

Bildung eines dreiphasigen Inselnetzes durch unabhängige Wechselrichter im Parallelbetrieb

**Zur Erlangung des akademischen Grades eines
Doktor-Ingenieurs
von der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
der Universität Fridericiana Karlsruhe
genehmigte**

Dissertation

von

Dipl.-Ing. Matthias Hauck

aus Karlsruhe

Tag der mündlichen Prüfung:

21. November 2002

Hauptreferent:

Prof. Dr.-Ing. Helmut Späth

Korreferent:

Prof. Dr.-Ing. Herbert Stemmler

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand in der Zeit vom Juni 1997 bis November 2002, während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Elektrotechnischen Institut der Technischen Universität Fridericiana Karlsruhe.

Ich möchte mich ganz herzlich bei Herrn Prof. Dr.-Ing. H. Späth für die Betreuung der Arbeit, das Vertrauen, das er mit entgegengebracht und die Freiheit, die er mir eingeräumt hat, sehr herzlich bedanken. Besonderer Dank gebührt ihm, da er die ersten zwei Jahre nach seiner Pensionierung sicherlich geruhsamer am Vierwaldstätter See hätte verbringen können.

Bei Herrn Prof. Dr.-Ing. H. Stemmler möchte ich mich sehr für die freundliche Übernahme des Korreferats bedanken.

Dank gebührt ebenfalls Herrn Prof. Dr.-Ing. M. Braun, der diese Arbeit immer wohlwollend begleitet hat.

Auch meinen Kollegen vom Elektrotechnischen Institut möchte ich danken. Einige seien mit Namen genannt. Bernd, der mich am Beginn meiner Arbeit sehr unterstützt hat. Gerhard, der immer ein offenes Ohr und wichtige Anregungen hatte. Jürgen und Jochen, mit denen ich einen zwanglosen und kreativen wissenschaftlichen Austausch hatte und die Schuld daran waren, dass ich mich jeden Sonntagabend gefreut habe, montags ins „Kinderzimmer“ gehen zu dürfen.

Besonderer Dank gebührt meinen Eltern, die mir das Studium ermöglicht haben und die mich auch danach, immer wenn es nötig war, unterstützt haben. Ebenfalls danken möchte ich meiner Freundin Steffi, die vor allem in der Schlussphase meiner Arbeit viel Geduld mit mir haben musste und auf vieles hat verzichten müssen.

Besonders wichtig ist mir, an Heiner zu erinnern. Vor allem als Zimmergenosse konnte ich immer von seinem reichen Erfahrungsschatz profitieren.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Einleitende Übersicht.....	1
1.2	Kurzbeschreibung der Arbeit	3
2	Systemkomponenten	5
2.1	Der Stromrichter	5
2.2	Signalverarbeitung.....	10
2.3	Batteriespeicher.....	12
3	Kondensatorspannungsregelung	13
3.1	Entwurf der Kondensatorspannungsregelung.....	13
3.1.1	Der verallgemeinerte Integrator	14
3.1.2	Streckenmodell.....	20
3.1.3	Kondensatorstromregler	21
3.1.4	Kondensatorspannungsregler.....	25
3.1.5	Regler zur Elimination eines Gleichanteils in der Kondensatorspannung.....	29
3.2	Sprung in der Führungsgröße des Kondensatorspannungsreglers	31
3.3	Stromrichtermodell.....	32
4	Messverfahren für signifikante Netzgrößen	35
4.1	Bestimmung von Wirk- und Blindleistung	35
4.1.1	Einphasige Leistungsmessschaltung.....	37
4.1.2	Dreiphasige Leistungsmessschaltung	40
4.2	Bestimmung des Effektivwerts.....	47
4.3	Bestimmung der Frequenz.....	48
5	Primärregelung	51
5.1	Primärregelung von Synchrongeneratoren im Verbundnetz.....	51
5.2	Primärregelung für Wechselrichter	57

5.2.1	Wahl der Statiken für den Parallelbetrieb	62
5.3	Entwurf der Leistungsregler	63
5.3.1	Modellierung für den Betrieb am starren Netz	64
5.3.2	Entwurf des Wirkleistungsreglers am starren Netz	67
5.3.3	Entwurf des Blindleistungsreglers am starren Netz	69
5.3.4	Modellierung für den Alleinbetrieb	71
5.3.5	Entwurf des Wirkleistungsreglers im Alleinbetrieb	71
5.3.6	Entwurf des Blindleistungsreglers im Alleinbetrieb	75
5.3.7	Gewählte Reglerparameter	77
5.3.8	Führungsverhalten der Leistungsregler	78
6	Der Batteriewechselrichter bei verschiedenen Netztopologien	81
6.1	Wechselrichter im Alleinbetrieb.....	82
6.2	Zwei Wechselrichter im Parallelbetrieb	83
6.2.1	Speisung von linearen passiven Lasten	86
6.2.1.1	Messung 1: symmetrische, ohmsche Last im stationären Fall.....	86
6.2.1.2	Messung 2: symmetrische, induktive Last im stationären Fall	88
6.2.1.3	Messung 3: Einschalten einer symmetrischen, ohmsch-induktiven Last	90
6.2.1.4	Messung 4: Einschalten einer unsymmetrischen, ohmsch-induktiven Last.....	92
6.2.2	Speisung eines Motors	94
6.2.2.1	Messung 5: Einschalten einer unbelasteten Asynchronmaschine	94
6.3	Wechselrichter und Synchronmaschine im Parallelbetrieb	96
6.3.1	Beschreibung des benutzten Dieselgenerators	97
6.3.2	Ein Batteriewechselrichter und der Dieselgenerator im Parallelbetrieb	98
6.3.2.1	Messung 6: Verbesserung der Spannungsqualität durch Einsatz eines Batteriewechselrichters.....	98
6.3.2.2	Messung 7: Speisung einer ohmschen Last	101
6.3.2.3	Messung 8: Speisung einer induktiven Last	104
6.3.2.4	Messung 9: Speisung einer ohmsch-induktiven Last.....	106
6.3.3	Zwei Batteriewechselrichter und der Dieselgenerator im Parallelbetrieb	108
6.3.3.1	Messung 10: Leerlauf	108
6.3.3.2	Messung 11: Belastung mit einer ohmsch-induktiven Last	109

6.4	Wechselrichter als unterbrechungsfreie Stromversorgung (USV).....	111
6.4.1.1	Messung 12: Ein Wechselrichter als USV – ohmsche Last	112
6.4.1.2	Messung 13: Ein Wechselrichter als USV – ohmsch-induktive Last ..	114
6.4.1.3	Messung 14: Ein Wechselrichter als USV – unsymmetrische Last....	116
6.4.1.4	Messung 15: Zwei Wechselrichter im Parallelbetrieb als USV	117
6.5	Wechselrichter für die Energieeinspeisung.....	120
7	Schutzfunktionen	123
7.1	Synchronisation	123
7.2	Verhalten bei unzulässigen Betriebszuständen	130
7.2.1	Kurzschluss	131
7.2.2	Fehlsynchronisation.....	138
7.2.3	Betrieb mit weniger als drei Phasen	141
7.2.4	Überlast	141
8	Sekundärregelung.....	145
8.1	Sekundärregelung im Verbundnetz	145
8.2	Sekundärregelung ohne Kommunikation.....	146
8.2.1	Wiederherstellung der Nennfrequenz	146
8.2.2	Ausgleich von Unsymmetrien bei der Lastaufteilung	149
8.2.3	Wiederherstellung der Nennspannung	156
8.2.4	Vollständige Sekundärregelung.....	157
9	Optimierung des kommunikationslosen Parallelbetriebs	161
9.1	Abschaltung von Einspeisungen bei Schwachlast.....	161
9.1.1	Abschaltung in einem Netz ohne Sekundärregelung	162
9.1.2	Abschaltung in einem Netz mit Sekundärregelung	164
9.2	Betriebsoptimierung durch ungleiche Lastaufteilung	165
9.2.1	Klassifizierung von Einspeisungen nach ihrem Energieangebot	165
9.2.2	Optimierungskriterien.....	166
9.2.2.1	Optimierungskriterien für die Wirklastaufteilung	166
9.2.2.2	Optimierungskriterien für die Blindlastaufteilung.....	167
9.2.3	Betriebsoptimierung bei Netzen mit Sekundärregelung.....	167
9.2.3.1	Verändern der Wirklastaufteilung	168
9.2.3.2	Verändern der Blindlastaufteilung.....	170

9.2.4	Betriebsoptimierung bei Netzen ohne Sekundärregelung.....	171
9.2.4.1	Verändern der Wirklastaufteilung	171
9.2.4.2	Verändern der Blindlastaufteilung.....	176
9.2.5	Optimierung der Lastaufteilung - Zusammenfassung	176
10	Netzstabilisierende Quellen	177
10.1	Verbesserung der Netzstabilität durch Einspeisewechselrichter.....	178
10.2	Der einphasige Einspeisewechselrichter SOLSTICE.....	182
10.3	Verbesserung der Spannungsstabilität mit SOLSTICE.....	188
10.4	Im Inselnetz maximal zulässige Leistung der Verbraucher.....	189
10.4.1	Grenzen für die Last bei unsymmetrischen Verbrauchern und unterschiedlichen Einspeisungen	192
10.4.2	Berechnung der maximal zulässigen einphasigen Last (Beispiel)	195
11	Zusammenfassung	201
12	Literaturverzeichnis	205
13	Anhang.....	209
13.1	Formelzeichen	209
13.2	Indizes	212
13.3	Symbole.....	213
13.4	Übertragungsfunktionen (Ü-Fkt)	213
13.5	Abkürzungen.....	214

1 Einleitung

1.1 Einleitende Übersicht

Die Versorgung mit elektrischer Energie ist für Länder, die eine wirtschaftliche Entwicklung erfahren oder anstreben, ebenso wie für hochindustrialisierte Länder ein zentrales Thema von außerordentlicher Wichtigkeit. Entscheidende Gesichtspunkte sind die Spannungsqualität, die Zuverlässigkeit, die Verfügbarkeit, die Kosten und nicht zuletzt die Umweltverträglichkeit der elektrischen Energiebereitstellung.

