet. Die Aufzeichnung des Maschinenstromes mit dem Oszilloskop brachte das in Bild 10.2 dargestellte Ergebnis.

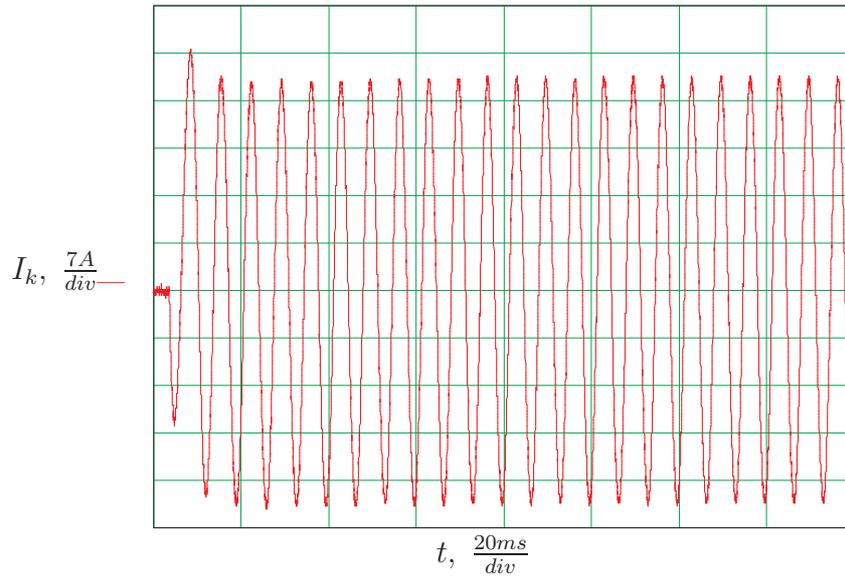


Bild 10.2: Kurzschlußstrom des PM-Generators

Der Stoßkurzschlußstrom der Maschine erreicht einen Wert von etwa $35A$, der stationäre Kurzschlußstrom etwa $30A$. Das schnelle Abklingen des Stoßkurzschlußstromes zeigt, dass die Annahme $L'_d = 0$ gerechtfertigt ist.

10.2 Permanenterregte Synchronmaschine mit umschaltbarer Ständerwicklung

Wie in Kapitel 4.2 beschrieben, ist es mit Triacs und einer entsprechenden Logik möglich, die Ausgangsspannung der Maschine über die Variation der Schaltung der Ständerwicklung an die Drehzahl anzupassen.

Zu diesem Zweck wurde im Zuge der vorliegenden Arbeit eine permanenterregte Synchronmaschine in der Bauform einer Aussenpolmaschine umgewickelt. Wie sich herausstellte, verfügte die Maschine nicht über genug Wickelraum, um die notwendige Spannung zum Betreiben der leistungselektronischen Wandler zu erzeugen. Trotzdem ist hier die Vorgehensweise beschrieben. Grund dafür ist, dass die zur Verfügung gestellte Maschine zur Zeit der Durchführung der Arbeit in einer größeren Variante in Planung war. Diese stand leider bis zum Abschluß der Arbeit nicht zur Verfügung, die technischen Daten lassen aber darauf schließen, dass mit dieser Maschine der passende Drehzahl/Spannungsbereich bereitstünde.

Die mit der kleinen Maschine gewonnenen Erkenntnisse lassen sich ausserdem auf die Maschine der größeren Bauform übertragen, weiterhin könnte ein Transformator zum Einsatz kommen, um das notwendige Spannungsniveau zu erreichen.

Über die Spannung an einer der sechs Spulen der Maschine kann die Entscheidung fallen, welche der Konfigurationen aktuell verfügbar sein muss. Die nachfolgende Tabelle gibt einen Überblick über die Betriebsmodi:

Drehzahl	Modus	Spannung
$0 < n \leq 1500$	Stern, N	$0 < U \leq 100V$
$1500 < n \leq 3000$	Stern, $\frac{N}{2}$	$50V < U \leq 100V$
$3000 < n \leq 6000$	Dreieck, $\frac{N}{2}$	$56V < U \leq 112V$

Innerhalb eines einzelnen Intervalls ist die Ausgangsspannung gemäß dem Induktionsgesetz linear von der Drehzahl abhängig.

Über den gesamten Drehzahlbereich $0 < n < 6000 \text{min}^{-1}$ hat dann die Ausgangsspannung die in Bild 10.3 skizzierte Gestalt:

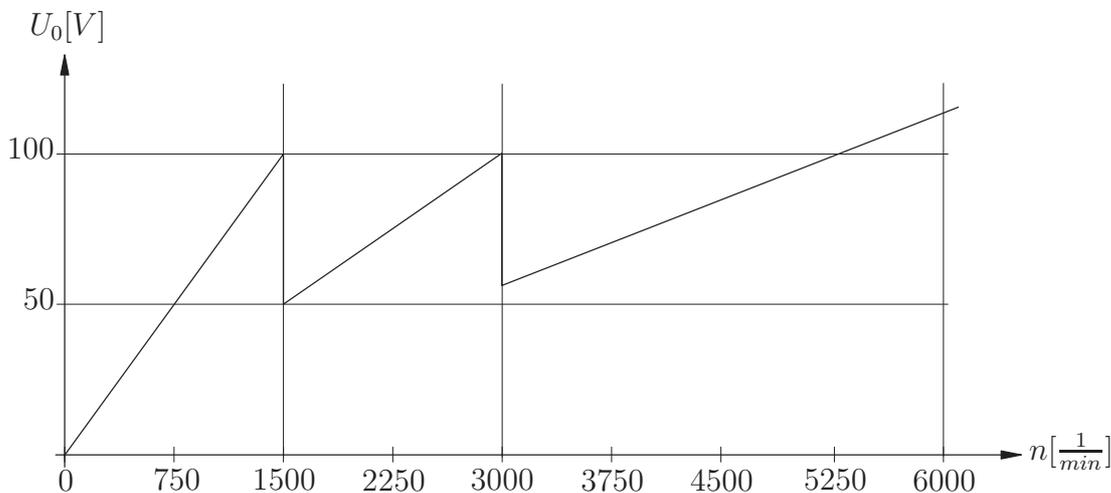


Bild 10.3: Ausgangsspannung der Aussenpolmaschine

Die einfache Konstruktion des Läufers des Generators mit gerade angeordneten Magneten läßt erwarten, dass die Ausgangsspannung deutlich von der Sinusform abweicht. Die Ermittlung der Spannung U_{U0} der Maschine in Bild 10.4 zeigt eine deutliche Verzerrung der Spannung.

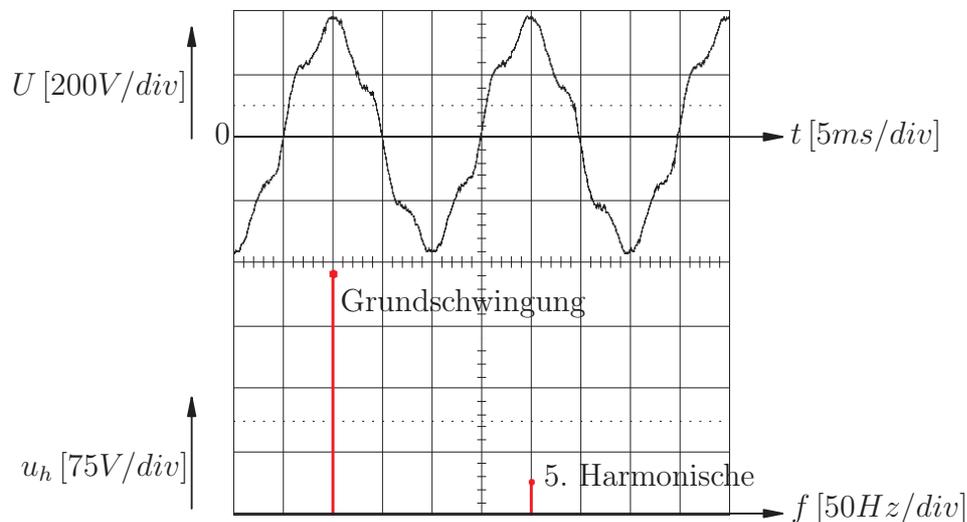


Bild 10.4: Ausgangsspannung U_0 des Aussenpolgenerators

Der Hauptgrund für diese Abweichung ist der hohe Anteil an 5. Oberschwingung, der in der Fourieranalyse, ebenfalls im Bild 10.4, gut zu erkennen ist.

Der Kurzschlußstrom läßt sich genau wie bei der Servomaschine ermitteln und hat die in Bild 10.5 festgehaltene Gestalt:

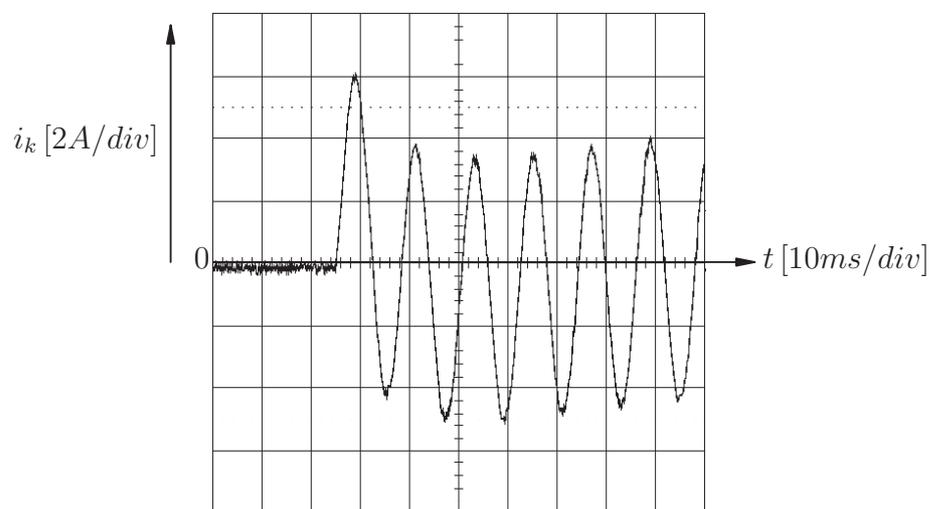


Bild 10.5: Kurzschlußstrom I_K des Aussenpolgenerators

Die Auflösung beträgt hierbei $2A/div$, die Spannung im Leerlauf belief sich bei diesem Versuch auf $250V$. Der einfache Aufbau der Maschine sowie die verwendeten Magnete machen die aus der Großserienproduktion der Lüfterindustrie stammende Maschine zu einer preiswerten Alternative. Allerdings ist die Schutzklasse dieser Generatoren weniger hoch als bei Servo- und Asynchronmaschine, was das Gerät anfälliger für Verschmutzung und Feuchtigkeit macht.

10.3 Die kondensatorerregte Asynchronmaschine

Die Asynchronmaschine soll, ebenso wie die permanenterregete Synchronmaschine, ohne Zuführung der Erregerleistung von Aussen den Betrieb aufnehmen; sie soll selbsterregt das geforderte Spannungssystem bereitstellen. Dies wird erreicht, indem die Parallelschaltung der Maschine mit Kondensatoren erfolgt, die die notwendige Blindleistung für die Magnetisierung des Generators bereitstellen.

Die Spannung an den Klemmen der mechanisch angetriebenen Maschine wird hierbei zunächst durch die Remanenz im Läufer der Maschine geliefert. Beim Labormodell beträgt die von der Maschine ohne Kondensatoren gelieferte Spannung bei Nenndrehzahl etwa $5 - 7V$.

Aus einer einfachen Messung des Leerlaufstroms, der mit dem Magnetisierungsstrom beinahe identisch ist, läßt sich die notwendige Kapazität der Kondensatoren abschätzen, um an diesem Betriebspunkt die Selbsterregung zu gewährleisten:

$$I_{\mu} = \frac{U_C}{X_C} = U_C \cdot \omega \cdot C \Rightarrow C = \frac{I_{\mu}}{U_C \cdot \omega}.$$

Die Kreisfrequenz ergibt sich dabei als die Frequenz, bei der die Messung des Leerlaufstromes erfolgte, der Strom ist aus der Leerlaufstrommessung bekannt. Die Spannung U_C ist abhängig davon, ob man die Kondensatoren im Stern oder Dreieck schaltet und läßt sich entsprechend aus der bei der Messung verwendeten Spannung bestimmen. Zur Optimierung bietet sich die Schaltung im Dreieck an, da hierbei die um den Faktor $\sqrt{3}$ größere Spannung eine entsprechend kleinere und somit kostengünstigere Kapazität ergibt.

Prinzipiell definiert somit die Wahl der Kondensatoren den Punkt des Einsetzens der Selbsterregung, wobei das Augenmerk darauf fallen muss, dass ein Herabsetzen dieses Punktes auf kleinere Drehzahlen größere und damit teurere Kondensatoren mit sich bringt. Zudem bringt es bei steigender Drehzahl eine Erhöhung des Magnetisierungsstromes und damit die Vergrößerung der Eisenverluste innerhalb der Maschine mit sich. Für die Dimensionierung des Kondensators muss daher gelten: So groß wie nötig, so klein wie möglich. Da bei Sättigung des Eisens im Läufer keine weitere nennenswerte Erhöhung des magnetischen Flusses als Folge eines steigenden Magnetisierungsstromes eintritt, ist ab diesem Zeitpunkt die Ausgangsspannung am Generator nur noch von seiner Drehzahl abhängig, nach dem Induktionsgesetz ist ein linearer Anstieg der Spannung über die Drehzahl zu erwarten.

Wie in [48] gezeigt, erlaubt eine genaue analytische Untersuchung die Zuordnung bestimmter Kapazitäten zu einzelnen Betriebspunkten des Generators, was allerdings die wahlweise Schaltung von Kondensatoren mit sich bringt. Um aber die Beschaltung der Maschine so einfach wie möglich zu gestalten, entfällt die lastabhängige Verwendung zusätzlicher Kondensatoren. Aus dem gleichen Grund entfällt auch eine wie in [49] vorgeschlagene, von der Blindleistung abhängige Zuschaltung von Anlaufkondensatoren. Die Einbußen durch die Fehlanpassungen sind in Anbetracht der Kostenersparnis akzeptabel.

10.3.1 Untersuchung des Selbsterregungsprozesses

Die zu untersuchende Asynchronmaschine ist, auf einem Maschinenbett montiert, mittels fester Kupplung starr mit einem Antrieb verbunden. Dieser wird von einem Umrichter gespeist, sodass die Drehzahl innerhalb vorgegebener Grenzen frei einstellbar ist.

Wie zu erwarten, stellt sich unterhalb der für die Selbsterregung nötigen Drehzahl keine nennenswerte Ausgangsspannung ein. Bei Erreichen dieser Drehzahl erfolgt sprunghaft das Einsetzen der Selbsterregung, die Ausgangsspannung der Maschine steigt rapide an und stabilisiert sich auf einen festen Wert. Der Vergleich zwischen gemessenem und simuliertem Verlauf in den Bildern 10.6 und 10.7 zeigt, dass das parallel zum experimentellen Aufbau entstandene MatLab/Simulink-Modell auf Basis von [50] und das Experiment gut übereinstimmende Ergebnisse liefern:

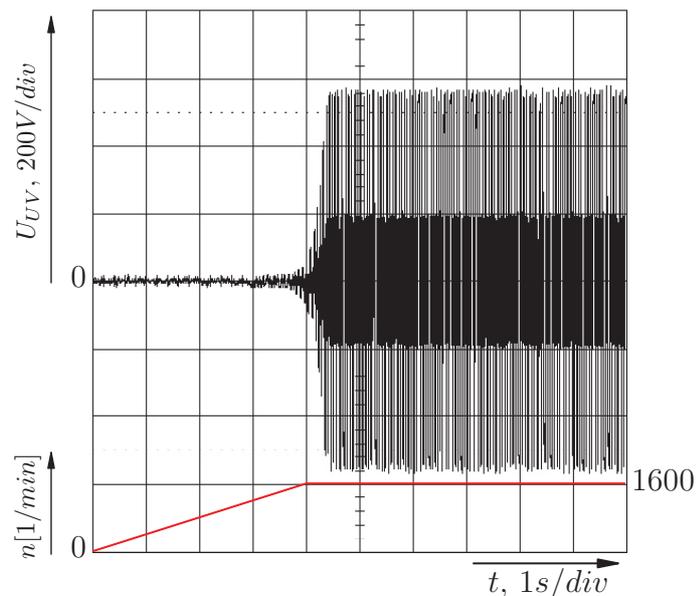


Bild 10.6: Gemessener Verlauf der Selbsterregung, Aussenleiterspannung

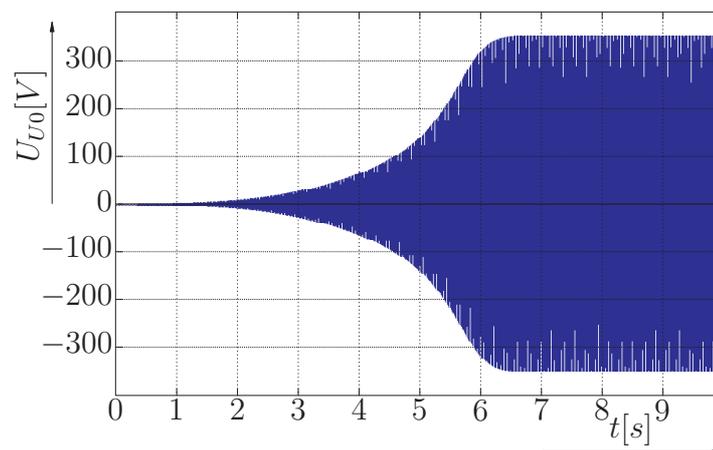


Bild 10.7: Simulierter Verlauf der Selbsterregung, Strangspannung

Das Simulinkmodell entstand als studentisches Projekt im Zuge dieser Arbeit. Es erlaubt das Simulieren von Betriebspunkten und Betriebszuständen, deren Erstellung am realen Versuch Schwierigkeiten bereiten würde.

Eine Erhöhung der Drehzahl der Anordnung jenseits der für die Selbsterregung benötigten Werte erbringt den erwarteten Anstieg der Ausgangsspannung mit sich. Ab Einsetzen der Selbsterregung steigt die Spannung in guter Näherung linear mit der Drehzahl.

Für im Dreieck geschaltete Kondensatoren von je $30\mu F$ resultiert der in Bild 10.8 abgebildete Zusammenhang zwischen Drehzahl und vom Generator abgegebener Strangspannung.

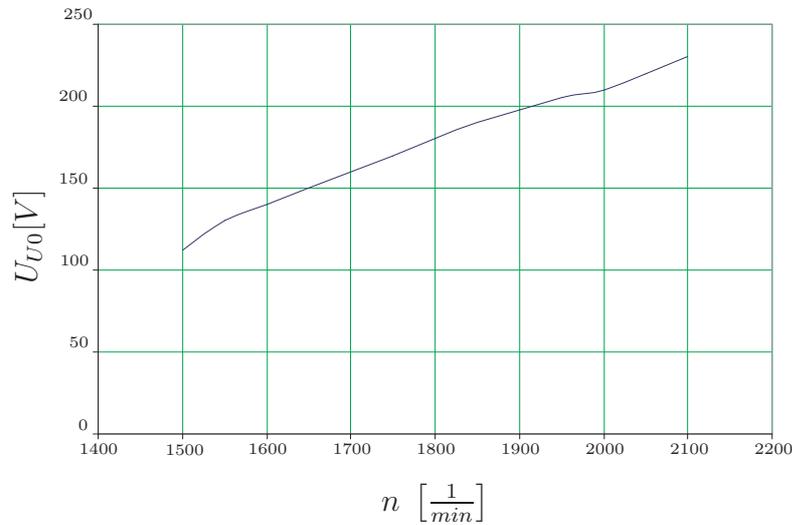


Bild 10.8: Ausgangsspannung $U_{U0} = f(n)$ des selbsterregten Asynchronengenerators

Um das Bauvolumen der notwendigen Kondensatoren klein zu halten, finden im Versuchsaufbau, wegen ihrer geringen Baugröße, Folienkondensatoren der Firma ECI Verwendung.