In den Entwicklungsländern ist die Energieerzeugung und -verteilung qualitativ schlecht und zudem nicht überall vorhanden. Oft gibt es kleine elektrische Inselnetze, deren Größe von der Versorgung für wenige Häuser bis hin zu einem kleinen Verbundnetz mit einigen Dörfern reicht. Für diese kleinen Netze ist die Energieerzeugung auf konventionelle Weise (meist durch Dieselaggregate) teuer, so dass regenerative Energiequellen Kostenvorteile haben können. Um das fluktuierende Energieangebot dieser Quellen auszugleichen, benötigen solche Netze einen Energiespeicher, der für gewöhnlich ein Batteriespeicher ist. Diese Netze sind dadurch gekennzeichnet, dass es einen hohen Anteil von Stromrichtern gibt, die diese Netze speisen und dass der Energieverbrauch in diesen Netzen mit zunehmender wirtschaftlicher Entwicklung, aber auch einfach aus erhöhten Komfortansprüchen, steigt.

In den westlichen Industriestaaten (vor allem in Europa) findet derzeit eine Umstrukturierung der elektrischen Energieversorgung statt. Diese wird von zwei Umständen vorangetrieben.

Erstens werden die Energiemärkte seit etwa einer Dekade liberalisiert und dereguliert. Von den Energieversorgungsunternehmen, die sich nun gegenüber Wettbewerbern behaupten müssen, wird eine bisher nicht nötige Flexibilität verlangt. In diesem unsicheren Marktumfeld werden langfristige Investitionen vermieden. Bei der Erzeugung elektrischer Energie wird deshalb vermehrt auf Einrichtungen mit niedrigen Investitionskosten und auf kleinere Einheiten zurückgegriffen. Erdgas wird deshalb als Primärenergieträger wichtiger. Als Nebeneffekt ist zu befürchten, dass

wegen des Kostendrucks der Liberalisierung die Qualität unserer Energieversorgung schlechter wird.

Zweitens werden von den meisten Industriestaaten Anstrengungen unternommen, die Ziele des Kyoto-Protokolls bezüglich Reduktion der Emission von Treibhausgasen zu erreichen. Dafür werden regenerative Energiequellen von staatlicher Seite unterstützt. Die Photovoltaik erfährt auf niedrigem Niveau hohe Zuwachsraten und die Windkraft deckt in Deutschland etwa schon beachtliche 3 % [VDEW 2002] [BWE 2002] des elektrischen Energiebedarfs. Ebenso wird die Kraft-Wärme-Kopplung unterstützt. Dies führt zu einem Zubau an GuD-Kraftwerken aber auch zu intensiven Bemühungen, für private Haushalte kleine Blockheizkraftwerke (BHKW) zu entwickeln, die neben der Produktion von Wärme elektrische Energie ins Versorgungsnetz speisen. Grosse Chancen werden hierbei der Brennstoffzellentechnologie eingeräumt, da diese auch in sehr kleinen Einheiten praktikabel ist und man sich eine ähnliche Zuverlässigkeit erhofft wie bei herkömmlichen Heizungsanlagen. Die Brennstoffzellen-BHKWs sind frühestens in zwei Jahren als Serienprodukt zu erwarten [Meyer 2001]. Am Markt verfügbar sind aber BHKWs mit Mikrogasturbine.

Insgesamt führen diese beiden Veränderungen zu einer vermehrt dezentralen Energieerzeugungsstruktur [Bitsch 2002] und dem Einsatz von Stromrichtern als Energieeinspeisegerät. Stromrichter sind nötig für Erzeuger, bei denen der Strom als Gleichstrom zur Verfügung steht (Brennstoffzelle, Photovoltaik) oder aber bei denen er für die Funktionalität unbedingt erforderlich ist (Mikrogasturbine). Zusätzlich gibt es Energieerzeuger, bei denen der Einsatz von Stromrichtern Betriebsvorteile bringt. Zu nennen sind die Windkraft und zukünftig vielleicht auch die Wasserkraft [Köhler 1998] oder herkömmliche Verbrennungsmotor-BHKWs.

Trotz der grundsätzlich verschiedenen charakteristischen Merkmale der elektrischen Energieversorgung in Industrieländern und den sich wirtschaftlich entwickelnden Ländern, gibt es zwei wichtige Gemeinsamkeiten. Die Nutzung regenerativer Energiequellen zur Versorgung wird in beiden Fällen forciert. Ebenso geht der Trend zu dezentralen Strukturen. Beides hat einen zunehmenden Einsatz von Stromrichtern als Einspeisegeräte zur Folge.

Diese Arbeit setzt sich damit auseinander, wie die Einspeisung mit Stromrichtern durchgeführt werden kann. Gefordert wird, dass ein Stromrichter alleine ein Versorgungsnetz bereitstellen kann. Ebenso soll es möglich sein, dass mehrere

Stromrichter gemeinsam ein Netz bilden können, sich dabei die Netzlast teilen und gleichberechtigt sind. Damit erreicht man die maximal mögliche Modularität und Redundanz. Aus Gründen der Netzstabilität ist es wünschenswert, dass die Stromrichter einen Beitrag zur Spannungs- und Frequenzhaltung leisten.

1.2 Kurzbeschreibung der Arbeit

In dieser Arbeit wird ein Regelungskonzept für einen Batteriewechselrichter entworfen, welches es ermöglicht, ein dreiphasiges elektrisches Versorgungsnetz modular aufzubauen und aus gleichartigen Quellen zu speisen. Die Synchronisation der einzelnen Quellen und eine eventuell gewünschte Lastaufteilung gelingen ohne Kommunikation zwischen den Quellen, indem zusätzlich zur Netzspannung auch die Wirk- und die Blindleistung geregelt werden. Die gleichberechtigten Quellen können beliebige Wechselrichter sein, deren Wirkleistungs- und Blindleistungsabgabe regelbar ist. Ebenso ist ein gleichberechtigter Betrieb mit rotierenden Energieumformern, z. B. einem Dieselgenerator, möglich. Dadurch, dass keine zusätzliche Kommunikationsschnittstelle benötigt wird, ist die Versorgungssicherheit erhöht.

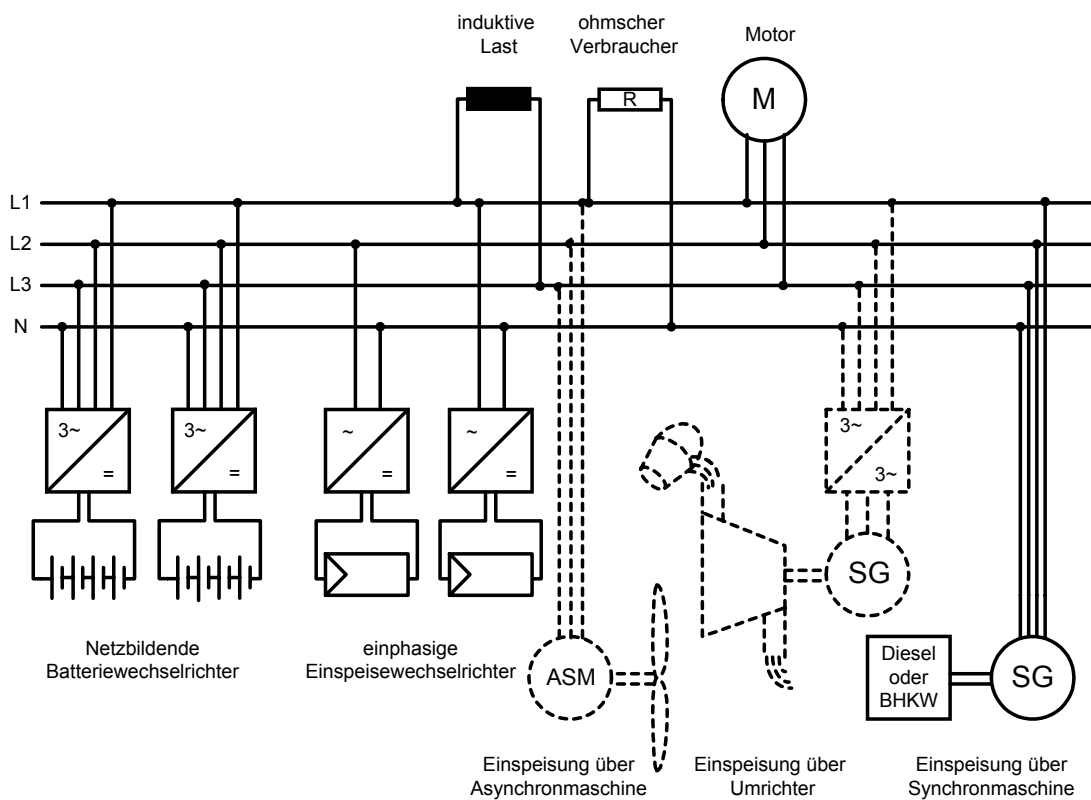


Bild 1.1: Inselnetz

In Bild 1.1 ist eine mögliche Netz-Topologie dargestellt, wobei die Komponenten, welche durchgezogen gezeichnet sind, in einem Laboraufbau getestet wurden.

Durch den modularen Aufbau und die Kopplung aller Erzeuger und Verbraucher über ein AC-Netz erreicht man die maximal mögliche Redundanz und Flexibilität. Das Netz kann beliebig erweitert werden und zusätzliche Erzeuger oder Verbraucher installiert oder entfernt werden. Die einzelnen Geräte und Betriebsmittel können Standardkomponenten sein. Bisher konkurriert solch eine Netztopologie bei kleinen Versorgungsnetzen mit Gleichstromnetzen und -verbrauchern oder Wechsel- und Drehstromnetzen, die durch eine einzige Quelle bereit gestellt werden.

Das erarbeitete Regelungskonzept orientiert sich an den Verfahren, die in einem Verbundnetz für die Kraftwerksregelung schon lange Verwendung finden. Dies hat zur Folge, dass der entwickelte Batteriewechselrichter mit seiner Regelung auch an einem öffentlichen Verbundnetz arbeiten und einen Beitrag zur Spannungs- und Frequenzstabilität liefern kann. Dies natürlich nur im Rahmen seiner sehr begrenzten elektrischen Leistung. Ins Gewicht fällt diese Eigenschaft erst bei Umrichtern großer Leistung wie zum Beispiel statischen Umformern oder bei großen Brennstoffzellenkraftwerken, falls diese sich in der Zukunft als praktikabel erweisen sollten. In mittlerer Zukunft wird solch ein Regelungskonzept interessant für schwache Netze mit einer hohen Anzahl an Einspeisungen durch BHKWs, Windkraftanlagen etc.. Es können Spannungsinstabilitäten vermieden und die Netzqualität verbessert werden.

Dadurch, dass der Batteriestromrichter seine Ausgangsspannung regelt und parallel zu einem bestehenden Netz arbeiten kann, bietet er sich als unterbrechungsfreie Stromversorgung (USV) an. Mit seiner sehr guten Dynamik ist der Wechselrichter in der Lage einen Ausfall des Versorgungsnetzes sofort zu kompensieren und im Rahmen seiner Leistungsfähigkeit ein nun entstandenes Inselnetz zu speisen. Dies natürlich auch im Verbund mit weiteren Stromrichtern, die die gleiche Regelungsstruktur haben. Dafür ist keine Kommunikation zwischen den Stromrichtern nötig.

Die beiden letztgenannten Betriebsarten (im Netzparallelbetrieb mit Spannungs- und Frequenzstützung und als USV) sind gewissermaßen ein erfreuliches Nebenprodukt bei der Entwicklung eines modularen und redundant gespeisten Inselnetzes.

2 Systemkomponenten

Um die Regelungskonzepte, die in dieser Arbeit entwickelt werden, auch experimentell zu verifizieren, wurden zwei gleiche Stromrichter aufgebaut. Da die Bauelemente des Stromrichters beim Reglerentwurf berücksichtigt werden müssen, wird zuerst der Stromrichter näher beschrieben. Ebenso ist für den Reglerentwurf zu berücksichtigen, auf welche Art der Regler im Versuchsaufbau implementiert wird. Deshalb wird auch die Signalverarbeitung des Versuchsaufbaus erläutert.

2.1 Der Stromrichter

Es wurde ein dreiphasiger selbstgeführter Stromrichter gemäß Bild 2.1 aufgebaut.

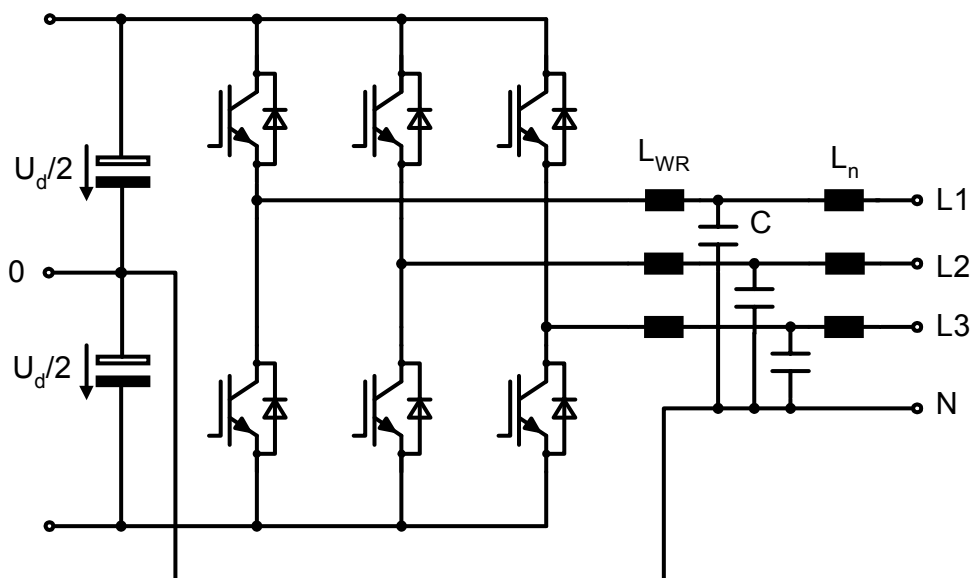


Bild 2.1: Schaltbild des dreiphasigen selbstgeführten Stromrichters

Um dreiphasige, unsymmetrische oder auch einphasige Verbraucher anschließen und versorgen zu können, wird mit dem Mittelpunkt der Eingangsgleichspannung U_d ein N-Leiter gebildet. Stellt man zusätzlich einen geerdeten Schutzleiter zur Verfügung, entsteht auf der Wechselstrom- (AC-) Seite ein TN-S-Netz. Die Nennspannung jedes Außenleiters gegen den N-Leiter beträgt $U_N = 230 \text{ V}$ bei einer Nennfrequenz von 50 Hz. Die Eingangsgleichspannung wird durch einen Batteriesatz bereitgestellt. Es wird kein Transformator benutzt. Der transformatorlose Aufbau ist durch die folgenden Eigenschaften charakterisiert.

- Die halbe Eingangsgleichspannung $U_d/2$ muss größer als die Amplitude der Ausgangssternspannung ($\sqrt{2} \cdot U = 325 \text{ V}$) sein. Zur Bereitstellung der hohen Eingangsgleichspannung müssen oftmals viele Quellen mit einer niedrigen Gleichspannung (Batteriezellen ca. 2 V, Solarzellen ca. 0,5 V, Brennstoffzellen ca. 0,6 V) in Serie geschaltet werden. Die Performance der Serienschaltung wird dann durch das schwächste Element bestimmt. Im Extremfall ist die ganze Serienschaltung nicht mehr funktionsfähig, wenn nur eine Quelle ausfällt. In dieser Arbeit wird die Eingangsgleichspannung durch Batterien bereitgestellt.
- Es gibt keine galvanische Trennung zwischen der DC- und der AC-Seite.
- Der transformatorlose Aufbau ermöglicht einen sehr hohen Wirkungsgrad, vor allem im Teillastbetrieb. Der Teillastbetrieb ist in kleinen Inselnetzen ein häufiger Betriebsfall, da zum Beispiel nachts das Netz zur Verfügung gestellt werden muss, aber zu dieser Zeit normalerweise wenige Verbraucher eingeschaltet sind.
- Mit dem transformatorlosen Aufbau können Verbraucher versorgt werden, die einen Gleichanteil im Strom erfordern. Bei Verwendung eines Transformators würde der Gleichanteil zu einer einseitigen Vormagnetisierung des Trafos führen und diesen in die Sättigung treiben.
- Beim transformatorlosen Wechselrichter müssen die Halbleiterschalter eine höhere zulässige Sperrspannung als bei einem Wechselrichter mit Transformator aufweisen. Dadurch entstehen größere Verluste in den Schaltern. Da die Entwicklung auf dem Gebiet der Halbleiterschalter sehr schnell voranschreitet, ist zu erwarten, dass diese Verluste in Zukunft noch deutlich reduziert werden können. Transformatorverluste lassen sich hingegen kaum verringern, weil auf diesem Gebiet keine durchgreifenden technologischen Neuerungen zu erwarten sind.

Eine zweite mögliche Wechselrichtertopologie wäre, den N-Leiter nicht durch einen Mittelpunkt auf der DC-Seite zur Verfügung zu stellen, sondern durch einen eigenen, vierten Wechselrichterbrückenweig (Bild 2.2).

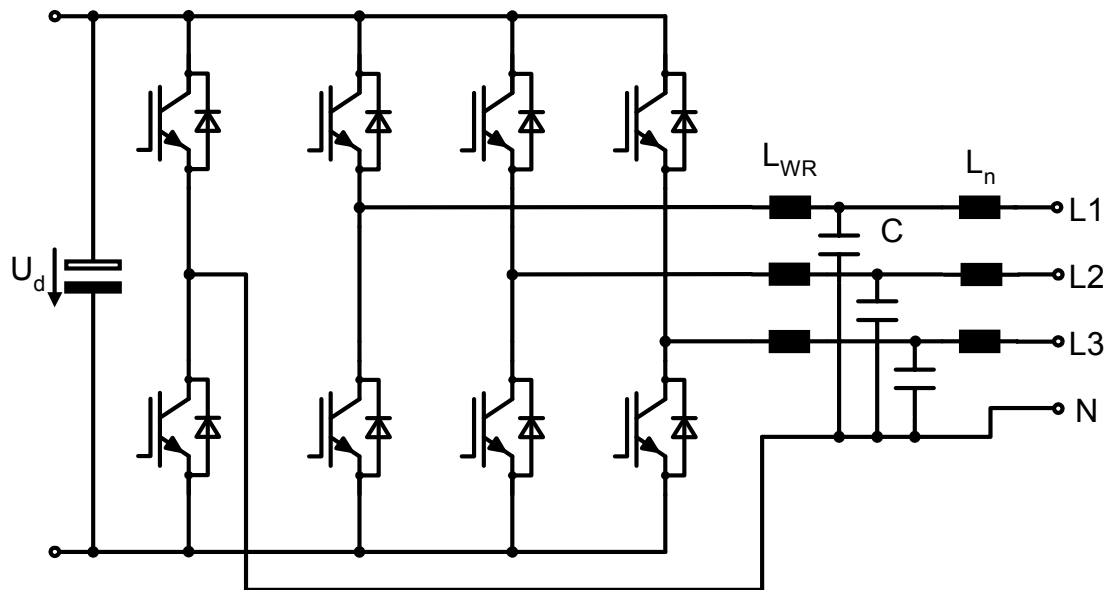


Bild 2.2: Schaltbild eines Stromrichters mit vier Zweigen

Mit dem vierten Zweig lässt sich ein Spannungsnulldsystem einprägen. Dadurch könnte bei gleicher Ausgangsspannung die Eingangsgleichspannung U_d um den Faktor $\sqrt{3}/2 = 0,866$ kleiner gewählt werden. Die geringere Eingangsgleichspannung kann mit weniger Batterien bereitgestellt werden. Zudem können Eingangskondensatoren und Halbleiterschalter mit einer geringeren Spannungsfestigkeit eingesetzt werden. Es gibt aber auch einige Nachteile dieser zweiten Topologie.

- Der Batteriespeicher darf nicht geerdet werden. Bei einem zweigeteilten Batteriespeicher ist es möglich und sinnvoll den Mittelpunkt der Batterie zu erden.
- Der N-Leiter des Drehspannungssystems ist normalerweise zu erden. Wenn der ungeerdete Batteriespeicher durch das Schalten des vierten Wechselrichterzweiges sein Potential gegenüber dem N-Leiter ändert, fließen kapazitive Umladeströme gegen Erde. Diese Gleichtaktstörung lässt sich nur mit zusätzlichem Aufwand, z. B. einer stromkompensierten Drossel, unterdrücken.
- Bei einphasigen Verbrauchern, die gegen den N-Leiter geschaltet sind, befinden sich zwei statt einem Halbleiterschalter im stromführenden Kreis, was die Verluste erhöht.
- Die Pulsmustererzeugung ist für acht Schalter aufwendiger als für sechs.