Auch für diesen Typ Generator ist es unumgänglich, das Kurzschlußverhalten zu ermitteln. Wieder kommt ein dreiphasiges Kurzschlußschütz zum Einsatz.

Ein Kurzschluss an den Klemmen der Maschine stellt hierbei auch gleichzeitig eine Überbrückung der Kondensatoren dar, was zum Verlust der für die Selbsterregung notwendigen Blindleistung führt. Dadurch bedingt fällt der Magnetisierungsstrom aus, die Ausgangsspannung des Generators bricht zusammen. Bild 10.9 zeigt den sich einstellenden Zeitverlauf von Strom und Spannung im Kurzschlussfall.

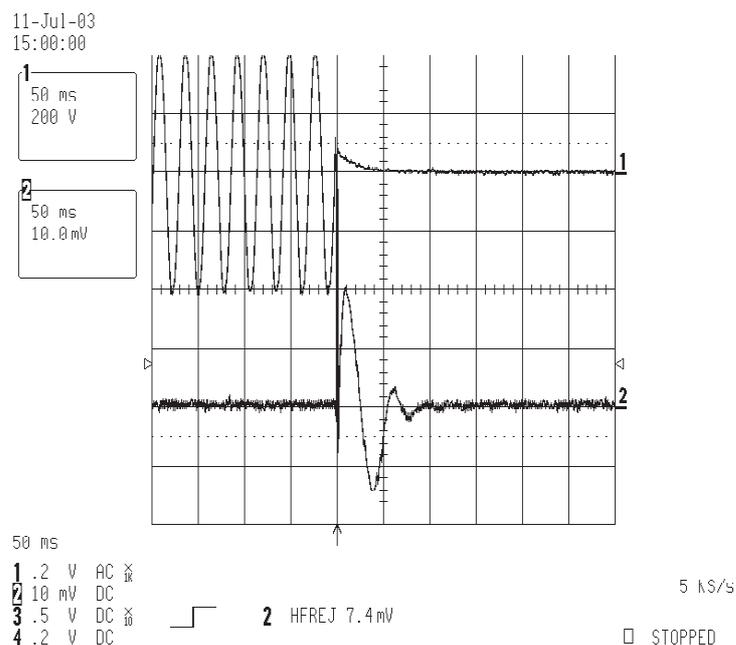


Bild 10.9: Spannung und Strom im Kurzschlußfall, $M_I = \frac{10A}{div}$

Der zu erwartende Stoßstrom der Anordnung hängt maßgeblich von den eingesetzten Kondensatoren ab.

Die experimentelle Ermittlung ergab einen sehr hohen Puls von sehr kurzer Dauer der auf die Entladung der Kondensatoren zurückzuführen ist. Da dies im Bild 10.9 schlecht zu erkennen ist erfolgte eine zweite Messung und erbrachte eine Stoßkurzschlußstromspitze von über 60A, die in Bild 10.10 gut auszumachen ist.

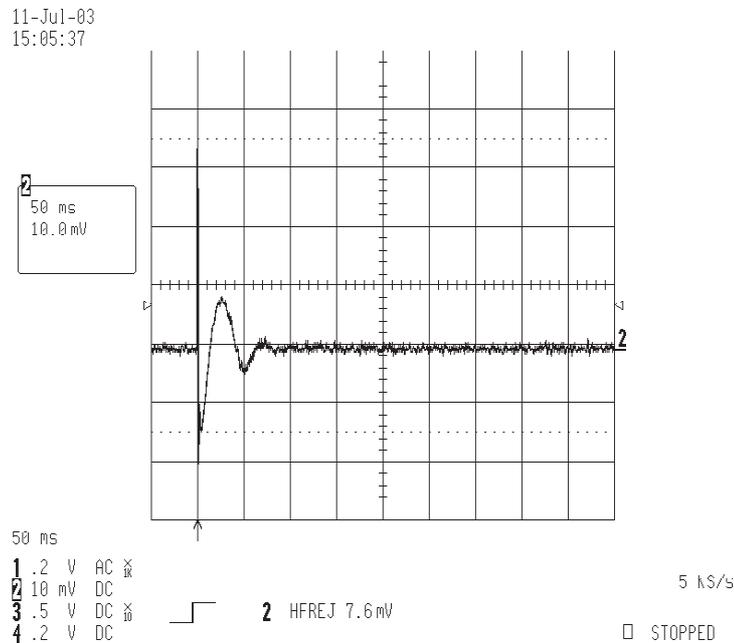


Bild 10.10: Stoßkurzschlußstrom des Asynchronengenerators, $M_I = \frac{20A}{div}$

Bereits durch das Prinzip bedingt ist eindeutig, dass das vom Asynchrongenerator gelieferte Drehspannungssystem nur bedingt eine induktive Last treiben kann. Der Grund ist darin zu finden, dass die induktive Blindleistung zumindest einen Teil der von den Kondensatoren bereitgestellten kapazitiven Blindleistung kompensiert und somit einen störenden Einfluss auf den Selbsterregungsprozeß darstellt.

Um eine induktive Last bewältigen zu können, muss die Kondensatoranordnung in der Lage sein, sowohl deren Bedarf an Blindleistung zu decken, als auch die Magnetisierungsblindleistung der Generatormaschine bereitzustellen. Mit steigender induktiver Last müßte folglich auch die Kapazität der Kondensatoren wachsen. Da aber ein lastbedingtes Zuschalten von Kondensatoren aus Kostengründen bereits ausgeschlossen ist, kann die hier vorgestellte Anordnung eine induktive Last nur bis zu dem Punkt bewältigen, an dem die Einbußen an der Magnetisierungsblindleistung zum Erlöschen des Selbsterregungsprozesses führen. Alternativ kann eine Entkopplung von Nutz- und Erzeugersystem in der Gestalt erfolgen, dass der induktive Anteil eine möglichst geringe Rückwirkung auf das Generatorsystem einbringt.

10.3.2 Kondensatorerregte ASM am Gleichrichter

Eine wie oben beschriebene Entkopplung gelingt am einfachsten durch Gleichrichtung des vom Generator gelieferten Drehspannungssystems. Die Einbringung eines mit Stützkondensator ausgestatteten Gleichspannungszwischenkreises, der mit einem Frequenzumrichter verbunden ist, ermöglicht es, dass dieser Frequenzumrichter seinerseits eine induktive Last beschickt. Der Aufbau zur Messung der zu untersuchenden Ströme ist in Bild 10.11 gegeben.

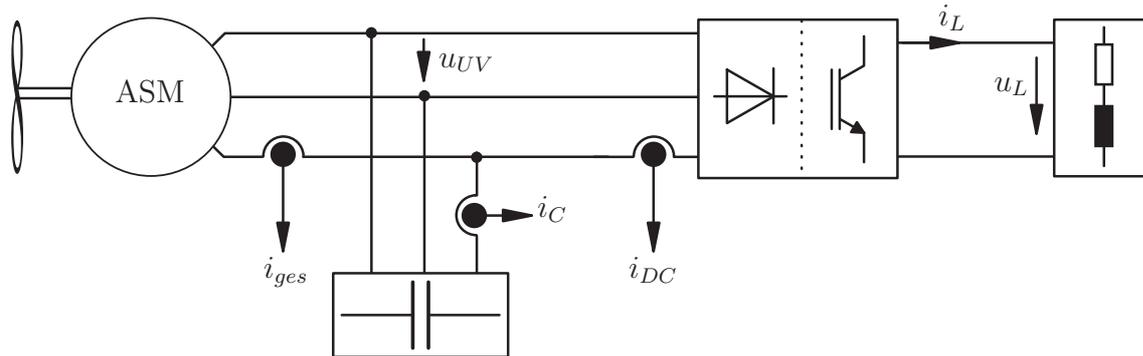


Bild 10.11: Kondensatorerregte ASM am Gleichrichter

Hierin kennzeichnet der Strom i_{ges} die Summe aus dem vom Generator gelieferten Blindstrom i_C , der der zur Selbsterregung notwendige Magnetisierungsstrom ist, und dem Strom i_{DC} , der in den Gleichrichter fließt. Den weitaus größten Teil macht hierbei der für die Magnetisierung verantwortliche Strom aus.

Die Messungen am experimentellen Aufbau machen deutlich, dass die Entkopplung stark genug ist, um eine ohmsch-induktive Last zu treiben, die beim direkten Anschluß an die Maschine den Selbsterregungsprozess zum Erliegen bringt.

Bild 10.12 enthält die Aufzeichnung der last- und generatorseitigen Strom- und Spannungsverläufe.

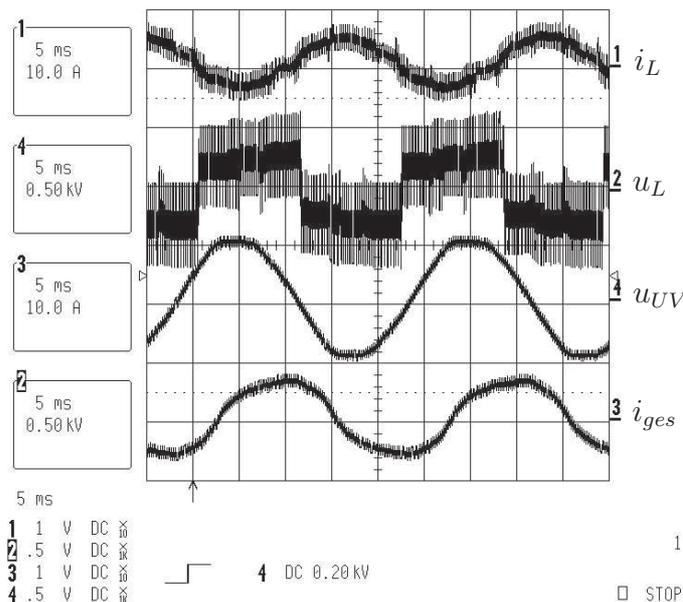


Bild 10.12: Kondensatorerregte ASM am Gleichrichter, i_{ges}

Die Grafik zeigt den Strom i_L und Spannung u_L an der angeschlossenen RL -Last und die von der Generatormaschine erzeugte Spannung u_{UV} , sowie den von ihr getriebenen Gesamtstrom i_{ges} . Der Gesamtstrom der Maschine ist aufgrund der unlinearen Last, die der Gleichrichter darstellt, nicht mehr sinusförmig, es ist eine deutliche Verzerrung zu erkennen.

Der in den Umrichter fließende Strom i_{DC} in Bild 10.13 hat die bekannte Gestalt der Laststromspitzen, hervorgerufen durch den Stützkondensator im Gleichstromzwischenkreis des Umrichters.

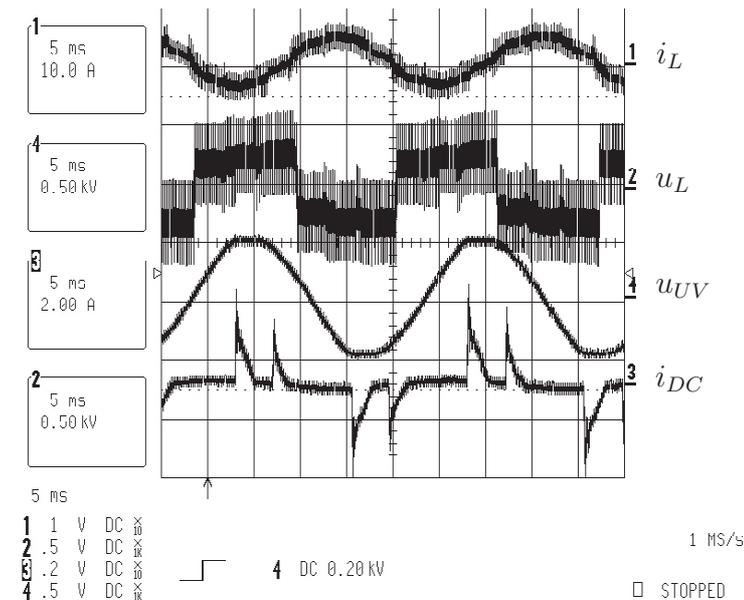


Bild 10.13: Kondensatorerregte ASM am Gleichrichter, i_{DC}

Der Strom i_C durch die Erregerkondensatoren, der im unbelasteten Fall sinusförmig ist, erfährt durch den vom Umrichter hervorgerufenen Laststrom ebenfalls eine Verzerrung wie in Bild 10.14 gut zu sehen ist.

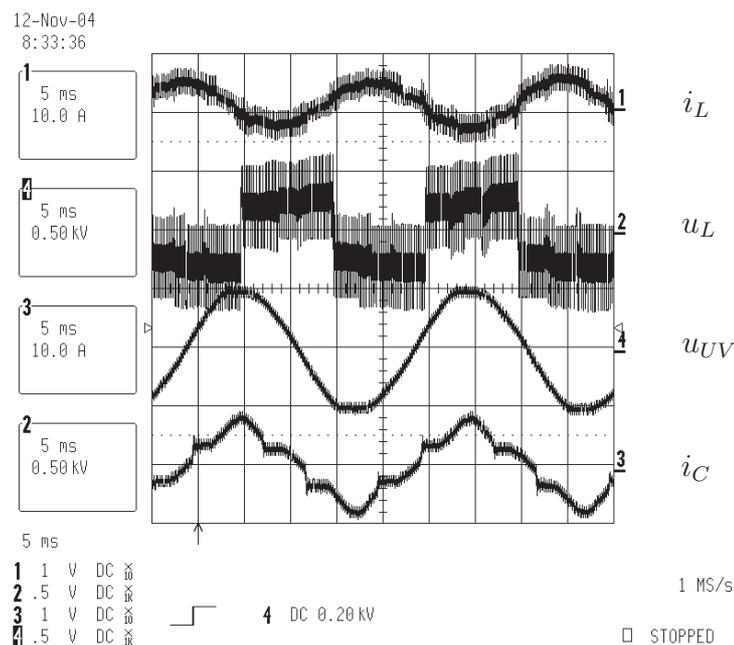


Bild 10.14: Kondensatorerregte ASM am Gleichrichter, i_C

Als Last diente für diese Messungen eine Asynchronmaschine, die der verwendeten Generatormaschine baugleich ist. Bei direkter elektrischer Kopplung beider Maschinen findet bei Hochlauf des Generators keine Selbsterregung statt. Ein Umschalten der als Last dienenden Maschine auf den bereits erregten Generator mit Hilfe eines Schützes, führt zum sofortigen Zusammenbruch des Erregungsprozesses. Mit der hier gezeigten Entkopplung per Gleichstromzwischenkreis bleibt der Selbsterregungsprozess erhalten, somit ist das Betreiben der Last möglich. Bei Überschreitung eines maximal zulässigen Laststromes bricht die Erregung sanft zusammen, der Vorgang ist in Bild 10.15 dokumentiert.

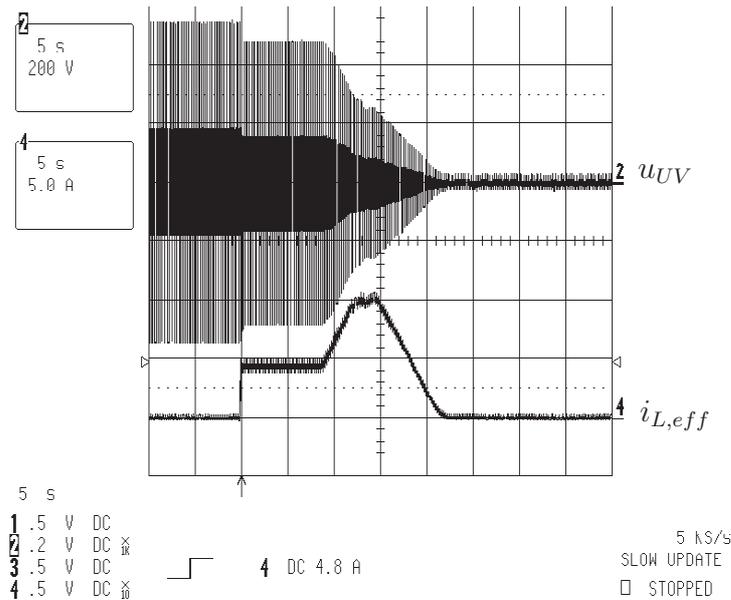


Bild 10.15: Zusammenbruch der Erregung bei Überlastung

10.4 Der ferroresonante Transformator

Die aus einer am Institut durchgeführten Diplomarbeit [51] gewonnenen Kenntnisse auf Grundlage von [34] und [35] dienten hier als Ausgangspunkt für die Dimensionierung eines magnetischen Spannungsstabilisators für eine Ausgangsleistung von $3kVA$.

Trotz des prognostizierbar schlechten Wirkungsgrades kommt dieses System für die Gewinnung einer stabilen sinusförmigen Ausgangsspannung in Betracht, da es der Forderung nach einfacher Realisierung und Langlebigkeit dank seines Aufbaus und Funktionsprinzips besonders nahe kommt.

Die aus der Literatur bekannten Daten und Zusammenhänge verwendend, ergibt sich für den gesuchten Leistungsbereich ein Transformator mit einem Eisenquerschnitt von $55.8cm^2$ was in der Auslegung auf einen Kern der Größe UI-180 bei einer Pakethöhe von $93mm$ führt, ein Kürzen der Schenkel des U-Teils des Kernes um $50mm$ läßt ein ausreichend großes Wickelfenster übrig und erbringt gleichzeitig eine Gewichtsreduktion um ca. $6kg$. Die aus Kupfer hergestellten Wicklungen des Transformators bestehen primärseitig aus zwei parallel verlaufenden Drähten rechteckigen Querschnittes $1.3 \times 1.9mm^2$, sekundärseitig aus ebenfalls rechteckigen Drähten von $10mm^2$ Querschnitt, das Wicklungsverhältnis ergibt sich zu $155 : 120$.

Um ein Neuwickeln des Transformators für den Fall einer Abweichung zu vermeiden, sind zusätzliche Anzapfungen mit 110 und 130 Windungen vorgesehen, dies ermöglicht später eine ggf. nötige Anpassung an den Eingangsspannungsbereich.

Der Querschnitt durch den Trafo hat damit eine Gestalt gemäß Bild 10.16 .