Arbeiten zu einem Wechselrichter mit vier Zweigen und Vorschläge zu einer Raumzeigermodulation für diese Topologie gibt es in [Ferrero 2000], [De Doncker 2001] und [Carocci 2000].

Welcher der beiden Topologien der Vorzug gegeben werden sollte, ist mit den hier gemachten Betrachtungen nicht endgültig zu entscheiden. Dafür ist eine tiefergehende Betrachtung erforderlich, die nicht Ziel dieser Arbeit ist. Für den gewünschten Verbundbetrieb von Wechselrichtern ist die Schaltung aus Bild 2.1 ohne Einschränkungen geeignet. Da sie die einfachere Topologie ist, die sich mit weniger Aufwand und sicherer realisieren lässt, wurde diese gewählt.

Ein Wechselrichter mit dieser Topologie wird in [Burger 1997] entworfen. Der dort beschriebene Wechselrichter hat eine Bemessungsleistung von 20 kVA und versorgt seit 1996 die Wandergaststätte „Teufelsmühle“ im Schwarzwald, die keinen Anschluss an das öffentliche Energieversorgungsnetz hat. Die Bemessungsleistung der beiden neu aufgebauten Wechselrichter wurde zu 10 kVA gewählt. Diese Leistung reicht aus, um ein kleines Inselnetz in der Praxis zu speisen. Die Bauelemente des Ausgangsfilters wurden in Anlehnung an [Burger 1997] gewählt.

$$L_{WR} = 13,2 \text{ mH}$$

$$C = 10 \mu\text{F}$$

$$L_n = 1,65 \text{ mH}$$

Diese Bauelementwerte gehen in den Entwurf der benötigten Regler ein.

Für die Drosseln werden Pulververbundkerne in Schalenbauform benutzt. Die Schalenkerne ermöglichen einen Drosselaufbau mit einem geringen Streufeld und demzufolge auch geringer elektromagnetischer Abstrahlung. Das verwendete Kernmaterial ist besonders verlustarm.

Als Schalter werden Insulated-Gate-Bipolar-Transistoren (IGBT) eingesetzt. Es werden drei Module der Firma eupec verwendet. Jedes Modul (BSM75GB120DLC) enthält die vier Halbleiterbauelemente eines Brückenzeiges. Sie sind für einen Dauergleichstrom von 75 A und eine Kollektor-Emitter-Sperrspannung von 1200 V spezifiziert.

Es soll eine Eingangsgleichspannung von 1000 V möglich sein. Dies ist relativ nahe an der maximalen Sperrspannung der IGBTs von 1200 V. Deshalb wurde sehr großer Wert darauf gelegt, dass die Gleichspannungsseite des Wechselrichters

möglichst niederinduktiv aufgebaut ist. Die DC-seitigen Anschlüsse der IGBT-Module wurden mit Schienen kontaktiert. Direkt auf jedem IGBT-Modul sind zwei besonders induktivitätsarme Folienkondensatoren angebracht. An der Verschiebung sind zusätzliche Folienkondensatoren angelötet. Vier kleine Elektrolytkondensatoren mit jeweils $330\ \mu\text{F}$ sind direkt an die Verschiebung geschraubt. Zwei weitere Elektrolytkondensatoren mit jeweils $1000\ \mu\text{F}$ stützen zusätzlich die Eingangsgleichspannung. Elektrolytkondensatoren sind in ihrer Spannungsfestigkeit relativ stark begrenzt. Benutzt werden $630\ \text{V}$ Typen der Firma Sic-Safco. Damit kann ein Kondensator eine Hälfte der geteilten Eingangsgleichspannung stützen. Eine Symmetrierung der Kondensatoren ist nicht nötig, da diese ihre Spannung durch den angeschlossenen Batteriesatz eingeprägt bekommen.

Damit sind nun alle Komponenten des Leistungsteils kurz beschrieben. Die Wechselrichterbrücke auf dem Kühlkörper ist in Bild 2.3 zu sehen.



Bild 2.3: Wechselrichterbrücke (Kühlkörper ist zur Demonstration abgeklappt)

2.2 Signalverarbeitung

Die Struktur der Signalverarbeitung ist in Bild 2.4 dargestellt. Herzstück der Steuerung und Regelung des Wechselrichters ist ein Digitaler Signalprozessor (DSP). Es wird ein TMS320C40 von Texas Instruments eingesetzt. Der TMS320C40 ist ein mit 40 MHz getakteter DSP, der eine Fließkommarecheneinheit hat und mit 32-Bit Worten arbeitet. Die Rechnerkarte, die den DSP trägt, kann über einen Bus mit weiteren Einsteckkarten kommunizieren. Die Anzahl der zusätzlichen Einsteckkarten ist praktisch unbegrenzt, da 512 Adressen zur Verfügung stehen.

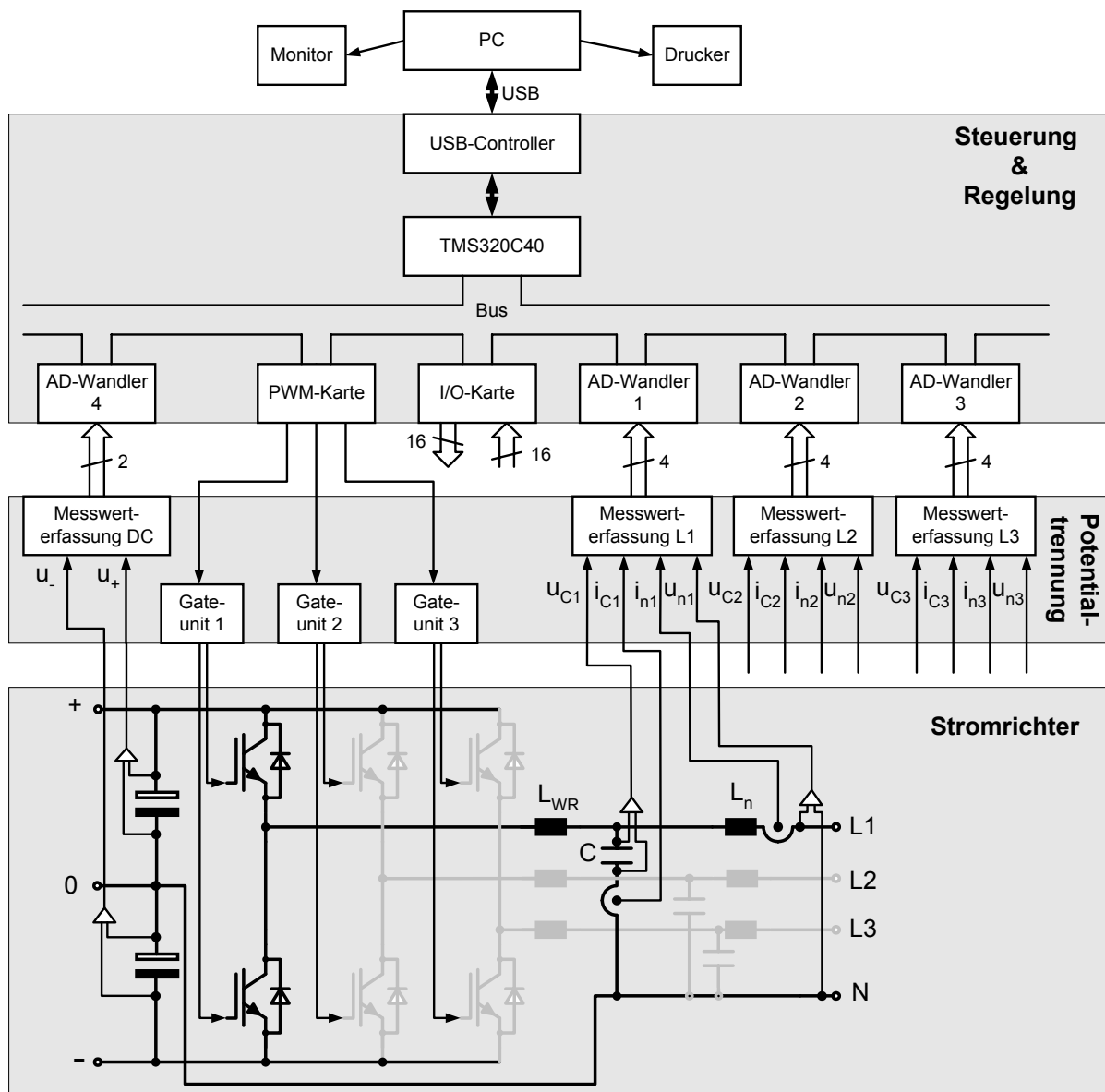


Bild 2.4: Struktur der Signalverarbeitung

Im realisierten Aufbau werden vier AD-Wandler-Karten zur Messwert-erfassung eingesetzt. Jeder Analog-Digital-Wandler (AD-Wandler) hat vier Eingangskanäle, die

synchron abgetastet und dann sukzessive gewandelt werden. Somit stehen dem DSP bis zu 16 Messgrößen zur Verfügung. Mit den IGBTs der Wechselrichterbrücke wird eine Pulsweitenmodulation (PWM) durchgeführt. Eine PWM-Karte erhält über den Bus drei Einschaltzeiten vom DSP und generiert daraus drei Steuersignale. Drei Gateunits erhalten je eines dieser Steuersignale. Jede Gateunit erzeugt aus dem Steuersignal die zwei nahezu komplementären Schaltsignale für die beiden Transistoren ihres Brückenzeigs. Die Gateunits sind mit SCALE Treibern der Firma CONCEPT aufgebaut. Die SCALE Treiber bieten viele Funktionen und haben sich als sehr flexibel und zuverlässig erwiesen. Damit der DSP zusätzliche Steuersignale ausgeben oder einlesen kann, kommt eine 16-Bit I/O-Karte zum Einsatz. Diese Karte setzt ein vom DSP geschriebenes 16-Bit Wort in 16 Ausgangssignale um. 16 Eingangssignale werden in ein zweites 16-Bit Wort konvertiert, welches vom DSP gelesen werden kann.

Der TMS320C40 kann Daten mit einem USB-Controller austauschen. Dieser wiederum hat die Möglichkeit über einen „universal serial bus“ (USB) mit einem Personal Computer (PC) zu kommunizieren. Dieser Datenaustausch zwischen dem PC und dem DSP ist sehr wichtig. Über diesen Weg wird dem DSP das Programm übermittelt, welches er ausführen soll. Während dem Betrieb ist es möglich vom PC aus, bestimmte Variablen des aktuellen DSP-Programms zu ändern und bis zu acht Variablen praktisch in Echtzeit an den PC zu übermitteln.

Das Programm des DSP ist als Endlosschleife angelegt. Alle 125 μ s wird diese Endlosschleife durch einen Interrupt unterbrochen, der von der PWM-Karte erzeugt wird. Auch die Wandlung aller 14 benötigten Messwerte wird von der PWM-Karte ausgelöst und ist auf die Pulsmitte der PWM synchronisiert. In der von der PWM-Karte ausgelösten Interruptroutine arbeitet der DSP alle zeitkritischen Aufgaben ab. Diese sind in erster Linie das Auslesen der AD-Wandler, die Berechnung aller Regelungen, die Ausgabe der neuen Einschaltzeiten für die IGBTs und die Kommunikation mit dem PC. Die Regelung hat also eine Abtastfrequenz von 8 kHz. Ebenso stehen dem PC alle 125 μ s bis zu acht aktualisierte Variablenwerte zur Verfügung. Diese Werte können wie bei einem digitalen Oszilloskop als Linien auf einem Monitor dargestellt oder für eine spätere Bearbeitung abgespeichert werden. Es werden in dieser Arbeit an mehreren Stellen diese vom DSP übermittelten Werte grafisch dargestellt. Um diese Größen von Messwerten, die mit einem separaten Gerät (z. B. Oszilloskop) gemacht wurden, zu unterscheiden,

werden sie im Weiteren „Werte des DSPs“ genannt. Da auf diese Art nicht nur Messwerte von Strömen und Spannungen, sondern auch Führungsgrößen oder Zustandsvariablen zugänglich sind, ist dies sehr nützlich, wenn man die Güte einer Regelung beurteilen will.

Bild 2.5 zeigt den Wechselrichter.



Bild 2.5: Wechselrichter - hinten der Kühlkörper, der die Wechselrichterbrücke trägt, vorne die Einschubkarten der Signalverarbeitung.

2.3 Batteriespeicher

Für den Versuchsaufbau stand ein großer Batteriesatz zur Verfügung. Dieser besteht aus 70 12 V-Batterien der Firma Hagen, die eine Kapazität von 75 Ah haben. Setzt man eine Entladeschlussspannung von 1,8 V und eine Ladeschlussspannung von 2,4 V pro Batteriezelle an, so kann die Eingangsgleichspannung des Wechselrichters von 756 V bis 1008 V variieren.

3 Kondensatorspannungsregelung

3.1 Entwurf der Kondensatorspannungsregelung

Das erste Regelziel ist, an den drei Ausgangskondensatoren C des Wechselrichters (Bild 2.1) ein symmetrisches Drehspannungssystem zu erzeugen. Die wechselrichterseitigen Drosseln L_{WR} entkoppeln die Wechselrichterbrücke, die eine Spannungsquelle darstellt, von den Kondensatoren. Durch diese Drosseln werden die rechteckförmig getakteten Ausgangsspannungen der Wechselrichterbrücke zu abschnittsweise dreieckförmigen Strömen integriert. Die netzseitigen Drosseln L_n entkoppeln die Ausgangskondensatoren von eventuell angeschlossenen weiteren Spannungsquellen.

Der Stromrichter stellt ein 4-Leiternetz mit drei voneinander unabhängigen Phasen zur Verfügung. Die Regelung kann deshalb mit drei getrennten Reglern durchgeführt werden. Dafür ist eine Wechselgrößenregelung nötig, die schwerer zu realisieren ist als die Regelung einer Gleichgröße.

In der Antriebstechnik wird das Problem der Wechselgrößenregelung durch eine leistungsinvariante Raumzeigertransformation gelöst. Der Raumzeiger ist für ein dreiphasiges Spannungssystem mit den drei Zeitverläufen u_1 , u_2 , u_3 folgendermaßen definiert [Späth 1983]:

$$\underline{u} = u_\alpha + ju_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}}(u_1 + \underline{a}u_2 + \underline{a}^2u_3) \quad . \quad (3.1)$$

Dabei ist

$$\underline{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad . \quad (3.2)$$

Falls die Spannungssumme nicht Null ist, existiert eine Nullkomponente:

$$u_0 = \frac{1}{\sqrt{3}}(u_1 + u_2 + u_3) \quad . \quad (3.3)$$

Im Falle eines symmetrischen sinusförmigen Systems ergibt sich nach der Transformation ein rotierender Raumzeiger im sogenannten α - β -Koordinatensystem. Bei bekannter Frequenz kann dieser Raumzeiger in ein rotierendes p-q-Koordinatensystem abgebildet werden. In diesem Koordinatensystem steht der Raumzeiger still. Es sind dann nur noch zwei Gleichgrößen zu regeln.

In dem vorliegenden Fall ist es das Ziel, die Spannungen an den Kondensatoren symmetrisch und sinusförmig einzuregeln. Das Stromsystem hingegen darf aufgrund von unsymmetrischen Lasten unsymmetrisch sein, ist aber bei linearen Lasten wiederum sinusförmig. Damit kann sich bei der Raumzeigertransformation für die Ströme eine von Null verschiedene Nullkomponente ergeben, die zusätzlich geregelt werden muss. Diese Nullkomponente ist eine Wechselgröße. Auch die beiden Komponenten des Stromraumzeigers im p-q-Koordinatensystem sind dann keine reinen Gleichgrößen mehr. Deshalb müssen Wechselgrößenregler eingesetzt werden. Somit braucht man auch bei Benutzung einer Raumzeigertransformation drei Wechselgrößenregler. Zusätzlich müssen die Strom- und Spannungsgrößen transformiert und weiterhin Gleichanteile geregelt werden.

Die gemeinsame Betrachtung aller drei Phasen durch eine Raumzeigertransformation bringt keinen Vorteil, weil die drei Ausgangsphasen nicht verkoppelt sind. Man erhält keine regelungstechnische Vereinfachung, benötigt aber einen zusätzlichen Rechenaufwand. Deshalb werden für die Implementierung der Regelung drei getrennte Einphasenregler eingesetzt.

Der Entwurf für den Kondensatorspannungsregler orientiert sich an [Burger 1997]. Der Kondensatorspannungsregelkreis ist der unterlagerte Regelkreis für die Leistungsregelung, die in Kapitel 5 entworfen wird.

3.1.1 Der verallgemeinerte Integrator

Es wurde erwähnt, dass die Regelung einer Wechselgröße schwieriger ist als die Regelung einer Gleichgröße. Ein grundlegendes Problem ist die stationäre Genauigkeit. Diese wird bei einer Gleichgrößenregelung durch einen I-Anteil in der Führungsübertragungsfunktion $F_o(s)$ erreicht. Bei einer sinusförmigen Wechselgröße wird durch einen einfachen I-Anteil keine stationäre Genauigkeit erzielt. Es muss daher ein Regelglied eingesetzt werden, welches ein sinusförmiges Signal „integrieren“ kann. Der sogenannte verallgemeinerte Integrator hat dieses verlangte

Übertragungsverhalten. Der verallgemeinerte Integrator wurde erstmals in [Nuß 1989] vorgestellt und auch in [Burger 1997] [Simon 1998] benutzt. Er wird in dieser Arbeit an zwei entscheidenden Stellen eingesetzt.

Die Übertragungsfunktion des verallgemeinerten Integrators (VI) ist:

$$G_{VI}(s) = 2 \cdot k \cdot \frac{s}{s^2 + \omega^2} \tag{3.4}$$

Das entsprechende ausführliche Strukturbild ist in Bild 3.1 dargestellt.

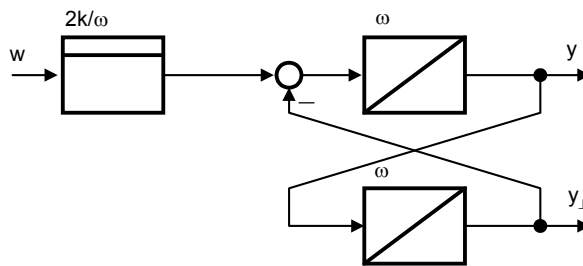


Bild 3.1: Strukturbild des verallgemeinerten Integrators (VI)

Dabei ist k ein frei wählbarer Verstärkungsfaktor und ω eine feste Kreisfrequenz auf die der VI abgestimmt ist.

Die Antworten des VI auf zwei charakterisierende Eingangssignale können über die Laplace-Transformation berechnet werden.

Eingangssignal $w(t)$	$W(s)$	$Y(s) = G_{VI}(s) \cdot W(s)$	Ausgangssignal $y(t)$
1	$\frac{1}{s}$	$\frac{2k}{s^2 + \omega^2}$	$\frac{2k}{\omega} \sin(\omega t)$
$\sin(\omega t)$	$\frac{\omega}{s^2 + \omega^2}$	$2k\omega \frac{s}{(s^2 + \omega^2)^2}$	$k \cdot t \cdot \sin(\omega t)$

Der VI antwortet auf einen Einheitssprung am Eingang mit einem Sinus der Amplitude $2k/\omega$ und der Kreisfrequenz ω als Ausgangssignal. Deshalb wird zur Abkürzung das Ersatzstrukturbild Bild 3.2 benutzt. Es unterscheidet sich von dem in [Simon 1998] vorgeschlagenen Blocksymbol.