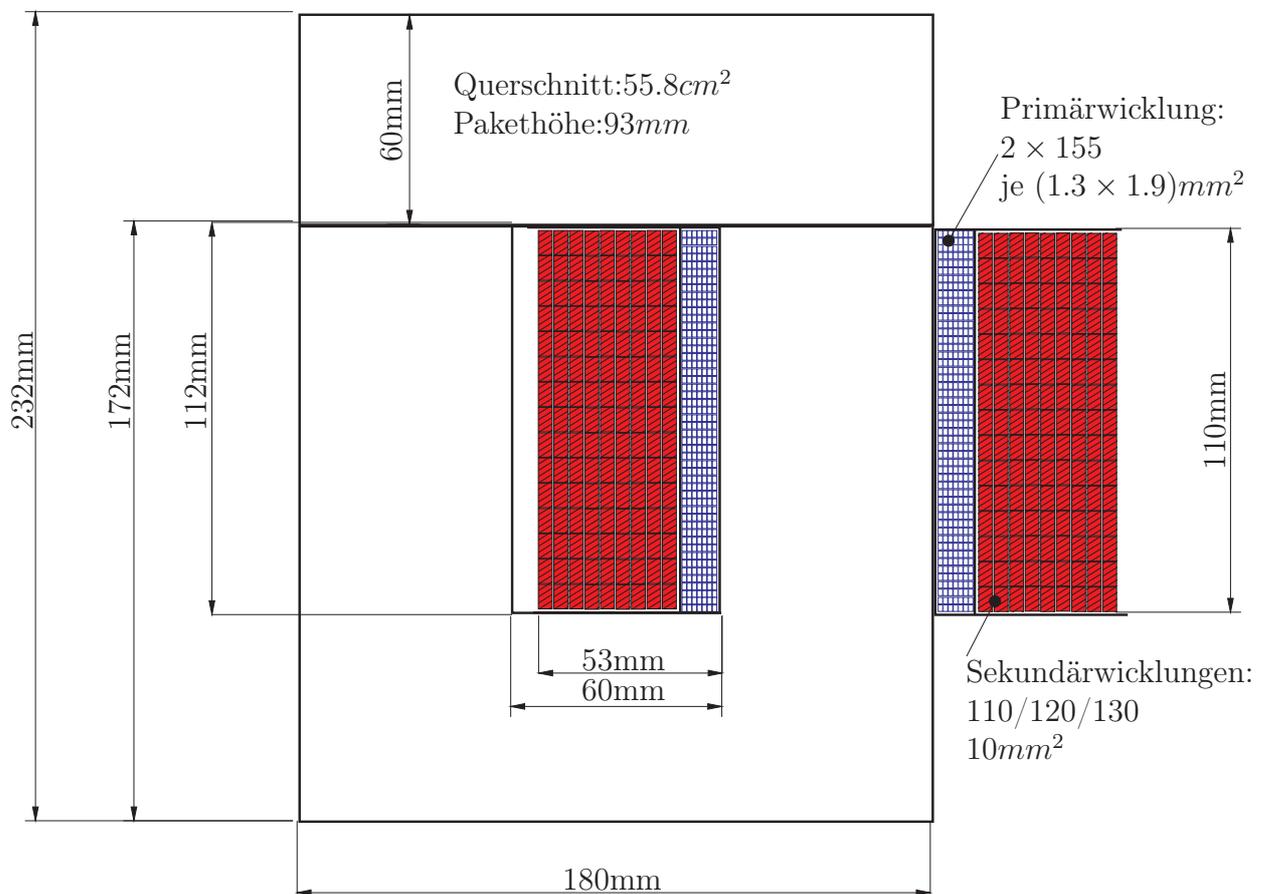


Bild 10.16: Entwurf des ferroresonanten Transformators

Die erste Inbetriebnahme des fertigen Gerätes erfolgt mit sinusförmiger Anregung um zu untersuchen, ob die Dimensionierung die stabilisierende Wirkung ermöglicht. Diesem Test liegt die Schaltung nach Bild 10.17 zugrunde.

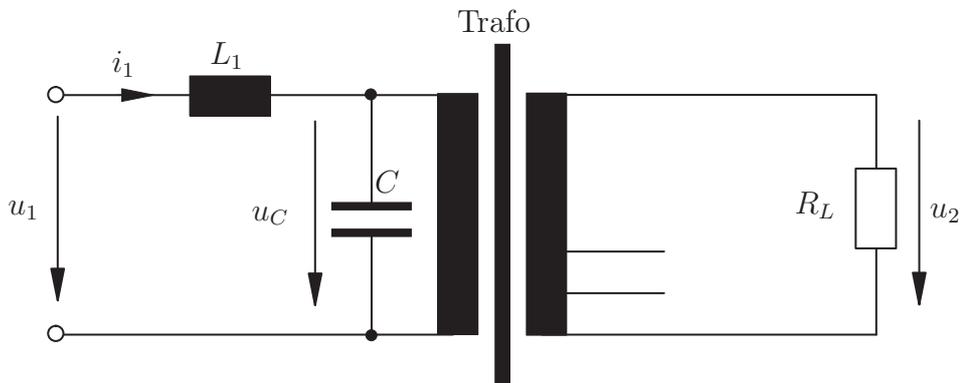


Bild 10.17: Schaltung des ferroresonanten Transformators

Erste Auswertung ist die Messung des Eingangsstroms und der Ausgangsspannung in Abhängigkeit der Eingangsspannung bei variierender Ausgangsleistung. Diese ändert sich vom Leerlauf aus in Stufen zu 600W von 0 bis 2400W. Die Eingangsspannung beträgt $U_1 = 0 \dots 420V$, $C = 141\mu F$, $L_1 = 22mH$. Die Messung deckt sich mit den aus der Literatur [33] bekannten Kurven, sie ist in den Bildern 10.18 und 10.19 dargestellt.

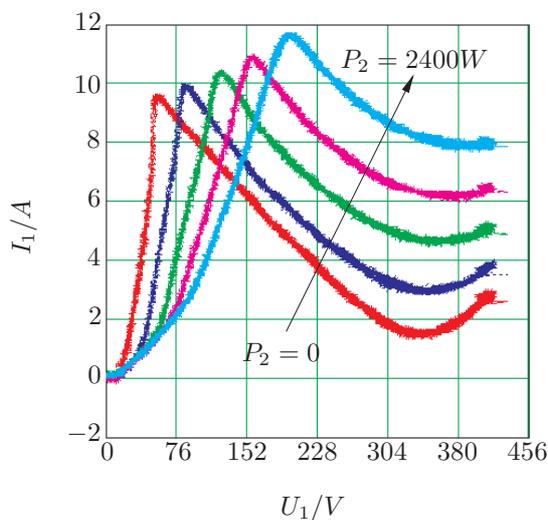


Bild 10.18: Kennlinienschar $I_1 = f(U_1, P_2)$

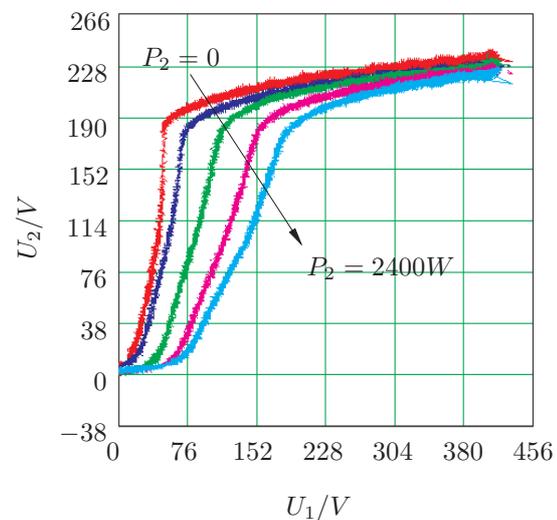


Bild 10.19: Kennlinienschar $U_2 = f(U_1, P_2)$

Die Messung zeigt, dass die stabilisierende Wirkung, die die Schaltung auf die Ausgangsspannung haben soll, den bei ihrer Dimensionierung geforderten Grenzen entspricht. Da bereits bei einer Ausgangsleistung von 2400W der für den später vorgesehenen Wechselrichter mit Blocktaktung definierte Maximalstrom fließt, erfolgt zunächst keine höhere Belastung der Schaltung.

Die nachfolgende Bestimmung des Wirkungsgrades der Schaltung verläuft mittels Messung der eingangs- und ausgangsseitigen Wirkleistung bei ohmscher Belastung des Transformators. Die Amplitude der Eingangsspannung ist hierbei konstant und beträgt $u_1 = 400V$, ihre Frequenz ist $f = 50Hz$.

Mit steigender Ausgangsleistung steigt, wie in Bild 10.20 zu erkennen ist, auch der Wirkungsgrad.

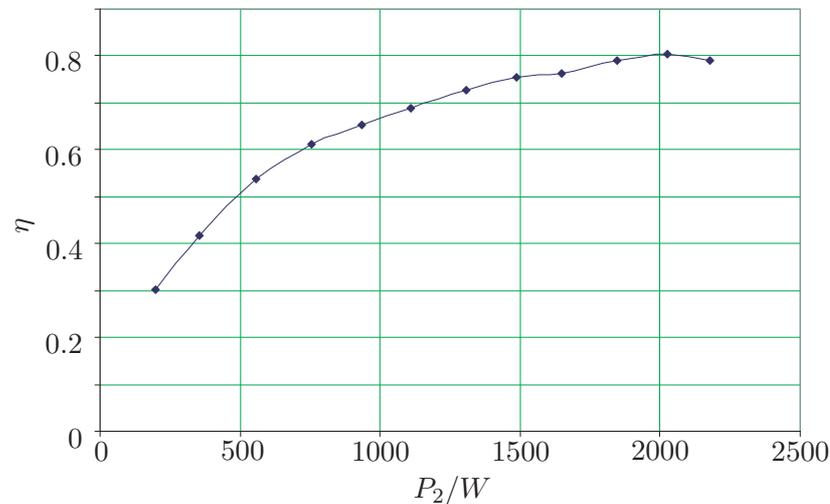


Bild 10.20: Wirkungsgrad der Transformatoranordnung

Zum Betrieb des Transformators in der für die hier getätigten Untersuchungen gewünschten Weise ist es erforderlich, eine rechteckförmige Wechselspannung zu erzeugen. Der hierzu gefertigte Wechselrichter soll dazu dienen, eine Gleichspannung in eine rechteckförmige Spannung umzuwandeln. Dazu wird mit Hilfe einer IGBT-Vollbrücke die Polarität der Spannung zu definierten Zeiten umgekehrt. Um die Anforderungen an die Konstanz der Frequenz zu erfüllen, erfolgt die Taktgewinnung durch Herunterteilung einer mittels Schwingquarz erzeugten Frequenz von 3.2768MHz auf 50Hz . Der Aufbau der Brücke aus diskreten Halbleitern erlaubt den Austausch einzelner Bauelemente und somit eine einfache Reparatur. Fertige, von verschiedenen Herstellern lieferbare Brückenmodule erlauben zwar kompaktere Bauformen, sind aber im Fehlerfall schlechter und nur komplett ersetzbar. Der Austausch einzelner Halbleiter kann jedoch durchaus durch den geübten Laien erfolgen, was die Pflege und eventuell notwendige Reparatur der Anlage vereinfacht.

Im Folgenden ist die Spannung u_1 am Eingang des Transformators nicht mehr sinusförmig sondern entspricht einer Rechteckspannung von 50Hz und einstellbarer Amplitude. Der Schaltungsaufbau für die Messungen bleibt identisch.

Auch bei rechteckförmiger Erregung bleibt die Charakteristik des Systemes erhalten, der Eingangsstrom nimmt zunächst mit der Eingangsspannung stark zu, fällt jedoch nach Erreichen eines kritischen Punktes wieder ab. Die Filtereigenschaften des Aufbaus bewirken eine Bedämpfung der Frequenzen, die größer sind als die der Dimensionierung zugrunde liegenden 50Hz . Bei rechteckförmiger Primärspannung ergibt sich für den gewählten Eingangsspannungsbereich eine sekundärseitige Ausgangsspannung, die einer durch 3., 5. und 7. Oberschwingung gestörten Sinusgröße entspricht. Der Oberschwingungsgehalt ist dabei so gering, dass er bereits ohne weitere Filter der Europeanorm EN50160 nahekommt. Berücksichtigt man, dass die Anlage im Inselbetrieb später nur der Versorgung einfacher Geräte wie Wasserpumpen, Kühlanlagen und Licht dienen soll, so ist die Qualität der erzeugten Spannung bereits ausreichend. Nachgeschaltete Filter entfallen; sie würden ausser einer weiteren Verteuerung auch weitere Einbußen am Wirkungsgrad mit einbringen.

Die Fourieranalyse der Ausgangsspannung in Bild 10.21 veranschaulicht deren Oberschwingungsgehalt. Für die Messung und Gegenüberstellung der Daten beträgt der Ausgangsstrom des Transformators 1 bis 10A. Die Ausgangsfrequenz beträgt 50Hz bei konstanter Zwischenkreisspannung von $U_d = 350\text{V}$. Wie in Kapitel 5.1 erläutert, kann die Ausgangsspannung nicht sinusförmig sein. Sie weist, wie die Messungen zeigen, 3., 5. und 7. Harmonische auf. Der Anteil der 3. Harmonischen ist dabei Erwartungsgemäss am größten, der Einfluss der 5. und 7. Oberschwingung fällt gering aus.

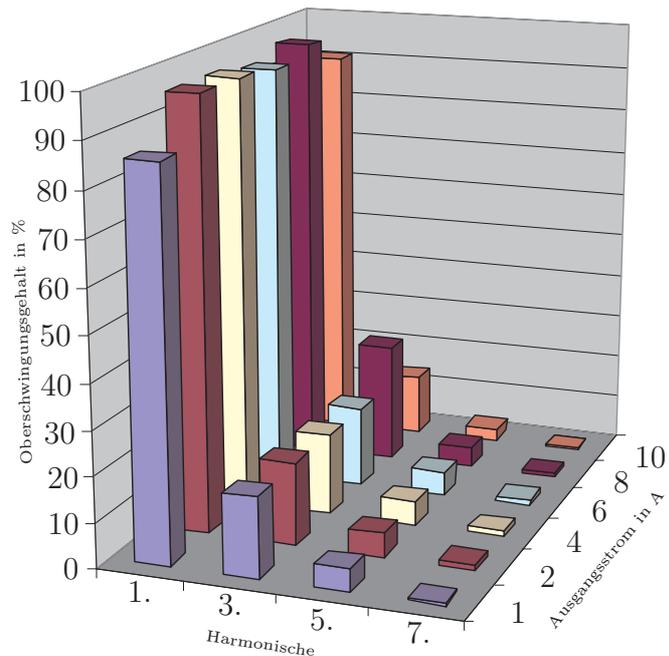


Bild 10.21: Fourieranalyse der Trafo-Ausgangsspannung

Der Beitrag der 3. Oberschwingung übersteigt die in der Norm zugelassenen 5% und ist der Hauptverursacher der Abweichung von der Sinusform. Die Harmonische 5. Ordnung entspricht bereits den maximal 6% der Vorschrift, die 7. und alle folgenden Oberschwingungen liegen unterhalb der zugelassenen Werte. Erst bei Nennbelastung erreicht der Oberschwingungsgehalt ein der Norm entsprechendes Maß. Es ist zu erwarten, dass aufgrund dieses Verhaltens der Wirkungsgrad in dieser Konfiguration von dem für eine sinusförmige Anregung gemessenen abweicht. Der Wirkungsgrad der aus Wechselrichter und Transformator bestehenden Einheit läßt sich auch hier aus zugeführter und abgeführter Leistung ermitteln, der Verlauf ist in Bild 10.22 dargestellt.

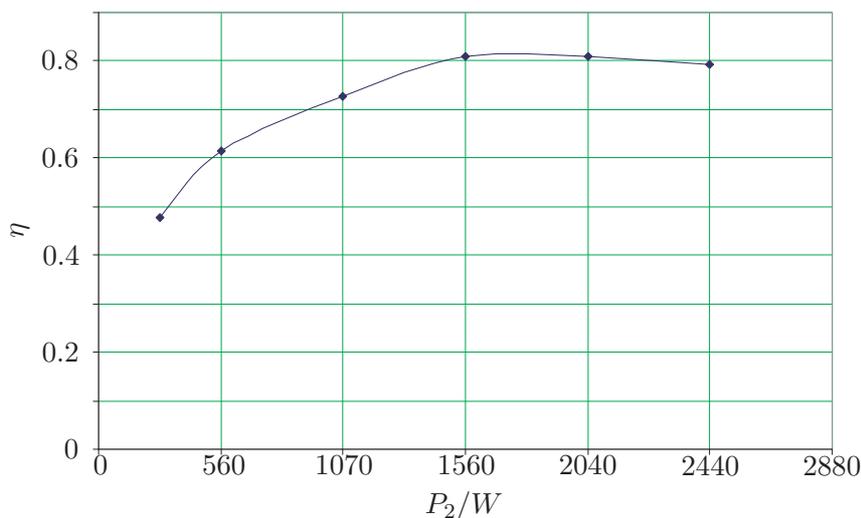


Bild 10.22: Transformatorwirkungsgrad bei rechteckförmiger Erregung

Alle vorangegangenen Messungen ergaben Daten für eine rein ohmsche Belastung und sämtliche Versuche im Labor haben gezeigt, dass ein Betrieb der Einrichtung mit $\cos\varphi = 1$ wünschenswert ist. Der Grund liegt, wie in Kapitel 5.1 erklärt, an der Rückwirkung der reaktiven Last auf die Primärseite.

Erfährt der Spannungskonstanthalter eine reaktive Belastung, so geht bei induktivem Anteil die Ausgangsspannung in die Knie und steigt bei kapazitiver Beschaltung an. Induktiv kann bis $\cos(\varphi) = 0.85$ das Gerät den Nennstrom noch aufrecht halten, kapazitiv steigt, ebenfalls bei $\cos(\varphi) = 0.85$, die Ausgangsspannung auf Werte jenseits der zugrunde liegenden Norm an. Es ist also darauf zu achten, den Leistungsfaktor möglichst bei $\cos\varphi \geq 0.85$ zu halten und ggf. entsprechende ausgangsseitige Beschaltung vorzunehmen. Ebenso ist das Gerät sehr empfindlich auf Schwankungen in der Betriebsfrequenz. Wie in Kapitel 5.1 bereits ausgeführt, kann die stabilisierende Wirkung nur für eine bereits bei der Dimensionierung festgelegten Frequenz geschehen. Daher ist die Stabilität der Frequenz der Eingangsspannung unbedingt zu gewährleisten, was im Aufbau durch die präzise Taktgewinnung gegeben ist.

10.4.1 Betriebssicherheit

Die elektrische Energiewandlung muss zuverlässig funktionieren. Im Fehlerfall darf der Wandler keine Beschädigung erfahren, ebenso darf keine Gefährdung anderer Betriebsmittel entstehen. Daher erfolgt zunächst die Betrachtung, was bei Nichteinhaltung der für die Versorgungsspannung vorgesehenen Grenzen geschieht.

Sinkt die Eingangsspannung unter ein Mindestmaß, hier ca. 270V, herab, so fällt die ferroresonante Schaltung in den als *chaotische Resonanz* bezeichneten Betrieb. Dieser zeichnet sich durch irreguläre Verläufe in Strom und Spannung aus und geht mit dem Auftreten von Überspannungen einher. Obwohl am Transformator auch bei längerem Betrieb in diesem Zustand nicht mit Beschädigungen zu rechnen ist, ist aufgrund der Spannungsüberhöhung am Ausgang dieser Betrieb zu vermeiden. Bild 10.23 zeigt den Verlauf des Laststromes an einer ohmschen Last bei chaotischer Resonanz.

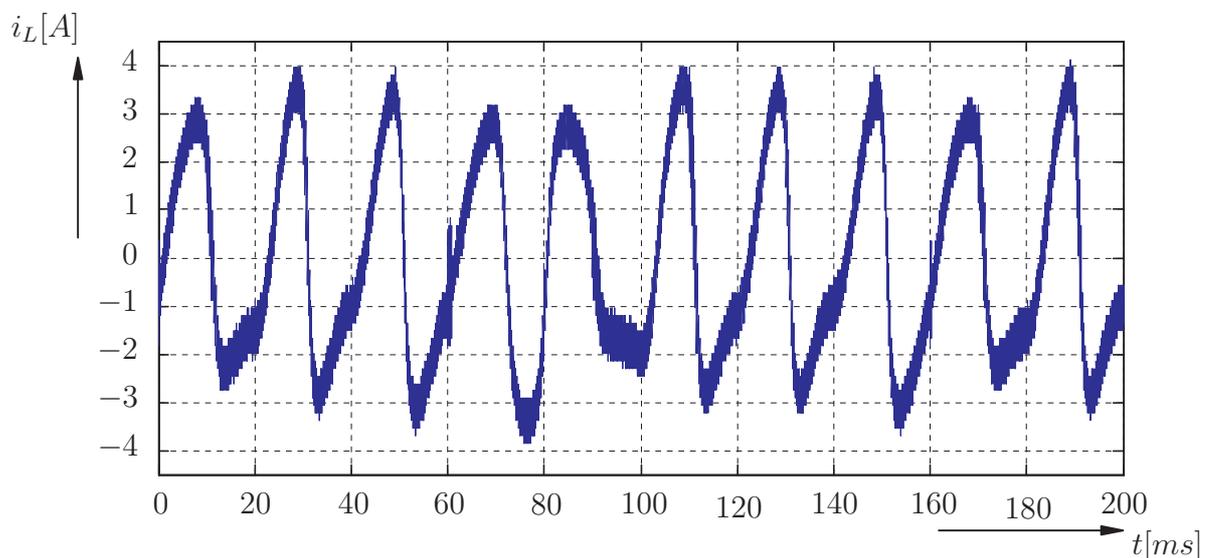


Bild 10.23: Stromverlauf bei chaotischer Resonanz

Die chaotische Resonanz ist nicht nur in der Messung sichtbar, das vom Transformator erzeugte Betriebsgeräusch ändert sich ebenfalls so stark, dass das Auftreten der chaotischen Resonanz ohne Messgerät allein durch dieses Geräusch erkennbar ist. Eine Unterbindung dieses Zustandes gelingt durch die UND-Verknüpfung der Treibersignale mit der Information, ob die Eingangsspannung in einem gültigen Bereich liegt.

Diese Verriegelung wurde zur Aufnahme des in Bild 10.23 dargestellten Stromes überbrückt. Sie dient zur Abschaltung der Treibersignale und schützt die Einrichtung sowohl vor Über- als auch vor Unterspannung.

Wie in Kapitel 5.1 beschrieben, ist das Gerät ohne weitere Schutzmaßnahmen kurzschlussfest. Tritt am Ausgang des Transformators ein Kurzschluss auf, so bricht die Ausgangsspannung zusammen, der Kurzschlussstrom übersteigt den Nennstrom dabei nicht um die am festen Netz bekannte Größenordnung. Die Bilder 10.24 und 10.25 zeigen die elektrischen Größen der Sekundärseite des Transformators sowie die des Generators bei Schaltung eines sekundärseitigen Kurzschlusses mittels Kurzschlußschütz.

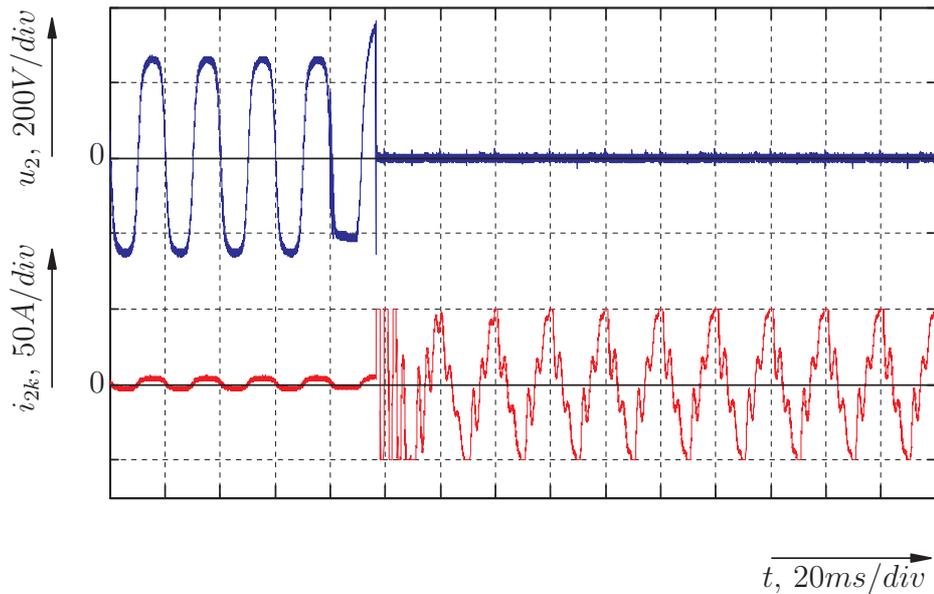


Bild 10.24: Sekundärseitige Spannung und Kurzschlussstrom am FRT

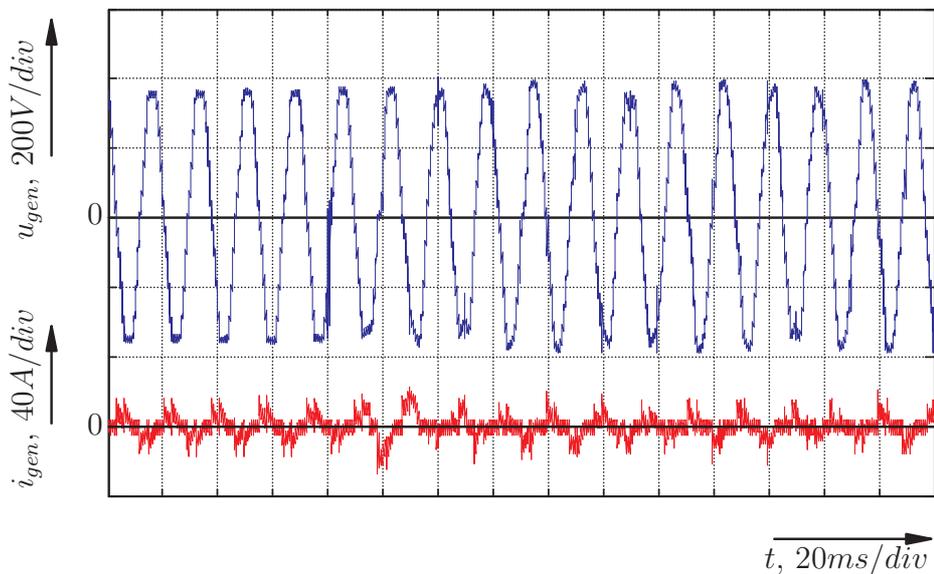


Bild 10.25: Spannung und Strom der ASM bei Kurzschluss am FRT

Beim Versuch mit einem geschalteten Kurzschluss stellen sich die vorweg gezeigten Messergebnisse ein, nach der Beseitigung des Fehlers kehrt das System wieder in den zulässigen Betrieb zurück.

An der permanenterregten Synchronmaschine begrenzt deren innere Impedanz den Generator Kurzschlussstrom. Die Bilder 10.26 und 10.27 zeigen die Verläufe der sekundärseitigen Transformator- und die der Generatorgrößen. Auch hier ist der Kurzschluss mittels Schütz geschaltet.

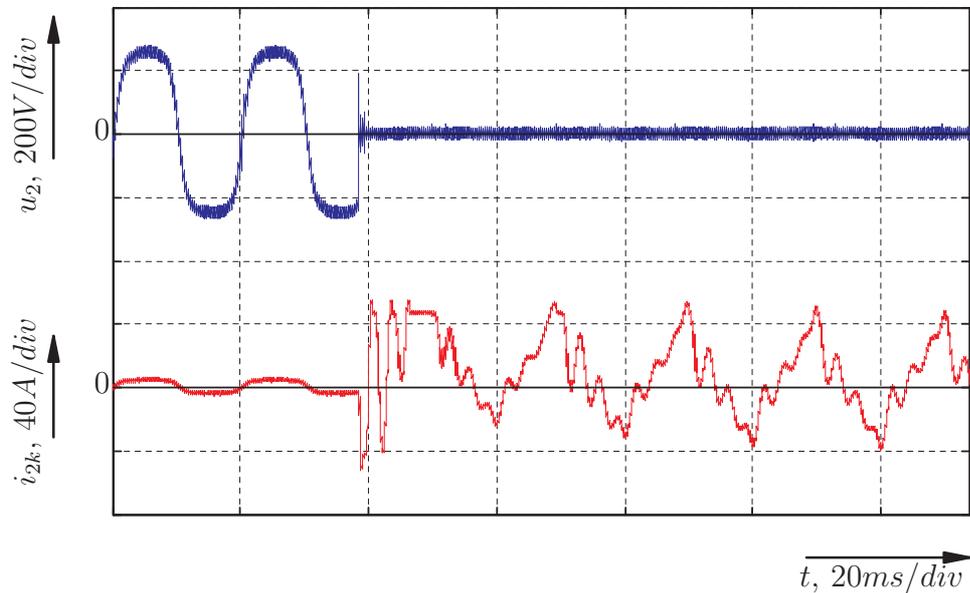


Bild 10.26: Sekundärseitige Spannung und Kurzschlussstrom am FRT

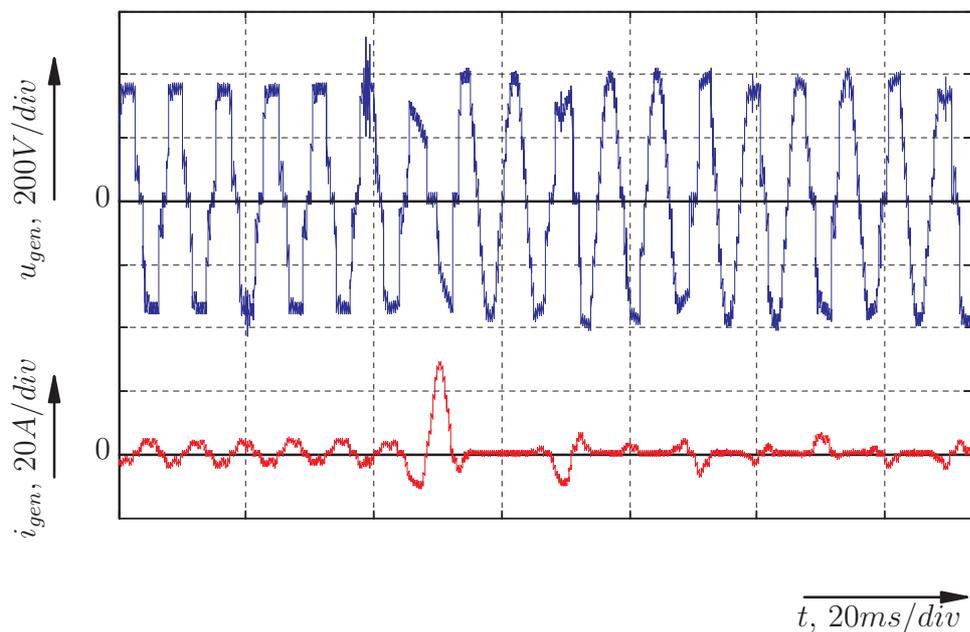


Bild 10.27: Spannung und Strom der PMSM bei Kurzschluss am FRT

Da der Transformator im Kurzschlussfall keine selektive Abschaltung mittels Sicherungen gestattet, kann ein Schutz vor Überstrom nur auf aktivem Weg gelingen. Eine Verteilung des Stromes über stromüberwachte Leitungen wäre denkbar. Hier könnten die Trennung einzelner Abnahmestellen vom Umrichter mittels Relais-technik geschehen, wenn ihr Strom einen vorgegebenen Maximalwert überschreitet.

Bei Überlastung des Systems verhält sich die Anordnung an der kondensatorerregten Maschine anders als im Kurzschluss. Als Folge des zu großen Stromflusses ist ein Einbrechen der Generatorspannung zu beobachten ist. Eine weitere Erhöhung des Stromes führt zum Zusammenbruch der Generatorspannung über einen Zeitraum von einigen Sekunden, was einem sanften Abschalten des Systemes entspricht. Aufgrund der beobachteten Tatsache, dass die Erregung erst bei erhöhter Drehzahl wieder einsetzt, kommt es nicht zu Oszillationen, das System verbleibt im ausgeschalteten Zustand. Eine Entmagnetisierung der ASM bis zu einem Grad, der ein erneutes Einsetzen der Selbsterregung nicht gestattet hätte, stellte sich im Experiment nie ein. In keinem der vorgestellten Fälle treten Betriebszustände auf, die zu Schäden an Generator oder Transformator führen, negativ wirkt sich nur aus, dass keine passive Möglichkeit zum Abschalten von Überströmen realisierbar ist.

Die Technik des hier eingesetzten magnetischen Spannungsstabilisators kann an dieser Stelle nicht den Anspruch auf die bestmögliche Realisierung erheben. Andere Schaltungskonzepte mit weit aufwändigeren Wicklungsschemata sind bekannt und von verschiedenen Firmen schon vor Jahren im Einsatz gewesen. Ebenso weisen viele Netzgeräte amerikanischer Herkunft das Prinzip der Ferroresonanz auf. In Deutschland vertreiben einige Unternehmen noch Spannungskonstanthalter, beruhend auf dem vorgestellten Prinzip [32].

Der hier genutzte Aufbau überzeugt jedoch durch seine Einfachheit. Im amerikanischen Vorbild geschieht die Resonanzbildung durch magnetische Widerstandsänderung an der Streuinduktivität des Transformators. Dies erfordert einen Abgleich jedes einzelnen Gerätes, was neben dem erhöhten mechanischen Aufwand auch ein Mehr an Arbeitszeit mit sich bringt und sich nachteilig auf die Produktion auswirkt, da für jedes hergestellte Gerät ein individueller Abgleich stattfinden muss [33]. Der im Versuchsaufbau verwendete Transformator mit seinen beiden einfachen Wicklungen ist hier deutlich im Vorteil. Ebenso entfällt ein aufwändiges Wickeln mehrerer Sekundärwicklungen, was wiederum zu einer Einsparung beim Isolationsmaterial und einer kompakteren Bauweise führt. Im Gegensatz zu den Transformatoren mit magnetischem Shunt kann ein Standardkern U-I 180 mit ebenso standardisiertem Wickelkörper zum Einsatz kommen.

Auch die Beschaltung des Transformators mit Hilfe einer IGBT-Brücke erhebt nicht den Anspruch, die beste Lösung darzustellen. Spannungswandler auf Basis des ferroresonanten Transformators mit einer Beschaltung aus Thyristoren in Phasenfolgelöschsaltung sind eine weitere Variante. Der Vorteil der sich hierdurch ergibt ist die Verwendung preiswerter Schalter, deren Schutz zudem effektiv über Schmelzsicherungen machbar ist. Diese Technik ist aber hier nur der Vollständigkeit halber aufgeführt, da sie wieder über einen speziell gewickelten Transformator verfügt. Desweiteren sind zur Löschung der Thyristoren und zur Begrenzung des Stromanstieges Drosseln notwendig, die die finanzielle Einsparung durch die Verwendung von nur zwei Halbleiterschaltern zunichte machen und zusätzliches Gewicht in die Anordnung einbringen. Der Aufbau mit einer vollen IGBT-Brücke stellt die finanziell günstigere Möglichkeit dar, auch wenn hier weiterer elektronischer Aufwand zum Schutz der Halbleiter notwendig ist.

Größter Nachteil der magnetisch stabilisierten Anordnung ist das hohe Gewicht. Zu den ca. 50kg des Transformators kommt das Gewicht der Drossel hinzu, zudem ist das Volumen des Gerätes erheblich.

Neben der Robustheit spricht beim geplanten Einsatz in entlegenen Regionen von Entwicklungsländern die Reparaturfreundlichkeit für das System. Sollte ein solcher Transformator einen Schaden aufweisen, so kann die Reparatur oder gar eine Neubewicklung durchaus durch einen Laien wie z.B. den Dorfschmied erfolgen, zum Testen der Funktion der wenigen Bauelemente ist nur ein einfacher Durchgangsprüfer und eine Testvorrichtung für 5V-Signale nötig, die aus einer einfachen Leuchtdiode bestehen kann.

10.5 Einsatz des PWM-Wechselrichters

Unter Zuhilfenahme moderner leistungselektronischer Bauteile erfolgt der Aufbau einer Anlage nach gängigem Entwurf, der aus den in Bild 10.28 dargestellten Komponenten besteht.

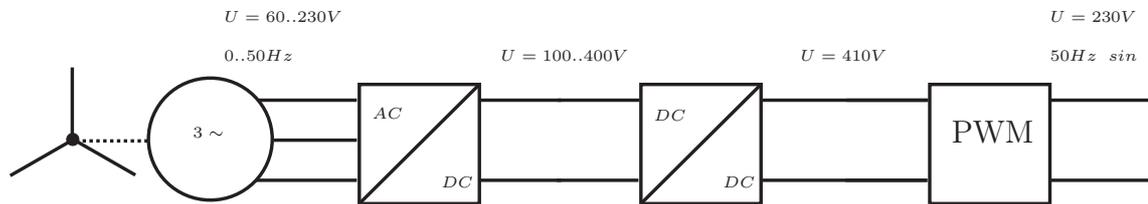


Bild 10.28: Schematische Darstellung der PWM-WR-Lösung

Die zunächst durchgeführte Simulation auf Basis von Matlab/Simulink erlaubt das Testen der zur Modulation notwendigen Pulsmuster. Exemplarisch sind in den Bildern 10.29 und 10.30 für eine Schaltfrequenz von 10kHz und eine Gleichspannung von 400V der Strom $i_L(t)$ in einer ohmsch-induktiven Last aus 50Ω in Reihe zu 20mH sowie die zugehörige Ausgangsspannung $u_L(t)$ dargestellt.

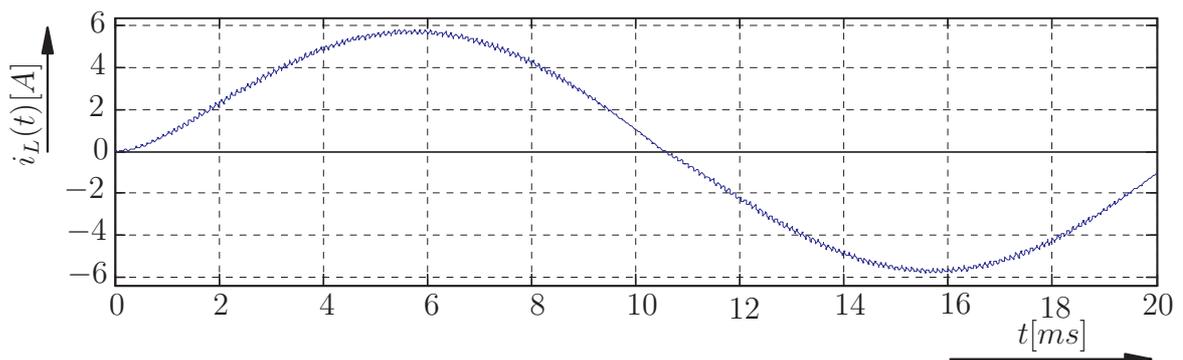


Bild 10.29: PWM-Umrichter, Ausgangsstrom

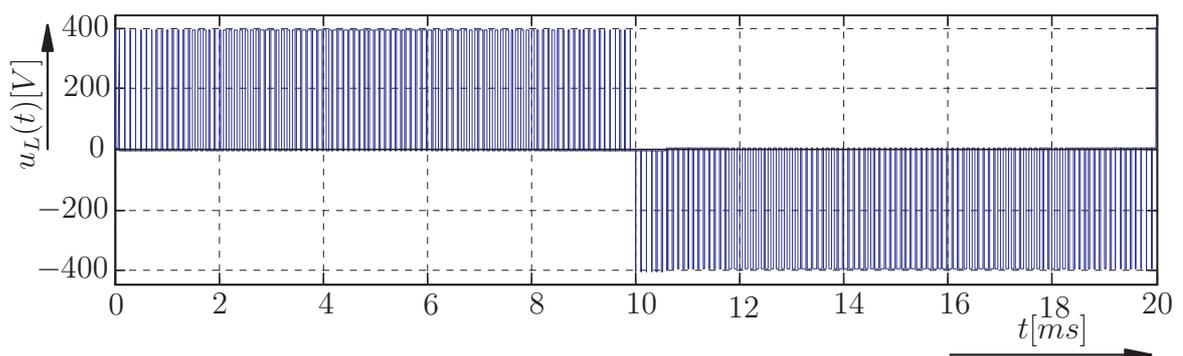


Bild 10.30: PWM-Umrichter, Ausgangsspannung

Wie zu erwarten glättet der induktive Teil der Last den Strom, sodass hier die durch die sinusförmige Gewichtung der Spannung resultierende Form klar zu erkennen ist.