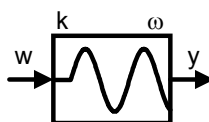


Bild 3.2: Blocksymbol des verallgemeinerten Integrators

Auf ein sinusförmiges Eingangssignal der Kreisfrequenz ω antwortet der VI mit einem Sinus gleicher Frequenz und Phase, dessen Amplitude mit dem Faktor k_t stetig ansteigt. Der VI hat somit integrierendes Verhalten mit der Verstärkung k bezüglich der Amplitude des Eingangssignals. Mit dem VI ist es deshalb möglich, eine harmonische Größe stationär genau einzuregulieren. Für $\omega = 0$ entspricht der verallgemeinerte Integrator einem „einfachen“ Integrator allerdings mit der Verstärkung $2k$. Da der VI auf jede Frequenz abgestimmt werden kann und auch den Grenzfall der Frequenz 0 (Gleichgrößen) einschließt, wird das Adjektiv „verallgemeinert“ zur Beschreibung dieses Regelglieds benutzt.

Die beiden aufgeführten Systemantworten des VI können physikalisch veranschaulicht werden. Die beiden verkoppelten Integratoren des ausführlichen Strukturbilds Bild 3.1 haben in einem ungedämpften Serienschwingkreis eine physikalische Entsprechung. Bei einem idealen Serienschwingkreis aus einer Induktivität L und einer Kapazität C mit der Resonanzkreisfrequenz $\omega_R = \sqrt{\frac{1}{LC}}$ stellen sich auf eine sprungförmige Anregung sinusförmige Größen von Strom und Spannung ein. Bei einer harmonischen Anregung mit der Resonanzfrequenz schwingt der Schwingkreis auf.

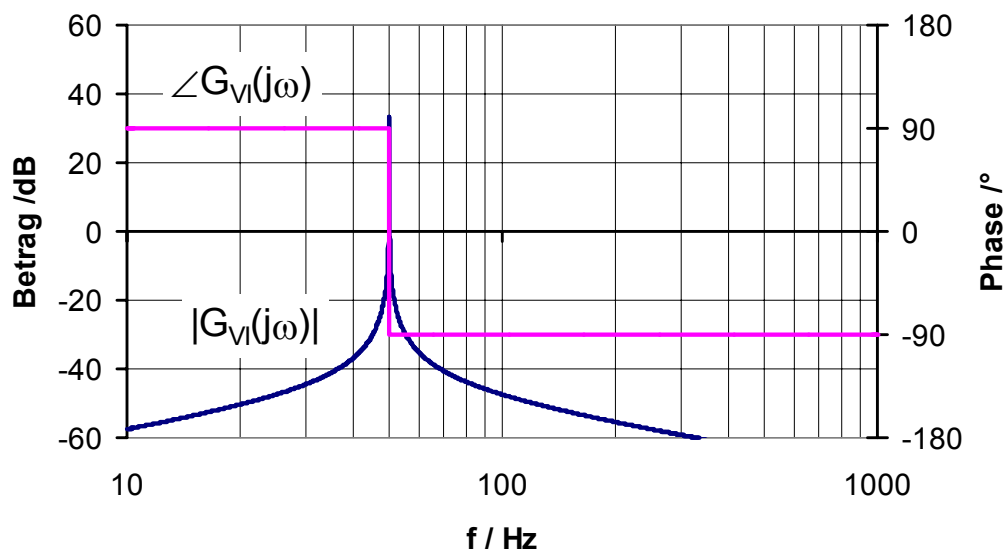


Bild 3.3: Frequenzkennlinien des verallgemeinerten Integrators ($k = 50 \text{ s}^{-1}$
 $\omega = 2 \cdot \pi \cdot 50 \text{ s}^{-1}$)

Anhand der Frequenzkennlinien des VI (Bild 3.3) sieht man, dass der Betrag bei der Resonanzfrequenz ω eine starke Überhöhung erfährt und bei höheren oder

niedrigeren Frequenzen stark abfällt. Die Phase springt bei der Resonanzfrequenz von 90° auf -90° .

Für die Auslegung des VI als Regler ist es wichtig, über das dynamische Verhalten in einem Regelkreis eine Aussage zu erhalten. Deshalb wird die Wirkungsweise des VI in einer rückgekoppelten Struktur untersucht.

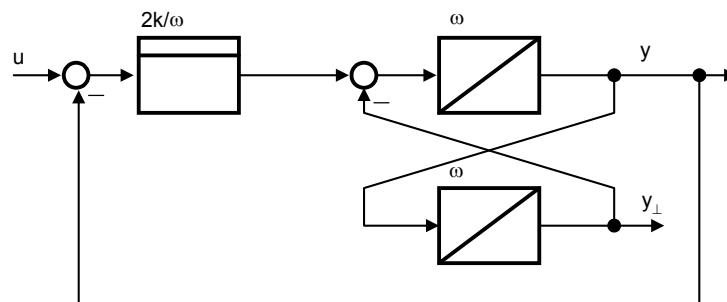


Bild 3.4: Rückgekoppelter verallgemeinerter Integrator

Die Antwort dieser Regulationsstruktur auf ein sinusförmiges Eingangssignal kann über die Laplace-Transformation bestimmt werden [Nixon 1964].

Eingangssignal $w(t)$	$Y(s) = \frac{G_{VI}(s)}{1 + G_{VI}(s)} \cdot W(s)$	Ausgangssignal $y(t)$
$\sin(\omega t)$ $\circ \bullet \frac{\omega}{s^2 + \omega^2}$	$\frac{2k\omega \cdot s}{(s^2 + \omega^2) \cdot (s^2 + 2ks + \omega^2)}$	$\bullet \circ \sin(\omega t) - \frac{e^{-kt}}{\sqrt{1 - \frac{k^2}{\omega^2}}} \cdot \sin\left(\sqrt{1 - \frac{k^2}{\omega^2}} \cdot \omega t\right)$

Die Antwort $y(t)$ auf das sinusförmige Eingangssignal $w(t)$ ist näherungsweise die Funktion $y'(t) = (1 - e^{-kt}) \cdot \sin \omega t$, also eine mit der Zeitkonstanten

$$T_{VI} = 1/k \quad (3.5)$$

aufschwingende Sinusfunktion. Mit $f = 50$ Hz und $k = 50$ s^{-1} , also einer Zeitkonstanten die der Periodendauer des Eingangssignals entspricht, gibt es zwischen der eigentlichen Funktion $y(t)$ und der Näherung $y'(t)$ praktisch keinen Unterschied (Bild 3.5).

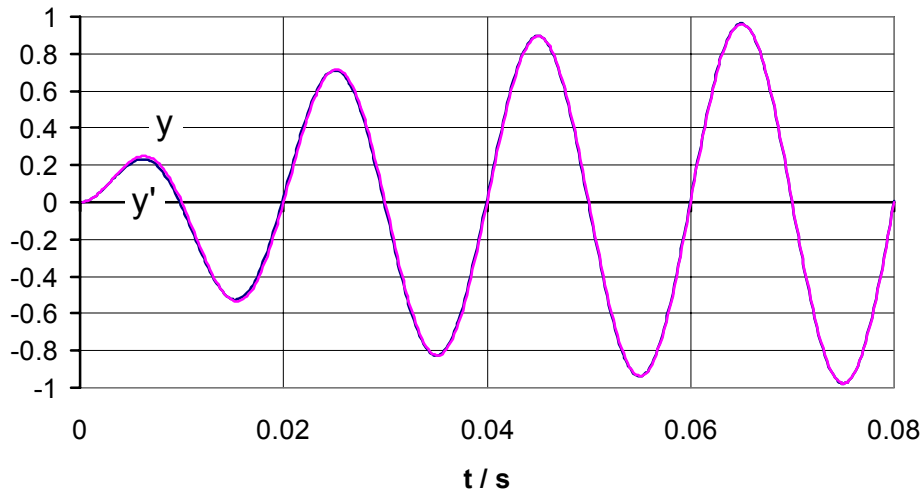


Bild 3.5: Antwort y des rückgekoppelten verallgemeinerten Integrators auf ein sinusförmiges Eingangssignal und Näherung y' der Antwort

Die rückgekoppelte Struktur wird für den Fall $\omega = 0$ zu dem erwarteten Verzögerungsglied 1. Ordnung (PT1-Glied), welches sich auch bei der Rückkopplung eines „einfachen“ Integrators ergibt. Allerdings ist die Zeitkonstante bei dem auf $\omega = 0$ abgestimmten rückgekoppelten verallgemeinerten Integrator $T = 1/(2k)$.

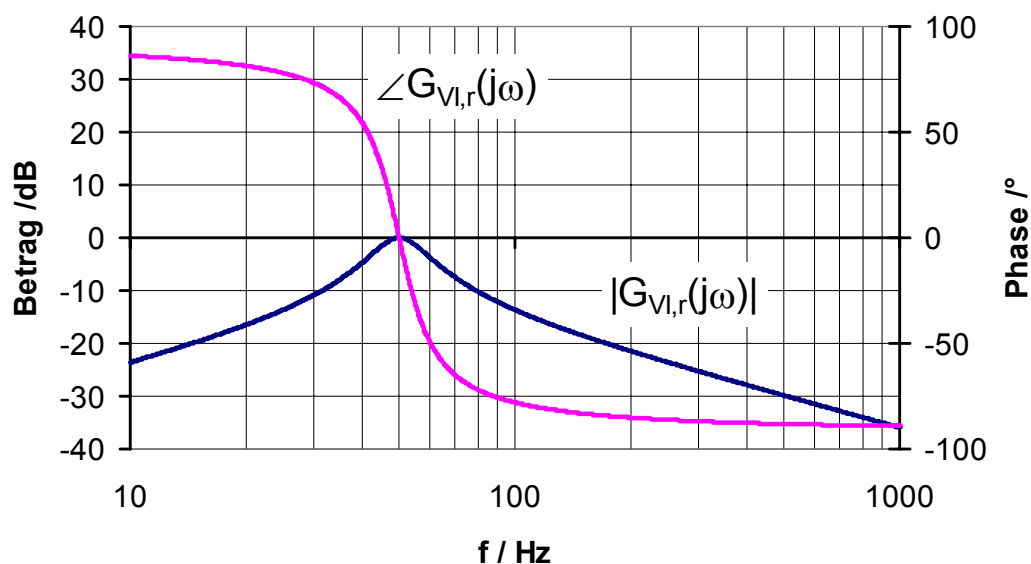


Bild 3.6: Frequenzkennlinien des rückgekoppelten verallgemeinerten Integrators ($k = 50 \text{ s}^{-1}$ $\omega = 2 \cdot \pi \cdot 50 \text{ s}^{-1}$)

Wie bei einem rückgekoppelten „einfachen“ Integrator wird auch mit dem VI eine Filterwirkung erreicht, allerdings für eine Wechselgröße. Die Frequenzkennlinien des rückgekoppelten VI (Bild 3.6) machen das Bandpassverhalten (Bandpass 2. Ord-

nung) deutlich. Mit zunehmendem k schwingt das Filter schneller ein, aber andere Frequenzen als die Filterfrequenz werden weniger stark gedämpft. Beim Einsatz als Filter ist ein Kompromiss zwischen Einschwinggeschwindigkeit und der Güte zu finden. Bei der Zeitkonstanten $T_{VI} = 1/k = 0,02$ s hat der Bandpass eine Güte von 3.