Damit für den PWM-Umrichter eine von der Generatordrehzahl unabhängige Eingangsspannung zur Verfügung steht, ist ein Zwischenkreis mit DC-Steller erforderlich. Dieser erzeugt aus der variablen Gleichspannung an seinem Eingang eine konstante Ausgangsspannung. Das folgende Unterkapitel beschreibt den Aufbau dieses Stellgliedes.

10.5.1 Aufbau des DC-Stellers für den Zwischenkreis

Der DC-Steller, der für den PWM-Umrichter als Zwischenkreis dienen soll, hat die schon zuvor genannte Topologie des Hochsetzstellers, die in Bild 10.31 noch einmal wiedergegeben ist.

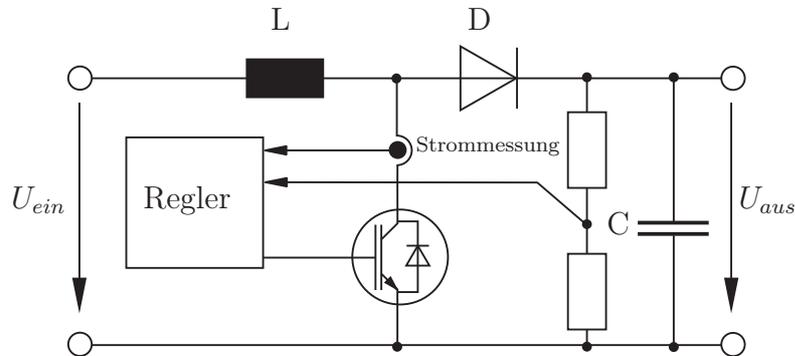


Bild 10.31: Topologie des Hochsetzstellers

Die Dimensionierung des DC-Stellers geht von einem Maximalstrom von $8A$ bei einer Ausgangsspannung von $420V$ aus. Diese Eckdaten ergeben sich aus der Notwendigkeit, dass die Ausgangsspannung größer sein muss als die maximale Eingangsspannung und die Leistung mit zunächst $3kW$ festgelegt ist. Als maximale Spannung ergab sich zu Beginn der Arbeit die Ausgangsspannung der Synchronmaschine, die durch die zulässige Drehzahl der Maschine gegeben ist. Eine Anpassung an die später aufgegriffene Asynchronmaschine konnte aus Zeitgründen nicht erfolgen. Eine höhere Spannung am Ausgang des Stellers ist ohnehin nicht wünschenswert, da dies im Leistungsteil auf Bauelemente mit größerer Spannungsfestigkeit führt, was zu einer Kostensteigerung führen würde.

Als Regler findet ein Current-Mode-Controller Verwendung. Die notwendige Strommessung geschieht mittels Wandler der Firma LEM, die Erfassung der Ausgangsspannung erfolgt über einen ohm'schen Spannungsteiler. Die Errechnung der notwendigen Bauteile des Leistungskreises liefert folgende Daten:

IGBT	$75A$	$600V$
Diode	$23A$	$425V$
Drossel	$550\mu H$	$35A$
Kondensator	$30 \dots 50\mu F$	$420V$

Besondere Beachtung kommt dem Ausgangskondensator zu. Dieser muss für eine korrekte Funktion des Stellers eine geringstmögliche Ersatzserieninduktivität (ESL) und einen kleinen Ersatzserienwiderstand (ESR) aufweisen. Nach gängigem Entwurf erhält man hier Werte für $ESL \leq 1.29\mu H$ und $ESR \leq 1.5\Omega$.

Um die parasitäre Induktivität im Ausgangskreis der Schaltung gering zu halten, was für die Funktion des Stellers entscheidend ist, ist ein entsprechender Aufbau notwendig. Die Leiterbahnführung auf beiden Seiten der Platinen ermöglicht die Bildung parasitärer Kapazitäten, die sich in diesem Fall als günstig erweisen. Zusätzlich sind die Leiterbahnen so kurz wie möglich zu halten. Der entstandene Aufbau ist aufgrund dieser Forderungen sehr kompakt und bedarf nur einer Fläche von $60 \times 100mm^2$.

10.5.2 Messergebnisse DC-Steller

Die Messung am DC-Steller geschieht unter drehzahlgeregeltem Betrieb der Antriebsmaschine. Da der per Umrichter geregelte Antrieb hier nur eine maximale Drehzahl von $2978 \frac{1}{min}$ erreicht, wurde diese Drehzahl verwendet und anschließend der Strom im Zwischenkreis sowie der Strom am Ausgang des Stellers bei variabler, ohmscher Belastung gemessen. Die zugeführte Leistung P_{zu} , die Leistung im Gleichstromzwischenkreis P_z und die vom Steller abgegebene Leistung P_d in Abhängigkeit vom Ausgangsstrom sind in Bild 10.32 zu sehen.

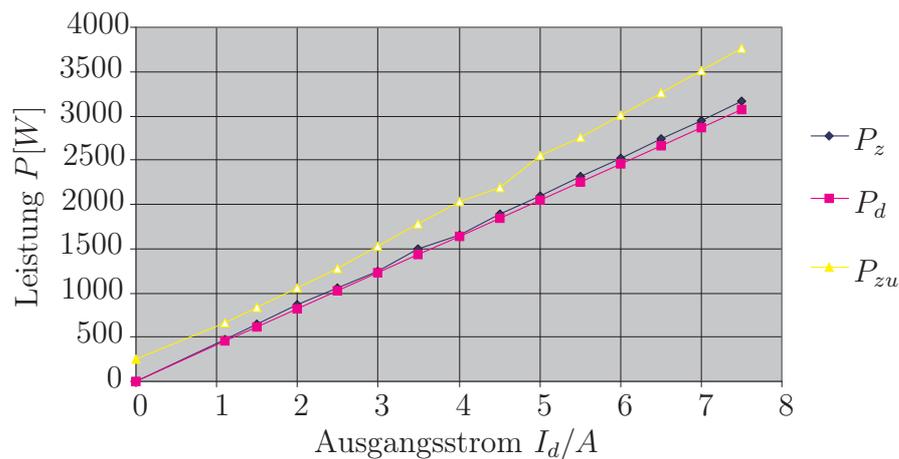


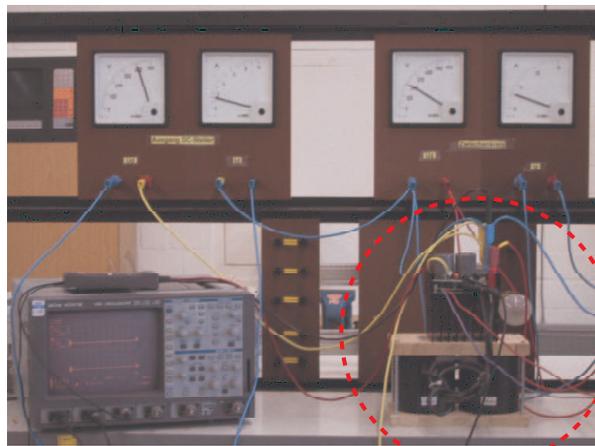
Bild 10.32: Ausgangskennlinie des DC-Stellers, $U_z = konst$

Die Ausgangsspannung des Stellers beträgt im Leerlauf $420V$, bei Stromfluss bis $6A$ beläuft sie sich auf $410V$, danach fällt sie weiter geringfügig ab und erreicht beim Maximalstrom von $7.5A$ einen Wert von $400V$. Hierbei liegt dann der Maximalwert der Ausgangsleistung von $3kW$ vor. Die auftretende Spannungsdifferenz von 2.5% ist vertretbar.

Der Leerlaufbetrieb stellt keine Schwierigkeit für den Steller dar, der Wirkungsgrad des in Bild 10.33 gezeigten Gerätes liegt im günstigsten Fall bei 98.8 , im ungünstigsten bei 96.1% .

Ausgangsspannung,
Ausgangsstrom

Eingangsspannung,
Eingangsstrom



DC-Steller

Bild 10.33: Laboraufbau des DC-Stellers

10.5.3 PWM-Wechselrichter an konstanter Eingangsspannung

Im Verlauf der vorliegenden Arbeit entstand im Zuge einer Studienarbeit ein PWM-Umrichter, der aus einer konstanten Eingangsspannung von $U_d = 420V$ die gewünschte Ausgangsspannung erzeugt [52]. Die 420V Eingangsspannung sind dabei die Vorgabe, die auf dem Einsatz des DC-Stellers beruht, der als Zwischenkreis dient und diese Spannung zur Verfügung stellt.

Tests und Messungen mit dem Umrichter lieferten die erwarteten Resultate. Die Bilder 10.34 und 10.35 zeigen den typischen Verlauf des Laststromes $i_L(t)$ und die pulswidenmodulierte Spannung $u_L(t)$ an einer ohmsch-induktiven Last.

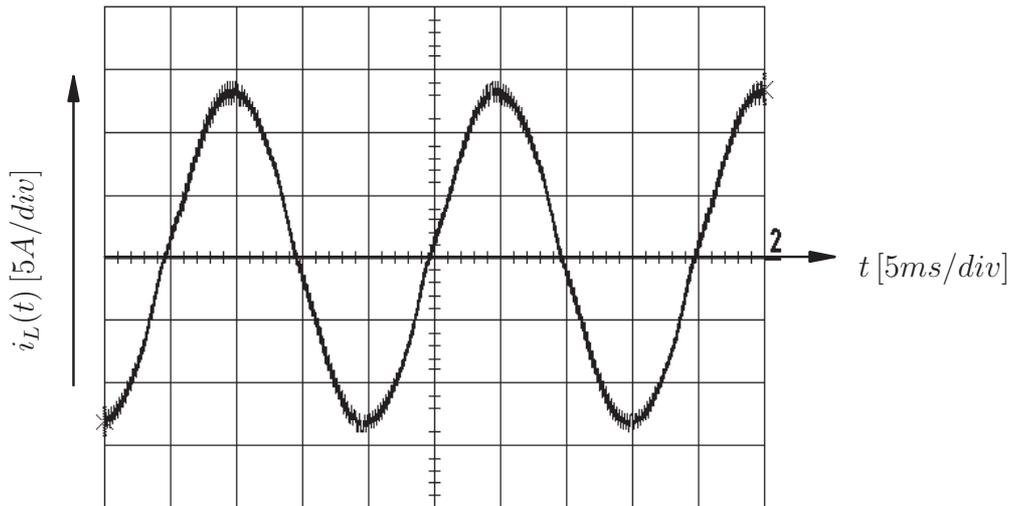


Bild 10.34: Strom $i_L(t)$ in der Last

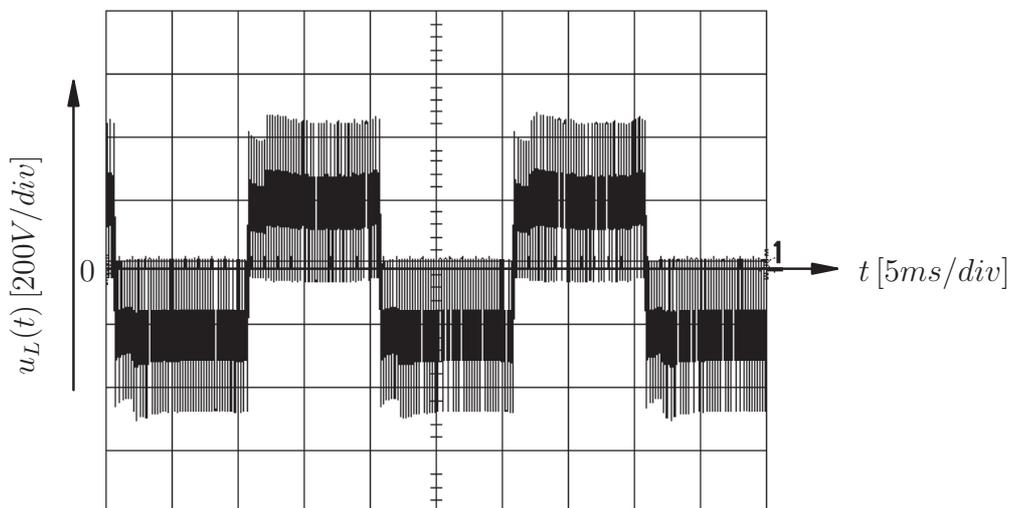


Bild 10.35: Spannung $u_L(t)$ an der Last

Die Anforderungen an die Stabilität der Ausgangsspannung bezüglich Amplitude und Frequenz, sowie deren Oberschwingungsgehalt sind mit diesem Aufbau alle erfüllt. Die beiden vorhergehenden Messergebnisse zeigen exemplarisch den Arbeitspunkt $I_L = 9A$, die Spannung an der Last beträgt $U_L = 230V$. Für die oben gezeigte Messung war, um die Eingangsspannung des PWM-Umrichters auf konstantem Niveau zu halten, die Generatordrehzahl konstant.

Der Einsatz des DC-Stellers erlaubt erweiternd den Betrieb mit variabler Umlaufgeschwindigkeit. Der DC-Steller erzeugt dabei aus der gleichgerichteten, nicht konstanten Spannung, die der Generator erzeugt, die konstante Eingangsspannung für den PWM-Umrichter.

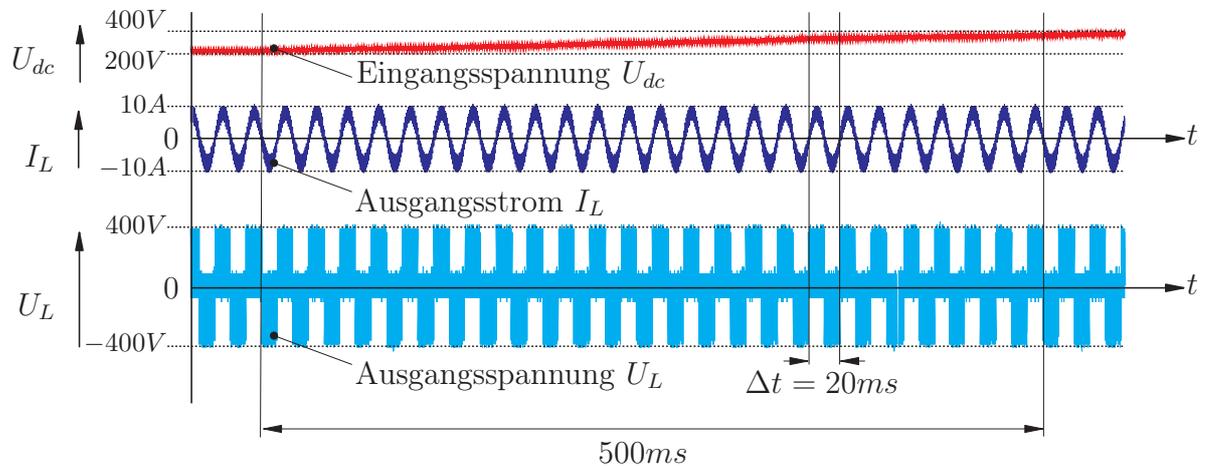


Bild 10.36: Ausgangsstrom- und Spannung am PWM-Umrichter bei veränderlicher Generator-drehzahl

Die in Bild 10.36 dargestellte Messung zeigt, dass die Ausgangsspannung des PWM-Umrichters sowohl in Amplitude als auch Frequenz konstant bleibt, obwohl sich die Eingangsspannung am DC-Steller von 200 auf 400V erhöht. Dies ist darin begründet, dass die Zeitkonstanten der mechanischen Seite erheblich größer sind als die der elektronischen Komponenten, sodass es dem DC-Steller immer möglich ist, die Ausgangsspannung auf die eingestellte Größe zu regeln.

10.5.4 PWM-Wechselrichter an variabler Eingangsspannung

Auch in dieser Schaltungsvariante ist der erste Schritt die Gleichrichtung des vom Generator gelieferten Spannungssystems. Die Höhe der Gleichspannung ist dabei für alle untersuchten Wandler linear mit der Generator-drehzahl verknüpft. Diese Gleichspannung ist so lange für die Gewinnung der gewünschten Ausgangsspannung geeignet, wie ihr Betrag größer ist als die zu erzeugende Amplitude.

Die Messung der variablen Gleichspannung liefert eine zusätzliche Information, die der im Umrichter enthaltene Prozessor zur Berechnung der notwendigen Pulsweite heranzieht. Im Gegensatz zum Betrieb an einer konstanten Spannung, hier ist das Pulsmuster statisch in Form einer Tabelle abgelegt, ist hier das Pulsmuster variabel. Die Rechenleistung des eingesetzten Prozessors muss hinreichend sein, um während der konstanten Periodendauer T_{PWM} die jeweils nächste Pulsweite zu errechnen. Diese Art Umrichter ist hier nur erwähnt, da sie aus der gleichen Hardware besteht. Eine Steuerung, die diese Art der Spannungserzeugung erlaubt, wurde im Zuge dieser Arbeit nicht programmiert, da das Hauptaugenmerk auf dem mit DC-Steller ausgestatteten Umrichter lag.

10.6 Aufbau des Matrix-Umrichters

Zunächst wurde zur Synthese und Erprobung der Schaltalgorithmen mit Hilfe des Softwarepaketes Matlab/Simulink ein Modell des Umrichters, basierend auf idealen Schaltern und Spannungsquellen, entworfen [53] und in mehreren Schritten verbessert.

Erster Schritt war die Ersetzung der zunächst als ideal angenommenen Spannungsquellen durch einen Generator mit innerer Impedanz. Die idealen Schalter wurden durch die in Simulink enthaltenen IGBT der Power System Toolbox ersetzt, das Filter und die Überspannungsbedämpfung den vorgesehenen Anforderungen angepasst.

In dem hier realisierten Aufbau wurde eine Vierschrittkommutierung gewählt, die den kontinuierlichen Fluss des Laststromes gewährleistet und sicherstellt, dass kein Kurzschliessen der Eingangsspannungen stattfindet. Die Wahl fiel aus mehreren Gründen auf diese Art der Kommutierung. Sie ist gut dokumentiert [13, 39, 40] und ermöglicht eine robustere Kontrolle als es zweischrittige Methoden erlauben.

Die Synchronisation der Schaltimpulse mit den Versorgungsspannungen geschieht über Signale, deren Generierung zum einen aus der Versorgungsspannung selbst erfolgt, zum anderen, wie in [39] empfohlen, auf der Detektion des Vorzeichens des Ausgangsstromes beruht. Diese Erkennung basiert auf der Messung der Spannungsrichtung an antiparallel geschalteten Dioden und erlaubt die zuverlässige Stromrichtungserkennung bereits im Bereich weniger Milliampere. Bei vertretbarer Verlustleistung kann ihr Einsatz bis zum Nennstrom erfolgen.

Gemäß der in [13] beschriebenen Vorgehensweise entsteht am Ausgang der Schaltung die in Bild 10.37 abgebildete Spannung, in der man sowohl den PWM-Charakter als auch die Einhüllenden der Generatorspannungen wiederfindet:

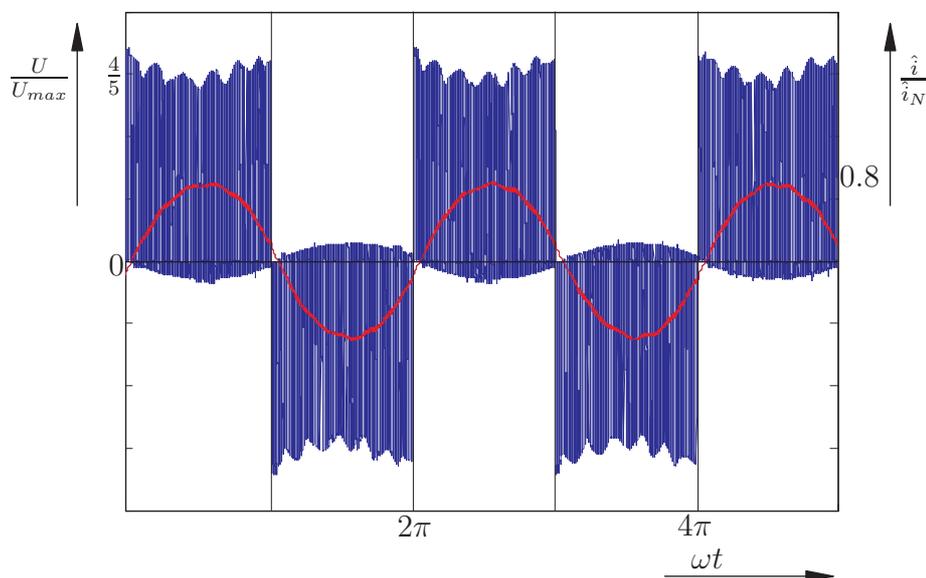


Bild 10.37: Simulationsergebnis der Ausgangsgrößen am 3/2 Matrixumrichter

Der Strom in der hier induktiven Last ist, wie erwartet, nahezu sinusförmig. Die Restwelligkeit beruht auf der Vereinfachung, die virtuelle Gleichspannung des Umrichters als konstant zu betrachten. Die Einbringung weiterer Meßtechnik, die Anpassung der Schaltimpulse und die Verbesserung von Überspannungsbedämpfung und Eingangsfiltren bieten Ansatzpunkte, diese Restwelligkeit noch weiter zu vermindern.

Wie in [12] beschrieben, kann bei einphasigem Ausgang der Strom im erzeugenden Generator nicht mehr sinusförmig sein. Diese Tatsache lässt sich an dem aus der Simulation stammende Ergebnis in Bild 10.38 belegen.

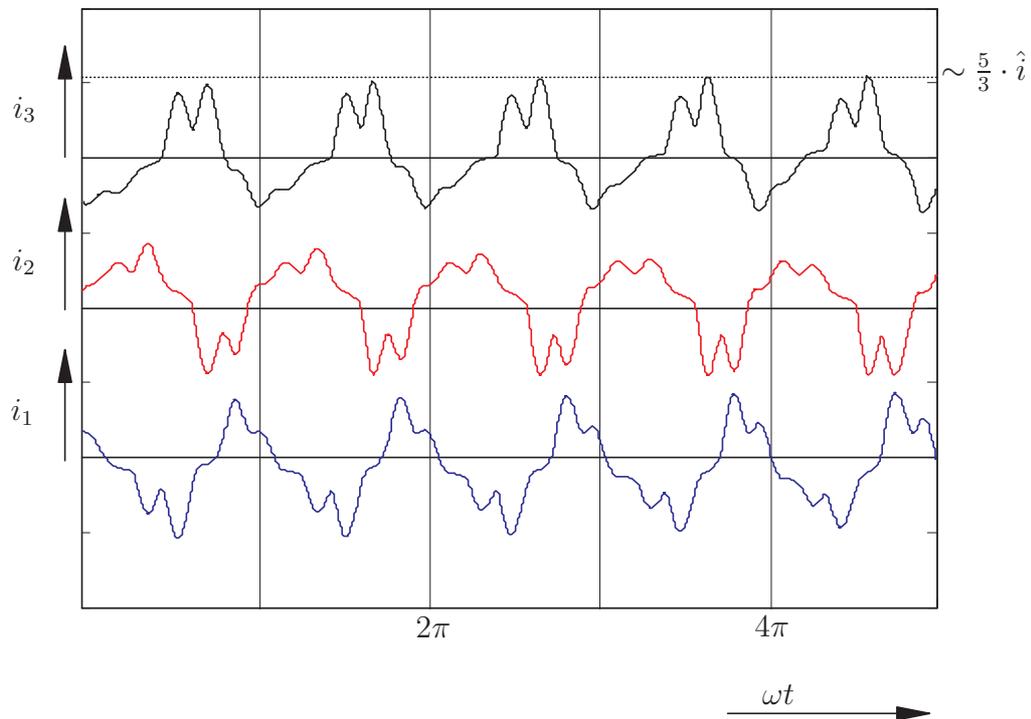


Bild 10.38: Simulationsergebnis der Generatorströme am 3/2 Matrixumrichter

Die Generatorströme weisen eine deutliche Unsymmetrie auf. Ebenso ist für die kurze dargestellte Periode offensichtlich ein Gleichstromanteil enthalten. Dieser verschwindet jedoch bei Betrachtung eines hinreichend langen Zeitraumes.

Basierend auf dieser Simulation entstand der erste Prototyp des 3/2-Matrixumrichters zunächst mit einer Matrix aus herkömmlichen IGBT mit integrierter Freilaufdiode. Als bidirektionale Schalter kam die Variante mit gemeinsamem Kollektor zum Einsatz, da diese die Anzahl der notwendigen Versorgungsspannungen verringert. Bild 10.39 zeigt einen Überblick über die im Experiment enthaltenen Komponenten.

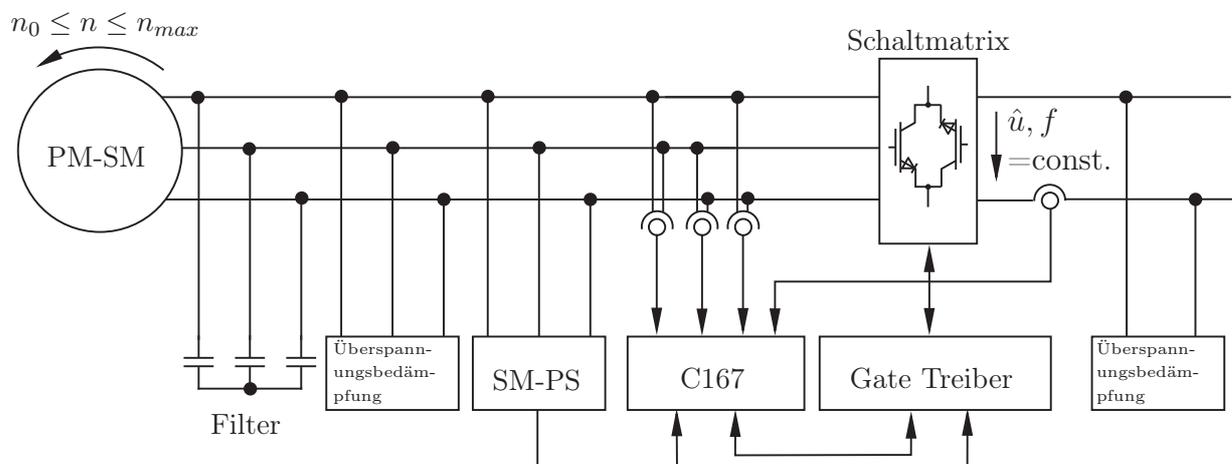


Bild 10.39: Komponenten des Matrixumrichter

Die Erzeugung aller für diese Topologie notwendigen Versorgungsspannungen geschieht über ein Schaltnetzteil in Sperrwandlerkonfiguration. Diese Vorgehensweise ermöglicht es, die geräteeigene Spannungsversorgung auch bei stark schwankender Eingangsspannung zu gewährleisten. Die Erzeugung der Steuerpulse geschieht im ersten Aufbau mit Hilfe eines Mikrokontrollers vom Typ C167, die zuvor durchgeführte Simulation macht aber deutlich, dass in der gewählten Konfiguration mit fester Ausgangsfrequenz durchaus eine weitaus preiswertere Steuerung in Form einer Logikschaltung diese Aufgabe übernehmen könnte. Zum Schutz der Umrichtermatrix vor transienten Überspannungen, die sich im Fehlerfall und durch das Vorhandensein von parasitären Induktivitäten ergeben könnten, ist ein- und ausgangsseitig eine Überspannungsbedämpfung vorgesehen. Störungen an der Eingangsspannung, die aufgrund der nicht idealen Spannungsquelle auftreten, minimiert ein hier eingebrachtes Filterelement, dessen Kondensatoren auch der Aufnahme des Generatorstromes während der Kommutierungszyklen dienen. Speziell diese am Eingang der Matrix angeschlossenen Filterkondensatoren sind problematisch. In ihre Dimensionierung fließen zwei Randbedingungen ein:

- a) Sie müssen eine ausreichenden Kapazität aufweisen, um bei der harten Kommutierung des Generatorstromes diesen so aufzunehmen, dass die entstehende Spannungsspitze tolerierbar bleibt und
- b) die von der Generatorinduktivität und der Filterkapazität abhängige Resonanzfrequenz muss jenseits der Betriebsfrequenz des Generators liegen.

An der Asynchronmaschine entstehen hier keine Probleme, da die in dieser Anordnung ohnehin vorhandenen Kondensatoren auf jeden Fall hinreichend sind, um für eine Glättung der Spannung zu sorgen. Bei der permanent erregten Servomaschinen erstreckt sich der Frequenzbereich bis 170Hz , die Kopplung des Matrixumrichters an die Aussenpolmaschine ist als Alternative bereits ausgeschieden.

Mit einer Induktivität von 8mH pro Phase und im Dreieck geschalteten Filterkondensatoren ergibt sich für die Servomaschine das in Bild 10.40 gegebene einphasige Ersatzschaltbild.

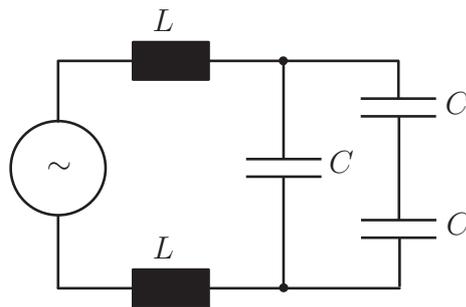


Bild 10.40: Ersatzschaltbild zur Bestimmung der Resonanz

Dies führt auf eine Resonanzfrequenz f_{res} für den Reihenschwingkreis von

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{1}{3LC}} \Rightarrow f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{3LC}}$$

Die Vermeidung der Resonanz ist erforderlich, um die mit ihr einhergehende Spannungsüberhöhung sowohl an der Generatorwicklung als auch an den Kondensatoren zu umgehen.

Es bestünde hier die Gefahr, die Isolation der Maschinenwicklung zu schädigen oder die Spannungsfestigkeit der Kondensatoren zu überschreiten.

Die erste Version des Umrichters, aufgebaut aus den separaten Komponenten Spannungsversorgung, Messtechnik, Prozessor, Treiber- und Leistungsstufe, erlaubte erste Messungen und machte Schwachstellen im Design deutlich. Der Umrichter erbrachte zwar prinzipiell ein mit der Simulation übereinstimmendes Ergebnis, konnte allerdings die geforderte Spezifikation nicht erfüllen. Die aus diesem Aufbau gewonnenen Erkenntnisse flossen in das Folgedesign ein. Neben verbesserter Treiberkonfiguration erbringt der zweite, sehr viel kompaktere Aufbau durch die Verwendung kapazitiv gekoppelter Stromschienen eine deutliche Verringerung der parasitären Induktivitäten mit sich, die sich im ersten Aufbau als sehr störend erwiesen hatten. Eine weitere Veränderung ist die Ersetzung der mit Freilaufdiode ausgestatteten IGBT gegen rückwärtssperrende Elemente vom Typ IXRH40N120. Die im ersten Aufbau realisierten Elemente in Antiserienschaltung erscheinen nun als Antiparallelschaltung. Diese Neugestaltung führt nicht zu neuen Schaltalgorithmen, da die Signalfolgen identisch bleiben, sodass die vorhandene Steuerung weiter Verwendung finden kann. Die Verringerung der im ersten Aufbau aufgetretenen Störungen der Massepotenziale gelingt durch die Verwendung von DC/DC-Wandlern, die lokal die notwendigen Spannungen zur Versorgung der Treiberbausteine aus einer einzigen 5V-Quelle erzeugen. Diese Vorgehensweise führt auf ein noch kompakteres Schaltnetzteil zur Erzeugung der versorgenden Spannung. Zudem ist die neue Schaltung komplett in SMD-Technik ausgeführt, was zu weiterer Verbesserung bezüglich der Störanfälligkeit gegenüber elektromagnetischen Einflüssen führt. Der fertige Aufbau hat damit die auf Bild 10.41 abgebildete Gestalt.

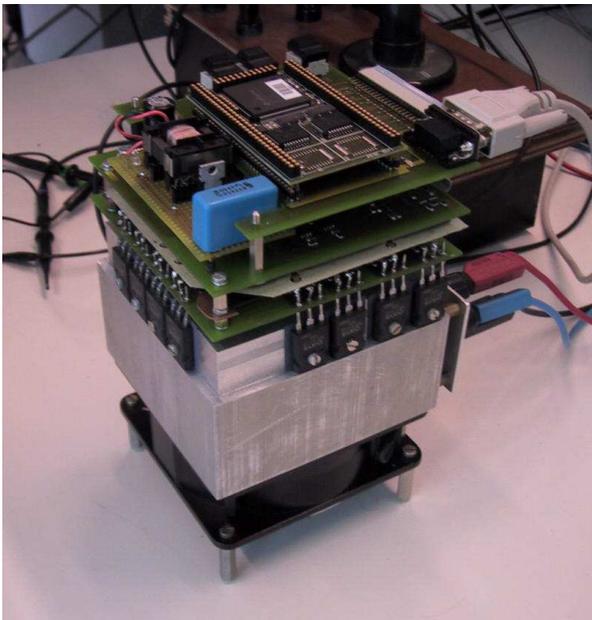


Bild 10.41: 2. Version des Matrixumrichters

Das kompakte Design basiert auf einer Idee der Universität Zürich, die Professor Kollar auf der PESC 2004 in Aachen präsentierte [41]. Der Betriebsbereich des Umrichters erstreckt sich von $U_{UV} = 200V \dots 450V$. Die Obergrenze bestimmen hierbei nicht die verwendeten Halbleiter, sondern die maximale Spannung des versorgenden Schaltnetzteiles. Dieses könnte durch andere Konfigurationen größere Eingangsspannungen aufnehmen, die zu verwendenden Bauteile sind dann allerdings voluminöser und teurer. Eine zweite Variante wäre, dem Schaltnetzteil einen Transformator vorzuschalten. Auch dies brächte eine erhebliche Vergrößerung des Bauvolumens mit sich.

Darüberhinaus ist die Spannungsfestigkeit der Kondensatoren des Eingangsfilters und der Überspannungsbedämpfungen zu berücksichtigen. Bei vertretbarem Bauvolumen liegt die Obergrenze hier bei 450V.

10.6.1 Messergebnisse

Um die Funktion der Umrichters zu gewährleisten, ist sicherzustellen, dass die Synchronsignale und das Vorzeichen des Ausgangsstromes bekannt sind. Die Gewinnung der Synchronsignale aus den Aussenleiterspannungen des Generators gelingt mit einfachen Mitteln. Das Vorzeichen des Ausgangsstromes ist schwerer zu erkennen. Da durch die Pulsweiten-Modulation im Bereich der Nulldurchgänge des Stromes Mehrdeutigkeiten bezüglich des Stromvorzeichens auftreten können, steigt der Aufwand für eine zuverlässige Detektion. Die von [39] beschriebene Vorgehensweise, die Vorwärtsspannung an antiparallel geschalteten Dioden als Kriterium heranzuziehen scheitert; sie ist nur bei hinreichend glattem Stromverlauf einsetzbar. Ist die Last am Umrichter eine ohm'sche Last, mit parasitären Induktivitäten, so ist die glättende Wirkung unzureichend. Eine Ergänzung der Diodenschaltung nach Bild 10.42 erlaubt auch in diesem Fall eine korrekte Detektion.

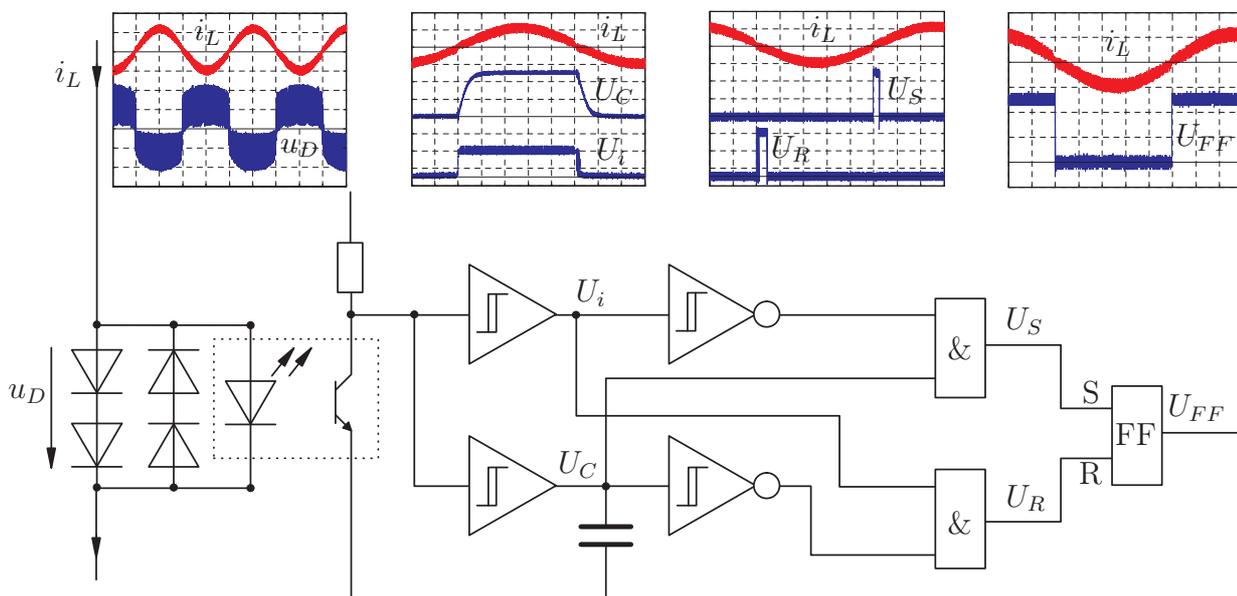


Bild 10.42: Detektion des Stromvorzeichens

Der in der Last fließende Strom i_L führt an den Dioden zu einem Spannungsabfall u_D , der, speziell um die Nulldurchgänge, eine Störung aufweist, die zu Fehlerkennungen führen würde. Der nachgeschaltete Optokoppler beseitigt den größten Teil der Störungen. Lediglich beim Einschalten des Transistors kommt es innerhalb der ersten Schalthandlungen noch zu Fehlern. Der UND-Vergleich dieser Spannung U_i mit dem Negat der Spannung U_C am Kondensator erzeugt das Rücksetz-Signal U_R des Flip-Flops. Der umgekehrte Fall liefert das Setzen-Signal U_S . Die durch den Kondensator verzögerte Schalthandlung sorgt dabei dafür, dass nur ein kurzer Puls entsteht, der für das Schalten des Flip-Flops hinreichend ist. Am Ausgang des Flip-Flops entsteht so ein Signal U_{FF} , das die Information über das Vorzeichen des Stromes enthält.

Die hier erreichte Genauigkeit zur Erkennung des Stromvorzeichens ist in geringen Grenzen von der Stromstärke abhängig. Bei zunehmendem Strom ergibt sich eine höhere Genauigkeit. Bei einem Effektivstrom von 500mA in einer Last ohne zusätzlich eingebrachte Induktivitäten beträgt die Zeitdifferenz zwischen tatsächlichem und detektiertem Nulldurchgang weniger als $5\mu\text{s}$, diese Messung ist als Darstellung in Bild 10.42 eingebracht.

Um auch im Leerlauf eine Information für die Erzeugung der Schaltimpulse zu gewinnen, ist eine Grundlast erforderlich. Hier genügt eine Kontrollleuchte, da die Vorzeichenerkennung bereits bei $I_{0,eff} \approx 30\text{mA}$ zuverlässig arbeitet.

Erste Messergebnisse entstanden mit dem Umrichter an einem einstellbaren Transformator. Hier ist die Amplitude variabel, die Frequenz ist mit der Netzfrequenz $f = 50\text{Hz}$ fest. Der Test gestattet es, die programmierten Pulsmuster zu verifizieren. Zunächst schützen Widerstände in Reihe zur Schaltermatrix die Halbleiter vor Überströmen.