Die Verwendung eines rückgekoppelten VI als Bandpass wird am Beispiel eines rechteckförmigen Eingangssignals mit $f = 50$ Hz gezeigt (Bild 3.7). Das Filter identifiziert die Grundschiwingung y der Eingangsfunktion. Wichtig ist die Tatsache, dass der verallgemeinerte Integrator auch ein um 90° phasenverschobenes Signal y_\perp liefert (siehe Bild 3.4). Dies ist eine sehr bedeutende Eigenschaft und wird später dazu benutzt, eine komplexe Ersatzgröße für das Eingangssignal zu definieren, die im stationären Fall einen konstanten Betrag hat. Ebenfalls lässt sich mit den beiden Komponenten y , y_\perp die Frequenz eines Eingangssignals identifizieren.

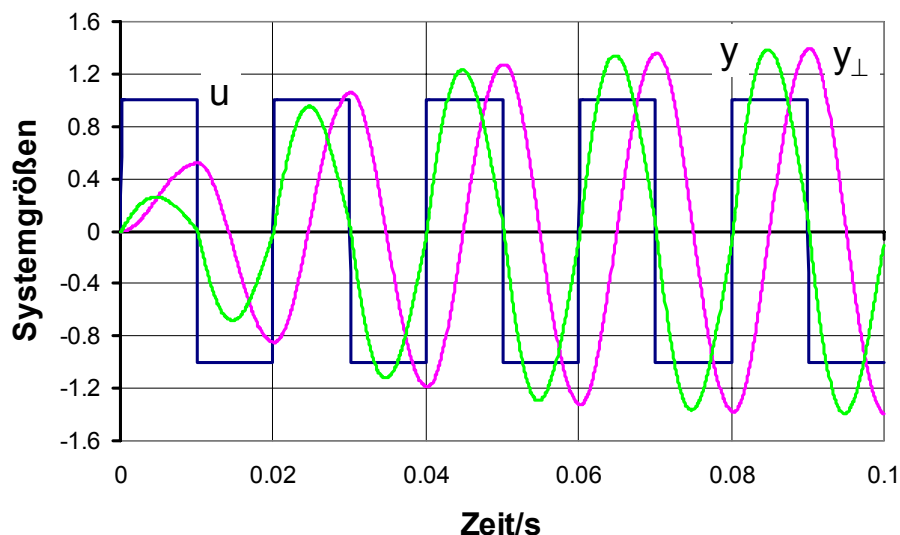


Bild 3.7: Antwort y und senkrechte Komponente y_\perp des rückgekoppelten VI bei rechteckförmigem, periodischem Eingangssignal u

Als Bandpass zweiter Ordnung ist eine große Güte nur mit einem sehr trägen Einschwingverhalten des Filters zu erreichen. Bei der Regelung von Netzgrößen ist dies kein schwerwiegender Nachteil. Eine geringe Güte ist ausreichend, da neben der Grundschiwingung nur ungeradzahlige Vielfache der Grundfrequenz in den Spannungen und Strömen enthalten sind. Bei dem gewählten Beispiel (Bild 3.6) wird die 3. Harmonische schon mit 20 dB gedämpft. In dreiphasigen symmetrischen Systemen ist die kleinste existierende Harmonische erst die 5. Harmonische.

Deshalb eignet sich der rückgekoppelte VI sehr gut als Harmonischenfilter wie anhand Bild 3.7 bestätigt wird.

3.1.2 Streckenmodell

Ausgehend von der Stromrichterschaltung einer Phase Lx (Bild 3.8) wird eine Modellierung und Auslegung der verschiedenen Regelkreise durchgeführt. Die wechselrichterseitige Drossel L_{WR} wird als reale Drossel mit ohmschem Widerstand R_{WR} modelliert. R_{WR} beträgt bei dem realisierten Aufbau $0,124 \Omega$. Die netzseitige Drossel L_n gehört nicht mehr zur Kondensatorspannungsregelstrecke. Sie muss erst bei der Leistungsregelung berücksichtigt werden und wird nur durch eine ideale Induktivität modelliert.

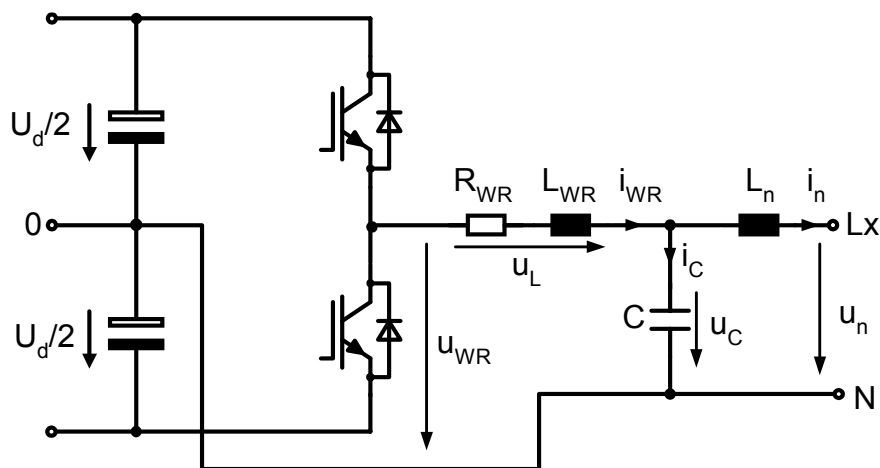


Bild 3.8: Ersatzschaltbild einer Phase Lx des Wechselrichters

Die Stromrichterausgangsspannung u_{WR} ist rechteckförmig. Eine Pulsweitenmodulation (PWM) sorgt dafür, dass der Mittelwert von u_{WR} in einer Pulsperiode T_{Puls} dem Sollwert entspricht. Allerdings folgt der Mittelwert von u_{WR} dem Sollwert nur nach einer Totzeit T_T . Diese Totzeit setzt sich aus zwei Anteilen zusammen. Ein erster Teil liegt darin begründet, dass ein äußeres Ereignis, wie z. B. eine Laständerung, unmittelbar nach einer Messwertabtastung der digitalen Regelung eintreten kann. Damit wird das Ereignis erst bei der nächsten Abtastperiode berücksichtigt. Der zweite Teil liegt darin begründet, dass in einer Abtastperiode zuerst die Regelung berechnet werden muss, ehe die Schaltsignale an die Steuereinheit des Wechselrichters übergeben werden können. Da die Abtastfrequenz des verwendeten DSPs gleich der Pulsfrequenz ist, ist im regelungstechnischen Strukturbild eine Totzeit von der zweifachen Pulsperiode zu

berücksichtigen.

Die Zeitkonstante des $R_{WR}L_{WR}$ -Glieds $\tau = \frac{L_{WR}}{R_{WR}} = \frac{13,2 \text{ mH}}{0,124 \Omega} = 0,106 \text{ s}$ ist deutlich größer

als die Pulsperiode von 0,125 ms. Es ist somit gerechtfertigt, für den Stromrichter ein Mittelwertmodell zu benutzen. Der Stromrichter wird als P-Glied mit der Verstärkung 1 und einer Totzeit von $2 \cdot T_{\text{Puls}}$ modelliert.

Damit die Stabilität des angestrebten Kondensatorspannungsreglers gesichert und seine Dynamik erhöht wird, wird ihm eine Kondensatorstromregelung unterlagert. Diese wird zuerst modelliert. Der Netzstrom i_n wird von der Last bestimmt und ist deshalb nicht beeinflussbar. Er ist eine Störgröße für die Kondensatorstromregelung. In allen Messwernerfassungen von Spannungen und Strömen werden zur Unterdrückung hochfrequenter Störungen RC-Glieder mit der Zeitkonstanten $\tau = RC < 100 \text{ ns}$ eingesetzt. Diese Zeitdauer ist sehr klein gegenüber der Abtastperiode, weshalb im regelungstechnischen Strukturbild in der Rückführung dieser Messwerte kein Verzögerungsglied berücksichtigt wird.

3.1.3 Kondensatorstromregler

Der Kondensatorstromregler soll eine hohe Dynamik haben, muss aber nicht stationär genau sein. Die stationäre Genauigkeit ist nur für die Kondensatorspannung gefordert und muss vom überlagerten Kondensatorspannungsregler gewährleistet werden. Der Kondensatorstromregler muss lediglich schneller sein als der überlagerte Regler. Der Kondensatorstromregler wird deshalb als reiner Proportionalregler (P-Regler) ausgeführt. Seine Verstärkung wird mit k_{Pi} bezeichnet (Index P: proportional, Index i: Strom). Das regelungstechnische Strukturbild der Strecke ergibt sich aus den Strom- und Spannungsbeziehungen an den Bauelementen des Ausgangsfilters.

Für die Kondensatorstromregelung ergibt sich das Strukturbild Bild 3.9. Die Kondensatorspannung u_C greift als Störgröße am Stromrichterausgang (u_{WR}) an. Die Kondensatorspannung u_C ist als Messgröße für den überlagerten Kondensatorspannungsregler verfügbar, weshalb eine Störgrößenaufschaltung u_{auf} von u_C am Ausgang des Kondensatorstromreglers vorgenommen werden kann. Die theoretisch verlangende Kompensation um die Totzeit T_T hat sich in der Praxis als verzichtbar erwiesen und wird nicht durchgeführt um Rechenzeit zu sparen.