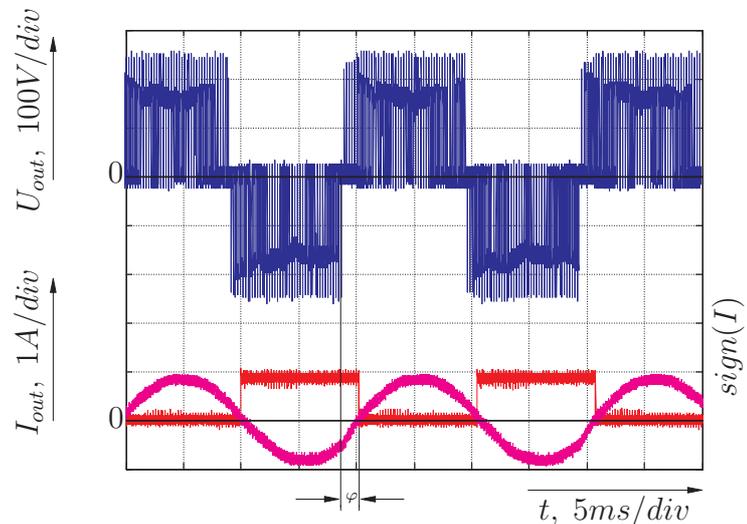


Bild 10.43: Ausgangsgrößen am Matrixumrichter, $f_1 = \text{konst.}$

Die Messung zeigt neben den Verläufen von Strom und Spannung auch das Signal, das die Information über das Vorzeichen des Ausgangsstromes beinhaltet. Wie zuvor erklärt ist diese Information für die Kommutierung des Umrichters erforderlich. Die in der Messung erkennbare Phasenverschiebung zeigt, dass für alle Kombinationen bezüglich der Vorzeichen von Strom und Spannung eine korrekte Kommutierung des Stromes gewährleistet ist. Nach dem erfolgreichen Abschluss dieser Tests war der nächste Schritt, den Umrichter am permanenten Synchrongenerator mit variabler Frequenz und variabler Amplitude einzusetzen. Eine nur geringe Last am Ausgang des Umrichters erlaubte hier eine erste Beurteilung, in Bild 10.44 sind der Verlauf der Ausgangsspannung u_{out} , des Ausgangsstromes i_{out} und des Generatorstromes i_{gen} dargestellt.

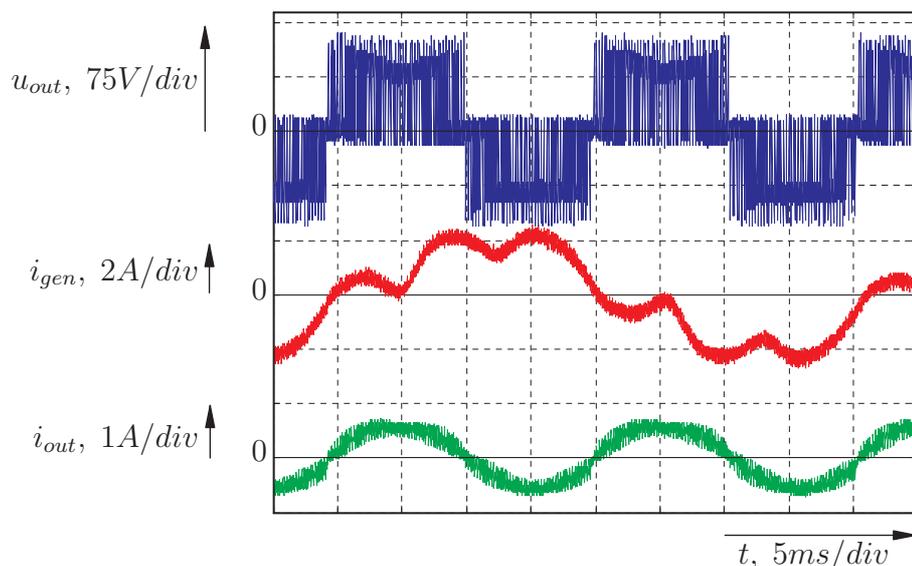


Bild 10.44: Ausgangsgrößen am Matrixumrichter, f_1 variabel

Die Frequenz der Eingangsspannung betrug bei diesem Versuch 40Hz , die Amplitude lag bei ca. 100V . Die Last war ohmsch-induktiv mit variablem Widerstand und einer Induktivität von $L = 26\text{mH}$. Gut zu erkennen ist der PWM-Charakter der Ausgangsspannung, die Einhüllende, die der virtuellen Gleichspannung entspricht, ist nicht ausgeprägt. Der Grund hierfür ist, dass sich bei kleinem Stromfluss die Kondensatoren der Eingangsfilter und der ausgangseitigen Überspannungsbedämpfung nicht weit genug entladen und somit eine glättende Wirkung auf die Virtuelle Gleichspannung entsteht.

Wie in [12] aufgezeigt, ist der Generatorstrom nicht sinusförmig. Dies ist erst durch die Erweiterung der Anordnung auf ein dreiphasiges Ausgangssystem möglich [13].

Die Messung zeigt, dass der Umrichter die gewünschte Frequenz von 50Hz am Ausgang erzeugen kann, der Einsatz in der vorgesehenen Applikation ist also möglich.

10.7 Zusammenfassung zu Kapitel 10

Die präsentierten experimentellen Untersuchungen zeigen, dass mit jeder der vorgesehenen Elektroniken das gesteckte Ziel zu erreichen ist. Alle Labormuster sind in der Lage, das geforderte Spannungssystem aus dem mit variabler Drehzahl betriebenen Generator zu erzeugen. Sie funktionieren so, wie es nach der Simulation auf Basis der in den vorangegangenen Kapiteln erarbeiteten Grundlagen zu erwarten war. Während der Erstellung der Labormuster ist deutlich geworden, um wieviel komplexer der Matrixumrichter im Vergleich zur magnetischen Spannungsstabilisierung ist. Der programmiertechnische Aufwand, der bei der Transformatorlösung vollständig entfällt, ist enorm und übersteigt auch den für den PWM-Umrichter. Am Aufbau selbst gestaltet sich die Fehlersuche, auch bei guter Laborausstattung, als schwierig, die hohe Bestückungsdichte und der kompakte Aufbau führen hier zu erheblichen Problemen.

Der einfache Aufbau des magnetischen Spannungskonstanthalters und der Arbeitsbereich, der über die in der Literatur angegebenen Grenzen hinausgeht, führen auf das robusteste System. Sein Aufbau gestaltete sich in praktischer Hinsicht als sehr einfach.

Der PWM-Umrichter ist Stand der Technik. Wenngleich der praktische Aufbau wenig Schwierigkeiten mit sich bringt, ist doch, auf Grund der notwendigen Programmierung, das System komplexer als der ferroresonante Transformator. Im Vergleich zum Matrixumrichter gestaltet sich allerdings sowohl der Aufbau als auch die Programmierung als einfacher.

Teil V

Abschließende Betrachtung

Die vorliegende Arbeit erörtert Fragen zum Themenkomplex der Elektrifizierung regional begrenzter Gebiete mit einer der europäischen Norm entsprechenden elektrischen Versorgung. Hierfür kommen einschränkend nur Anlagen auf Basis elektromechanischer Energiewandler in Betracht, weshalb die Photovoltaik nicht in die vorliegende Untersuchung einfließt. Ausgangspunkt für die Energiewandlung ist die eingehende Betrachtung nutzbarer Primärantriebe, der Schwerpunkt der Arbeit liegt bei der Verwendung von Wind- und Wasserrädern. Die Herleitung einer analytischen Beschreibung des einfachen Windrades ist als Grundlage für das Verständnis dieses strömungstechnischen Aufbaus unabdinglich und in der Arbeit dargestellt. Da für das Wasserrad eine solche Beschreibung nicht vorliegt, sind Messungen an einem als Modell vorhandenen Rad notwendig. Dies gelang durch die Nutzung der an der fwu vorhandenen Anlagen und des dort entworfenen Segmentzellenwasserrades. Die genau kontrollierbaren Bedingungen gestatten die Ermittlung der Drehzahl-Drehmoment-Charakteristik des oberflächigen Wasserrades. Diese messtechnische Erfassung eines Wasserrades und die Ermittlung seiner Antriebscharakteristik sind in der Literatur eine Seltenheit und daher besonders erwähnenswert.

Im Anschluss an die Formulierung der systemtechnischen Grundlagen beider Kraftquellen sind verschiedene Generatortypen Teil der Untersuchung. Besonderes Augenmerk liegt hierbei auf der exakten Beschreibung des Selbsterregungsprozesses asynchroner Maschinen, der analytisch vollständig beschrieben ist, um darauf basierend eine Simulation dieses Vorganges zu gestalten. Die Vorgehensweise, den Vorgang in rotorfesten Koordinaten zu beschreiben, erlaubt die Einbringung der Remanenz der Maschine als Ursache der Selbsterregung. Die Nichtlinearitäten des Vorganges im Zusammenhang mit der Sättigung des Eisens fließen als Messungen an vorhandenen Maschinen in die für diese Arbeit erstellten Simulationsmodelle ein. Messung und Simulation liefern dabei übereinstimmende Ergebnisse.

Ein weiterer Beitrag zum Einsatz innovativer Technik ist die Vorstellung der permanent erregten Synchronmaschine mit umschaltbarer Ständerwicklung in der Bauform der Ausenpolmaschine. Dieses Generatorsystem erlaubt einen sehr weiten Drehzahlbereich und passt deshalb besonders gut zu den Anforderungen des Windrades.

Aus der Vielzahl von Topologien der Leistungselektronik, die zur Erzeugung der angestrebten Versorgungsspannung herangezogen werden könnten, sind drei Varianten von besonderem Interesse und daher Teil der eingehenderen Untersuchungen. Als erstes ist der ferroresonante Transformator und seine Wirkungsweise als magnetischer Spannungs-konstanthalter beschrieben. Die Arbeit enthält eine detaillierte Beschreibung, wie durch die dem Transformator eigenen Nichtlinearitäten die stabilisierende Wirkung zustande kommt. Daran schließt sich die Untersuchung des PWM-Umrichters als indirekter Umrichter, sowie die des Matrixumrichters als Vertreter der Direktumrichter an. Letzterer ist von großem Interesse, da neuartige rückwärtssperrende Halbleiterschalter Einsatz finden, die neben einem kompakten Aufbau einen guten Wirkungsgrad gewährleisten.

Nachfolgend sind die drei leistungselektronischen Systeme und die sich mit ihnen ergebenden Einsatzbereiche bezüglich der verwendeten Generatorsysteme dargestellt. Von jeder der genannten elektrotechnischen Varianten ist ein Labormuster aufgebaut und ihre Funktionstauglichkeit demonstriert worden.

Im Zuge der Arbeit entstand ein Laboraufbau, der es ermöglicht, den Primärtrieb und den daran gekoppelten elektromechanischen Energiewandler als gesamtes Kraftwerk simulatorisch zu handhaben, ohne über einen Windkanal oder Wasserlauf verfügen zu müssen. Grundlage hierfür ist die Kenntnis der Drehzahl-Drehmoment-Charakteristik der Kraftquelle, deren Nachbildung mittels moderner Umrichtertechnik gelingt. Mit Hilfe dieser Einrichtung konnten alle Labormuster ihre Tauglichkeit unter Beweis stellen. Aufbau und verwendete Regelung der Kraftwerkssimulation sind ebenfalls Bestandteil der Arbeit.

Eine grundlegende finanzielle Betrachtung der erstellten elektrotechnischen Aufbauten sowie eine Abschätzung der Kosten für den Bau der Primärtriebe stellt den finanztechnischen Teil der Arbeit dar. Hierbei entstand zwar keine kaufmännisch fundierte Aussage, die Abschätzung der Kosten ist dennoch ein wichtiger Punkt in der Betrachtung aller Systeme.

Abschließend sind Messungen an allen vorgestellten Konfigurationen durchgeführt und dokumentiert worden. Diese zeigen, dass das gesteckte Ziel, eine einphasige, vom öffentlichen Netz unabhängige Versorgung zu gewährleisten, erreicht ist. Abstriche bezüglich der Europanorm zur Versorgung eines Netzes bestehen in der Verfügbarkeit. Da der Kern der Arbeit ein System ohne Energiespeicher ist, ist die in der Norm getroffene Regelung bezüglich der Verfügbarkeit und Ausfallzeiten nicht erfüllt.

Abstract

The present dissertation deals with several aspects related to the electrification of remote areas. Being restricted to plants with electromechanical energy conversion, solar cells are not part of the research done. The work describes the prime movers to be utilized: the water wheel and the windmill. An analytic approach to describe the windmill is presented and necessary to understand the basic physical equations. As there is no mathematical way to describe the water wheel, measurements taken from a model build by the Research Center for Water and Environmental Engineering *fwu* provide the necessary characteristics of the water wheel. The watercourse in the *fwu* laboratories was used to measure the torque to speed characteristic of a triangular-segment cell-wheel under well defined conditions. These measurements are especially worth to be mentioned as almost no information regarding the water wheel characteristics is available in the literature.

The description of the basics of the two prime movers is followed by the presentation of three different generator types. Special attention is paid to the self excitation process of the asynchronous machine, which is analytically examined in detail to create appropriate simulation models. The approach to describe the behavior of the machine in the rotor reference frame allows the consideration of the residual magnetism as a cause for the self excitation. The nonlinearities of the iron are also included in the model which leads to good consistency between measured and simulated results.

A further contribution of innovative technology is the introduction of the rotating armature machine with switchable stator windings. This particular generator allows a wide variation of speed and is therefore especially suitable for its utilization together with the windmill. From the large number of possible of power electronic topologies, three are of special interest and became part of the investigations. First, the ferroresonant transformer as a magnetic voltage stabilizing device is analyzed. The work contains a detailed analysis, how the magnetic nonlinearities lead to voltage stabilization. The second topology is the well known PWM-inverter as an indirect energy converter. The matrix converter, representing the family of direct converters is also considered as possible solution. Newly designed reverse blocking IGBT allow both, compact design and high efficiency of matrix converters as it was demonstrated in the work.

A closer look to all power electronics topologies and their particular properties and possible combination to the considered types of generators is done. Each of the systems is build as a laboratory prototype and its function is demonstrated. In the progress of the work, a laboratory setup was created, allowing emulating the prime mover to test the whole energy conversion systems without the need of a water course or a wind tunnel. The emulation in the laboratory set-up is based on the knowledge of torque to speed characteristic of the prime movers. With this setup, all considered systems were tested and their capability to achieve the goal set was validated. Furthermore a basic financial study was done to estimate the price for each of the systems studied. Though it does not consider the marketing aspects, it allows a statement regarding the cost of material for each of the solutions proposed.

Abbildungsverzeichnis

Parameter der Wka	9
Wasserfall, M.C. Escher, 1961	10
h - Q -Diagramm zum Einsatzbereich von Turbine und Wasserrädern	11
Beschickung des Wasserrades	11
Zufluss am Wasserrad	12
Permanenterregte Synchronmaschine in α - β und d - q -Koordinaten	15
Prinzipdarstellung Primärtrieb/Generator/Last	17
Einphasiges Ersatzschaltbild der PMSM im stationären Zustand	18
Komponenten der Aussenpolmaschine	19
Schaltung der Ständerwicklung der Aussenpolmaschine	19
Spannungsverlauf über gesamten Drehzahlbereich	19
Schaltung des kondensatorerregten Asynchrongenerators	20
Kondensatorerregte Asynchronmaschine im α/β -Koordinatensystem	20
Lage der Eigenwerte $\lambda(\dot{\gamma}, C)$	24
Einphasiges Ersatzschaltbild der Last	26
Kontrollrechnung für die Lage der Eigenwerte $\lambda(\dot{\gamma}, C)$ bei Remanenzfluss 0	29
Lage der Eigenwerte mit Remanenzfluss ψ_{d0} und elektrischer Belastung	30
Lage der Eigenwerte mit Remanenzfluss ψ_{d0} bei elektrischer Überlastung	30
Lage der Eigenwerte bei Kurzschluss der Maschine	31
Schaltung des ferroresonanten Transformators	33
Ersatzschaltbild des ferroresonanten Transformators	34
Eingangsimpedanz des ferroresonanten Trafos	35
Verlauf des Spannungsüberhöhungsfaktors $k = f(U_1)$	36
Spannungsverhältnisse am ferroresonanten Trafo	36
Typische Strom/Spannungs-Kennlinie des ferroresonanten Transformators	37
Ausgangsspannung des Transformators	38
Oberschwingungsgehalt der Ausgangsspannung	38
Einphasige WR-Brücke	39
Prinzip der Puls-Weiten-Modulation	40
Hochsetzsteller	41
Schematischer Aufbau mit Matrixumrichter	42

Element mit gemeinsamem Emitter	42
Element mit gemeinsamem Kollektor	42
Element mit rückwärtssprenden IGBT	42
Schaltmatrix des Umrichters	43
Virtuelle Gleichspannung beim Matrixumrichter	44
Ausgangsspannung am Matrixumrichter	45
Matrix vor Kommutierung	47
Kommutierung, Schritt 1	47
Kommutierung, Schritt 2	47
Kommutierung, Schritt 3	48
Kommutierung, Schritt 4	48
Matrix nach Kommutierung	48
Schaltnetzteil in Sperrwandlertopologie	50
Lineares Netzteil	50
Ferroresonanter Transformator an der PMSM	52
Arbeitsbereich des ferroresonanten Transformators an der PMSM	52
PWM-Umrichter mit DC-Steller an der PMSM	53
Nutzbarkeitsbereich PMSM mit PWM-Wechselrichter	53
Matrixumrichter an der PMSM	54
Drehzahlbereich bei PMSM mit Matrixumrichter	54
Ferroresonanter Trafo an der PMSM mit umschaltbarer Ständerwicklung	55
Nutzbarkeitsbereich der Aussenpolmaschine mit ferroresonantem Transformator	55
PWM-Umrichter mit DC-Steller an der PMSM	56
Drehzahlbereich der Aussenpolmaschine mit PWM-Wechselrichter	56
Ferroresonanter Transformator an der kondensatorerregten ASM	57
Nutzbarkeitsbereich des FRT an der kondensatorerregten ASM	57
PWM-Umrichter mit DC-Steller an der ASM	58
Nutzbarkeitsbereich des PWM-Umrichters an der kondensatorerregten ASM	58
Matrixumrichter an der kondensatorerregten ASM	59
Nutzbarkeitsbereich des Matrixumrichters an der kondensatorerregten ASM	59
Aufbau der Windkraftanlage	63
Leistungsbeiwert	68
Drehmomentbeiwert	68

Leistung als Funktion von Wind- und Flügelgeschwindigkeit	68
Prüfstand für das Wasserradmodell	70
n_0 und $n _{P=P_{max}}$ als Funktion des Volumenstromes	71
Drehmoment bei maximaler Leistung	71
Zufluss-Drehzahl-Zusammenhang am Wasserrad	72
Beispiel der Arbeitspunktbestimmung	73
Dreieck Zellensegment Wasserrad der fwu	74
Gemessener Verlauf von Drehzahl und Drehmoment $n(M, Q)$	75
Verlauf der elektrischen Leistung $P_{el}(n, Q)$	75
Leerlaufdrehzahl $n_0(Q)$ und Drehzahl bei Maximalleistung $n _{P=P_{Max}}(Q)$	76
Verlauf von Strom, Spannung und Leistung am 6-fach DZW	77
Übersicht über die Simulation	78
Blockschaltbild der Regelstruktur	79
VI zur Simulationssteuerung	79
Umrichter und Messung	80
Maschinensatz	80
Stromanstieg an der Synchronmaschine	82
Kurzschlußstrom des PM-Generators	83
Ausgangsspannung der Aussenpolmaschine	84
Ausgangsspannung U_0 des Aussenpolgenerators	85
Kurzschlußstrom I_K des Aussenpolgenerators	85
Gemessener Verlauf der Selbsterregung, Aussenleiterspannung	87
Simulierter Verlauf der Selbsterregung, Strangspannung	87
Ausgangsspannung $U_{U0} = f(n)$ des selbsterregten Asynchrongenerators	88
Spannung und Strom im Kurzschlußfall, $M_I = \frac{10A}{div}$	88
Stoßkurzschlußstrom des Asynchrongenerators, $M_I = \frac{20A}{div}$	89
Kondensatorerregte ASM am Gleichrichter	90
Kondensatorerregte ASM am Gleichrichter, i_{ges}	90
Kondensatorerregte ASM am Gleichrichter, i_{DC}	91
Kondensatorerregte ASM am Gleichrichter, i_C	91
Zusammenbruch der Erregung bei Überlastung	92
Entwurf des ferroresonanten Transformators	93
Schaltung des ferroresonanten Transformators	94

Kennlinienschar $I_1 = f(U_1, P_2)$	94
Kennlinienschar $U_2 = f(U_1, P_2)$	94
Wirkungsgrad der Transformatoranordnung	95
Fourieranalyse der Trafo-Ausgangsspannung	96
Transformatorwirkungsgrad bei rechteckförmiger Erregung	96
Stromverlauf bei chaotischer Resonanz	97
Sekundärseitige Spannung und Kurzschlussstrom am FRT	98
Spannung und Strom der ASM bei Kurzschluss am FRT	98
Sekundärseitige Spannung und Kurzschlussstrom am FRT	99
Spannung und Strom der PMSM bei Kurzschluss am FRT	99
Schematische Darstellung der PWM-WR-Lösung	101
PWM-Umrichter, Ausgangsstrom	101
PWM-Umrichter, Ausgangsspannung	101
Topologie des Hochsetzstellers	102
Ausgangskennlinie des DC-Stellers, $U_z = konst$	103
Labora Aufbau des DC-Stellers	103
Strom $i_L(t)$ in der Last	104
Spannung $u_L(t)$ an der Last	104
Ausgangsstrom- und Spannung am PWM-Umrichter bei veränderlicher Generatordrehzahl	105
Simulationsergebnis der Ausgangsgrößen am 3/2 Matrixumrichter	106
Simulationsergebnis der Generatorströme am 3/2 Matrixumrichter	107
Komponenten des Matrixumrichter	107
Ersatzschaltbild zur Bestimmung der Resonanz	108
2. Version des Matrixumrichters	109
Detektion des Stromvorzeichens	110
Ausgangsgrößen am Matrixumrichter, $f_1 = konst.$	111
Ausgangsgrößen am Matrixumrichter, f_1 variabel	111

Literatur

- [1] NOACK, FRIEDHELM
Einführung in die elektrische Energietechnik
Fachbuchverlag Leipzig, 2003
- [2] HAU, ERICH
Windkraftanlagen - Grundlagen, Technik, Einsatz, Wirtschaftlichkeit
Springer, 1988
- [3] RHEINISCH-WESTFÄLISCHES ELEKTRIZITÄTSWERK AG
Bericht über das 81.-87. Geschäftsjahr 1978-85
Geschäftsbericht der RWE-AG
- [4] INTERNETQUELLE
<http://www.windmesse.de>
Portal zu Windkraftanlagen und Zubehör sowie Herstellern und Vertrieb
- [5] SIMÕES, M. GODOY; FARRET, FELIX
Renewable Energy Systems, Design and Analysis with induction Generators
CRC Press, 2004
- [6] MARRA, ENES GONÇALVES und ANTENOR POMILIO, JOSÉ
Self-Excited Induction Generator Controlled by a VS-PWM Bidirectional Converter for Rural Application
IEEE Transactions on Industry Application, Vol.35, No. 4, July/August 1999
- [7] KÜMMEL, FRITZ
Der selbstregte Asynchrongenerator mit annähernd konstanter Spannung
ETZ-A, Bd 76, H. 21, 1.11.1955, S. 769-775
- [8] BOLDEA, I.; NASARA, S. A.
Electric Machine Dynamics
Macmillan Publishing Company, New York, 1986
- [9] INTERNETQUELLE
<http://www.stirling-engine.de/>
Solar-Stirling Projekt, Solo-Engine
- [10] INTERNETQUELLE
<http://www.enercon.de>
Windkraftanlagen der Firma Enercon
- [11] INTERNETQUELLE
<http://www.fuhrlander.de>
Windkraftanlagen der Firma Fuhrlander
- [12] PELLY, B. R.; GYUGYI, L.
Static Power Frequency Changers Theory, Performance, and Application
John Wiley & Sons, Inc, 1976

- [13] VENTURINI, M.
A new sine wave in, sine wave out conversion technique eliminates reactive elements
Proceedings Powercon 7, pp E3_1-E3_15, San Diego CA, 1980
- [14] SIYOUNG, KIM; SEUNG-KI, SUL und LIPO, THOMAS A.
AC/AC Conversion Based on Matrix Converter Topology with Unidirectional Switches
IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 36, No.1, Januar/Februar 2000
- [15] NIELSEN, PETER; BLAABJERG, FREDE
New Protection Issues of a Matrix Converter: Design Considerations for Adjustable-Speed Drives
IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.35, No.5, September/Okttober 1999
- [16] SUNG, KYUNG MIN; KOBAYASHI, KOUSUKE; SATO, YUKIHIKO
A New Control Method to Reduce Input Current Harmonics in Matrix Converters
IEEE Conference Record of the 37. IAS Annual Meeting, 2002
- [17] SÖHNER, WALTER
Der selbstgeführte Direktumrichter und seine Anwendung als Matrix-Converter zur Speisung von drehzahlgeregelten Antrieben mit Asynchronmaschinen
Dissertation der Universität Karlsruhe, 1992
- [18] XUE, Y. ET AL
Topologies of Single-Phased Inverters for Small Distributed Power Generators: An Overview
IEEE Transactions on Power Electronics, Volume 19, No. 5, September 2004
- [19] BETZ, ALBERT
Windenergie und ihre Ausnutzung durch Windmühlen
ökobuch - Reprint der Originalausgabe von 1926
- [20] GASCH, ROBERT
Windkraftanlagen : Grundlagen und Entwurf, 3. überarbeitete und erweiterte Auflage
Stuttgart : Teubner, 1996
- [21] GIESECKE, JÜRGEN UND MOSONYI, EMIL
Wasserkraftanlagen - Planung, Bau und Betrieb, 3. Auflage
Springer-Verlag, Berlin, 2003
- [22] GÜNTHER, T.
Renaissance des Wasserrades
Tagungsband des 5. fwu-Workshops, Universität Siegen
- [23] MÜLLER, WILHELM
Die Wasserräder, Reprint der Ausgabe 1939
Verlag Moritz Schäfer, Detmold, 1999
- [24] SPÄTH, HELMUT
Elektrische Maschinen und Stromrichter, Grundlagen und Einführung, 3. überarbeitet Auflage
Braun, Karlsruhe, 1991

- [25] KOVÁCS, P. K.
Transient Phenomena in Electrical Machines
Akadémiai Kiadó, Budapest 1984
- [26] SEYOUM, DAWIT; GRANTHAM, COLLIN UND RAHMAN, FAZLUR
The Dynamic Characteristics of an Isolated Self-Excited Induction Generator Driven by a Wind Turbine
IEEE Transactions on Industry Application, Vol. 39, No.4, July/August 2003
- [27] FÖLLINGER, O.
Regelungstechnik - Einführung in die Methoden und ihre Anwendung, 8. Auflage
Hüthig Buch Verlag Heidelberg, 1994
- [28] FAIZ, J.; DADGARI, A.; HORNING, S.; KEYHANI, A.
Design of a Three-Phase Self-Excited Induction Generator
IEEE-Transactions on Energy Conversion, Vol. 10, No. 3, September 1995
- [29] PACAS, MARIO; SCHULZ, MARTIN
Matrix Converter and Conventional Schemes in Rural Power Generation Systems
10th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2001) Toulouse, France
- [30] THE INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERING, INC.
IEEE Standard Dictionary of Electrical and Electronic Terms, 3rd Edition
Wiley-Interscience, New York, 1984
- [31] DUGAN, ROGER C.; SANTOSO, SURYA ; GREBE, THOMAS; NEDWICK, PETER
Modeling Ferroresonance Phenomena in an Underground Distribution System
IEEE IPST '01 Rio de Janeiro, Brazil, 2001
- [32] FIRMA BLOCK
Katalog zu Transformatoren, Drosseln, Konstanthaltern und Labor-Wechselstromversorgungen
Block Transformatoren-Elektronik GMBH & Co.KG Verden
- [33] FLANAGAN, WILLIAM M.
Handbook of Transformer Applications
McGraw-Hill Inc., 1986
- [34] HART, HARRY P.; KAKALEC, ROBERT J.
The Derivation and Application of Design Equations for Ferroresonant Voltage Regulators and Regulated Rectifiers
IEEE Transaction on Magnetics, Vol. MAG-7, No. 1, März 1971
- [35] LORD, HAROLD W.
Analog Equivalent Circuit Aided Design of Ferroresonant Transformers and Circuits
IEEE Transaction on Magnetics, Vol. MAG-13, No. 5, September 1977
- [36] PETERS, DONALD; MAKI, THEODORE
An Analytic Procedure for Determining Equivalent Circuits of Static Electromagnetic Devices
IEEE Transactions on Industry and General Applications, Vol. IGA-2, No. 6, November/Dezember 1966

- [37] KAKALEC, ROBERT J.
A Feedback-Controlled ferroresonant Voltage Regulator
IEEE Transaction on Magnetics, Vol. MAG-6, No. 1, März 1970
- [38] MOHAN, NED; UNDELAND, TORE M.; ROBBINS, WILLIAM P.
Power Electronics Converters, Applications and Design 3rd ed.
Wiley, New York, 2003
- [39] WHEELER, P. W.; CLARE, J.C.; EMPRINGHAM, L.
Intelligent Commutation of Matrix Converter Bi-directional Switch Cells using Novel Gate Drive Techniques
PESC 1998, pp. 707-713
- [40] MARCKS, MATTHIAS
Direkte Regelung eines Matrixumrichters sowie die Möglichkeit zum stromlosen Schalten
Dissertation der Technischen Universität Darmstadt, 1998
- [41] POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE 2004
Tutorial Matrix Converters
Pesc 2004, Aachen
- [42] WHEELER, P.
A Selection of Matrix Converter Papers
Brochure, University of Nottingham
- [43] INGENIEURBÜRO WILLI SCHWIERS
Berechnung eines Windradstatives
Auftragsarbeit im Zuge der vorliegenden Dissertation
- [44] JENSEN, JÜRGEN; KAPP, JAN-ERICH UND WIELAND, JÖRG
Forschungsprojekt „TRAFO-MILLS“ Einsatz von Wasserrädern in der Dritten Welt
Siebtes Internationales Anwenderforum Kleinwasserkraftwerke, September 2004, OT-TI Regensburg
- [45] HEIDE, MIRKO
Untersuchungen zur Planung und Konstruktion von Wasserrädern in Entwicklungsländern
Diplomarbeit der Forschungsstelle für Wasserwirtschaft und Umwelttechnik, Universität Siegen, September 2003
- [46] PACAS, MARIO; SCHULZ, MARTIN; JENSEN, JÜRGEN UND WIELAND, JÖRG
Assessment of Wind- and Waterdriven Micropowerplants
IECON'03 - 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society Roanoke, Virginia, USA November, 2003
- [47] NÜRNBERG, WERNER; HANTISCH, ROLF
Die Prüfung elektrischer Maschinen, Sechste vollständig überarbeitete Auflage
Springer-Verlag, 1987
- [48] WANG, LI und CHING-HUEI, LEE
A Novel Analysis On The Performance On An Isolated Self-Excited Induction Generator
IEEE Transaction on Energy Conversion, Vol.12, No.2, June 1997

- [49] FISCHER, HELMUT
Blindstromüberlastbarkeit von Kondensatorerregten Asynchrongeneratoren
etz, Bd. 107 (1986), Heft 4
- [50] GASTLI, A.; ARHERRAZ, M.; GAMMAL, M. A.
Matlab/Simulink/ANN Modeling and Simulation of a Stand-Alone Self-Excited Induction Generator
The 1998 International Conference on Communication, Computer and Power, Muscat
- [51] AGHAPOUR, NADER
Untersuchung von Transformatoreigenschaften mit dem Ziel der Qualitätssicherung einer lokalen Spannungsversorgung im Inselbetrieb
Diplomarbeit am Institut für Leistungselektronik und el. Antriebe, Universität Siegen, 2001
- [52] TIAWONGSOMBAT, PRASERTSAK
Design of a 50Hz PWM-Inverter
Project Work Nr. 222, Institut für Leistungselektronik und el. Antriebe, Universität Siegen, August 2004
- [53] SIRICHAROENCHAI, CHAISIT
Design of a three-phase to one-phase Matrix Converter
Project Work Nr. 218, Institut für Leistungselektronik und el. Antriebe, Universität Siegen, 2003

Teil VI

Anhang

A Kosten für die Labormodelle

Für alle Laboraufbauten wurden die Preise der für ihren Aufbau notwendigen Materialien in Euro ermittelt. Die folgenden Unterkapitel enthalten diese Zusammenstellung.

A.1 Ferroresonanter Transformator

Aufgrund der teuren magnetischen Komponenten verursacht den größten Anteil an den Kosten der Leistungsteil:

Bauteil	Anzahl	Einzelpreis	Gesamt
Transformator	1	120	120
Drossel	3	21	63
Kondensatoren	5	6.89	34.45
IGBT	4	4.88	19.52
Kühlkörper	1	10	10
Gesamt:			246.97

Die Steuerungselemente wurden hinsichtlich Robustheit und Kosten hin so optimiert, dass nur eine kleine Anzahl an Bauteilen notwendig ist. Die anfallenden Kosten ergeben sich zu:

Bauteil	Anzahl	Einzelpreis	Gesamt
Schwingquarz	1	1.30	1.30
Zähler 74393	1	0.37	0.37
Zähler 4020	1	0.61	0.61
Treiber	2	4.08	8.16
Flip Flop 4043	1	0.66	0.66
IC-Sockel	7	0.13	0.91
Kondensatoren			
220 μF	4	0.15	0.60
10nF	2	0.07	0.14
100nF	4	0.07	0.28
Diode 1N4004	8	0.03	0.24
Stromwandler	1	5.60	5.60
Widerstand 0.25W	15	0.0515	0.78
Gesamt:			14.61

Für die zu integrierende Spannungsversorgung in Form eines Schaltnetztes in Sperrwandlertopologie entfallen:

Bauteil	Anzahl	Einzelpreis	Gesamt
Schaltregler	1	1.77	1.58
Elko $220\mu F/25V$	3	0.15	0.45
Elko $47\mu F/35V$	1	0.12	0.12
Dioden			
UF4003	1	0.29	0.29
BYV-27	2	0.22	0.44
1N5822	1	0.27	0.27
1N4148	1	0.032	0.032
P6KE200	1	0.27	0.27
BZX85C5v6	1	0.0874	0.0874
Widerstand 0.25W	2	0.0515	0.103
Übertrager ¹	1	2.09	2.09
Optokoppler	1	0.23	0.23
Gesamt:			5.97

Für den Aufbau der Schaltung genügt eine Euro-Paltine (100×160) mm^2 .

¹Bestehend aus Kern, Wickelkörper und Halterung

A.2 DC-Steller

Die Komponenten des Leistungsteils sind im einzelnen:

Bauteil	Anzahl	Einzelpreis	Gesamt
IGBT 600V/75A	1	10.18	10.18
Diode 600V/30A	1	1.88	1.88
Spulen $400\mu H/35A$	2	77	144
Kondensator	2	7.40	14.80
Stromwandler ²	1	12.8	12.8
Kühlkörper	1	10	10
Gesamt:			196.48

Die Steuerung besteht aus

Bauteil	Anzahl	Einzelpreis	Gesamt
UC3842	1	0.77	0.77
Kond., keramisch	7	0.07	0.49
Elko, $47\mu F/35V$	1	0.12	0.12
Widerstände 0.25W	5	0.0515	0.2575
Transistor BC237	1	0.08	0.08
Gesamt:			1.72

Für den Aufbau reicht ein Drittel einer Euro-Platine (35×160)mm².

A.3 PWM-Wechselrichter

Zum Aufbau der Steuerung mit Hilfe eines Mikrocontrollers benötigt man im einzelnen:

Bauteil	Anzahl	Einzelpreis	Gesamt
Versorgung	2	5.97	11.96
Treiber	5	4.11	20.55
SMD Widerstände	32	0.014	4.48
SMD-Kondensatoren	27	0.0791	2.1357
Diode MUR160	4	0.15	0.60
Diode UF4003	4	0.10	0.40
Z-Diode 5V	1	0.024	0.024
Logikbaustein 4044D	1	0.25	0.25
Logikbaustein 74HC20D	1	0.20	0.20
Logikbaustein 74HC14D	1	0.16	0.16
Timer NE555	2	0.39	0.78
Stromwandler	1	12.80	12.80
Prozessor C167	1	25	25
Gesamt:			79.34

²Der verwendete Wandler ist inzwischen ausser Produktion, der Preis gilt für einen Vergleichstyp

Als Versorgung dienen zwei Schaltnetzteile, zum Aufbau der Schaltung sind zwei Europlatinen (100×160) mm^2 notwendig.

Der verwendete Mikrocontroller vom Typ C167 lag für den Aufbau in Form eines Evaluationboards vor, dessen Preis weit über dem liegt, was der Prozessor in einer fertigen Applikation ausmacht.

Der Leistungsteil ist auch hier als volle Brücke ausgelegt und besteht lediglich aus dem Aufbau der Transistoren:

Bauteil	Anzahl	Einzelpreis	Gesamt
Transistoren	5	6.89	34.90
Kühlkörper	1	10	10
Gesamt:			44.90

Der fünfte Transistor ist nicht Teil der Brücke, er gestattet das Trennen der Brücke von der treibenden Gleichspannung.

A.4 Matrixumrichter

Die größere Komplexität des Systems schlägt sich auch in der Anzahl der verwendeten Bauelemente und der aufwändigeren Messtechnik nieder. Im einzelnen sind dies:

Bauteil	Anzahl	Einzelpreis	Gesamt
Versorgung	1	5.97	5.97
IGBT	12	11.14	133.68
Kühlkörper	1	49	49
Treiber	12	4.11	49.32
SMD-Widerst.	115	0.014	1.61
SMD-Kondensator	94	0.0791	7.44
DC Wandler 5/15	5	8.80	44.00
DC-Wandler 5/ ± 15	1	9.19	9.19
Stromwandler	2	12.1	24.2
Diode 1A/600V	16	0.15	9
Diode 1A/50V	6	0.03	0.18
Komparatoren LM311	6	0.4	2.4
OP-Verst. (OP27)	4	2.91	11.64
Logikbaustein 40106	1	0.22	0.22
RMS/DC-Wandler	1	5.61	5.61
Stromschienen	5	7.42	7.42
Filterkondensatoren	3	7.40	22.20
Kond. Überspannung	3	1.82	5.64
Prozessor C167	1	25	25
Kontaktleisten	6	1.38	8.28
Lüfter	1	18.81	18.81
Distanzbolzen 30mm	4	0.45	1.8
Distanzbolzen 20mm	3	0.34	0.64
Distanzbolzen 15mm	8	0.38	3.04
Gesamt:			445.95

Es kommt das gleiche Schaltnetzteil wie im Aufbau „Ferroresonanter Trafo“ zum Einsatz, unterschiedlich ist nur die Bewicklung des verwendeten Wandlers. Topologie, Bauteile und Platzbedarf bleiben gleich. Der Preis für den Prozessor beinhaltet den eigentlichen Chip sowie die dafür notwendige Beschaltung. Im Experiment selber ist ein Evaluationsboard eingebaut, dessen Preis deutlich über dem des Prozessors liegt.

Es ist die Fläche von drei Europlatinen notwendig, um das System aufzubauen.