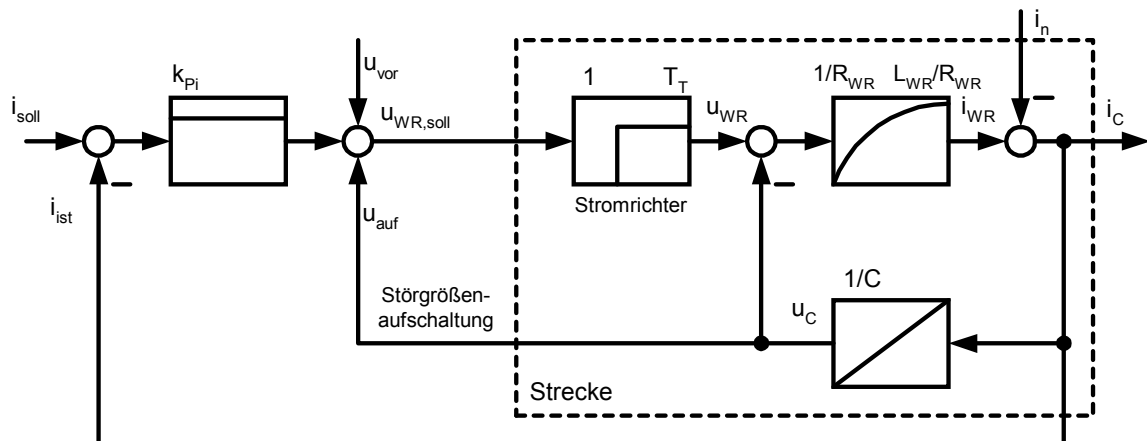


Bild 3.9: Strukturbild der Kondensatorstromregelung

Die Spannung u_{vor} , die am Reglerausgang addiert wird, ist eine Vorsteuerung. Sie entspricht der Spannung u_L an der wechselrichterseitigen Drossel L_{WR} , wenn die Kondensatorspannung auf den Nennwert geregelt werden soll und der Netzstrom $i_n = 0$ ist. Mit der gewünschten Kondensatorspannung

$$u_C = \sqrt{2} \cdot 230 \text{ V} \cdot \sin(\omega t)$$

und bei Vernachlässigung des ohmschen Widerstands R_{WR} der wechselrichterseitigen Drossel, ergibt sich durch zweimalige Differentiation

$$u_L = u_{\text{vor}} = -\sqrt{2} \cdot 230 \text{ V} \cdot C \cdot L \cdot \omega^2 \cdot \sin(\omega t) = -4,24 \text{ V} \cdot \sin(\omega t) \quad .$$

Der Netzstrom i_n ist ebenfalls eine Störgröße. Auch er steht als Messwert zur Verfügung. Eine Störgrößenaufschaltung ist wünschenswert. Bei gleicher Messwertauflösung aller AD-Wandler hat sich dies aber als in der Praxis nicht sinnvoll erwiesen. Der Messbereich des Netzstroms ist so ausgelegt, dass auch mögliche Kurzschlussströme erfasst werden können. Er wird im Normalbetrieb nur zu maximal einem Fünftel genutzt. Der Netzstrom muss für eine Störgrößenaufschaltung differenziert werden, damit die Störgröße durch einen zusätzlichen Beitrag zur Sollspannung $u_{\text{WR,soll}}$ kompensiert werden kann. Die Differentiation verstärkt die Mess- und Quantisierungsfehler der AD-Wandler. Die Messgenauigkeit von i_n ist damit nicht ausreichend, weshalb von einer Störgrößenaufschaltung abgesehen wird. Wie durch Messungen belegt wird (Kapitel 6; alle Messungen bei sprunghafter Laständerung), beeinflussen sprunghafte Laständerungen für etwa 3 ms die Kondensatorspannung. Dieses Störverhalten wird als sehr gut gewertet. Das gute

Störverhalten ohne Aufschaltung der Störgröße liegt darin begründet, dass die Störgröße i_n am Ende der Kondensatorstromregelstrecke angreift und deshalb sofort eine Änderung der Reglereingangsgröße bewirkt.

Für die Regelstrecke und den Regler kann die Gesamtübertragungsfunktion

$$F_{oi}(s) = \frac{I_{ist}(s)}{I_{soll}(s)} = \frac{k_{Pi} \cdot C \cdot s \cdot e^{-T_T s}}{1 + R_{WR} C \cdot s + L_{WR} C \cdot s^2 - e^{-T_T s}} \quad (3.6)$$

aus dem Strukturbild abgeleitet werden. Dabei wird die Vorsteuerung u_{vor} und die Störgröße i_n nicht berücksichtigt. $F_{oi}(s)$ ist gleichzeitig die Übertragungsfunktion des offenen Kondensatorstromregelkreises.

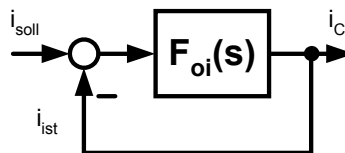


Bild 3.10: Ersatzstrukturbild für den Kondensatorstromregelkreis

Bild 3.11 zeigt die Betrags- und Phasenkennlinie des offenen Kondensatorstromregelkreises, wobei $k_{Pi} = 1 \Omega$ gesetzt wurde.

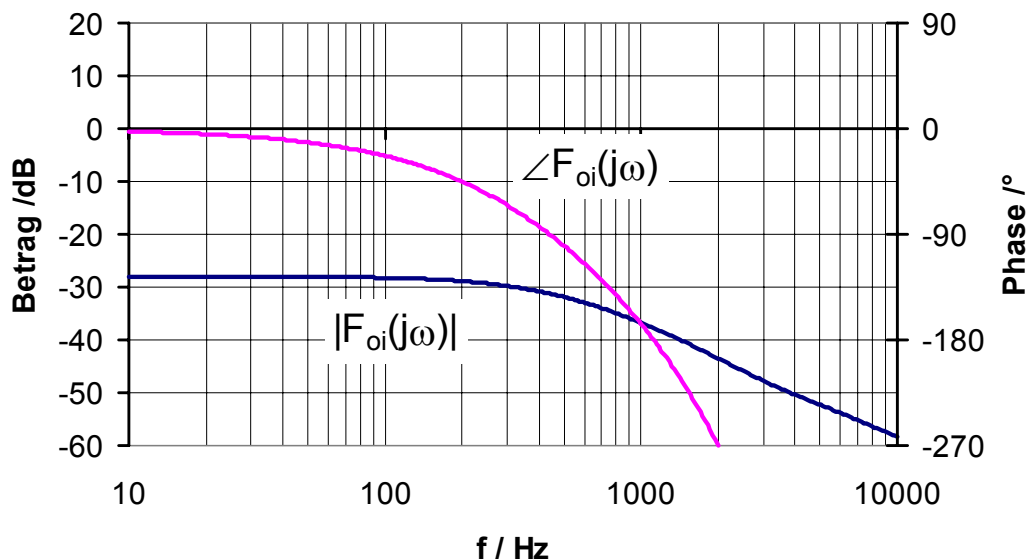


Bild 3.11: Frequenzkennlinien des offenen Kondensatorstromregelkreises $F_{oi}(s)$

Zur Bestimmung der Reglerverstärkung k_{Pi} wird das Frequenzkennlinienverfahren benutzt und dabei eine Phasenreserve von 60° verlangt. Bei der Frequenz $f = 630 \text{ Hz}$

ist die Phase $\angle F_{oi}(j\omega) = -120^\circ$ und der Betrag $|F_{oi}(s)| = -33 \text{ dB}$. Der Reglerparameter kann zu $k_{Pi} \leq 44 \Omega$ gewählt werden. In der Praxis hat sich gezeigt, dass bei der maximalen Reglerverstärkung das Wechselrichter Ausgangsfilter zum Schwingen angeregt wird, wenn weitere Wechselrichter am selben Punkt zusammengeschlossen werden. Der Kondensator C bildet mit der Ausgangsdrossel L_n einen Schwingkreis, dessen Resonanzfrequenz bei $f_R = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_n \cdot C}} = 1239 \text{ Hz}$ liegt. Eine

Verstärkung von $k_{Pi} = 20 \Omega$ erwies sich als stabil. Bei den Reglerentwürfen der äußeren Regelkreise wird deshalb nicht der theoretische, maximale Wert von k_{Pi} für den geschlossenen Kondensatorstromregelkreis verwendet, sondern der k_{Pi} -Wert, der sich in der Praxis in jedem Betriebsfall als stabil erwiesen hat.

Für den geschlossenen Kondensatorstromregelkreis ergibt sich folgende Führungsübertragungsfunktion $F_{wi}(s)$:

$$F_{wi}(s) = \frac{I_C(s)}{I_{soll}(s)} = \frac{F_{oi}}{1 + F_{oi}} = \frac{k_{Pi} \cdot C \cdot s \cdot e^{-T_r s}}{1 + R_{WR} C \cdot s + L_{WR} C \cdot s^2 + (k_{Pi} \cdot C \cdot s - 1) \cdot e^{-T_r s}} \quad (3.7)$$

Die Führungsübertragungsfunktion lässt sich mit Hilfe einer Potenzreihenentwicklung näherungsweise zu einem PT1-Glied mit Totzeitglied vereinfachen.

$$F_{wiv}(s) = \frac{k_{Pi}}{k_{Pi} + \frac{T_r}{C} + L_{WR} \cdot s} \cdot e^{-T_r s} = \frac{k_{ig}}{1 + T_{ig} s} \cdot e^{-T_r s} \quad (3.8)$$

Dabei sind

$$k_{ig} = \frac{k_{Pi}}{k_{Pi} + \frac{T_r}{C}} = \frac{20 \Omega}{20 \Omega + \frac{250 \mu\text{s}}{10 \mu\text{F}}} = 0,44 \quad (3.9)$$

$$T_{ig} = \frac{L_{WR}}{k_{Pi} + \frac{T_r}{C}} = \frac{13,2 \text{ mH}}{20 \Omega + \frac{250 \mu\text{s}}{10 \mu\text{F}}} = 0,00029 \text{ s} \quad (3.10)$$

In Bild 3.12 ist die genaue und die vereinfachte Führungsübertragungsfunktion eingetragen. Die vereinfachte Führungsübertragungsfunktion $F_{wiv}(s)$ stimmt für $s = 0$ und für $s \rightarrow \infty$ mit der nicht vereinfachten Übertragungsfunktion $F_{wi}(s)$ überein.

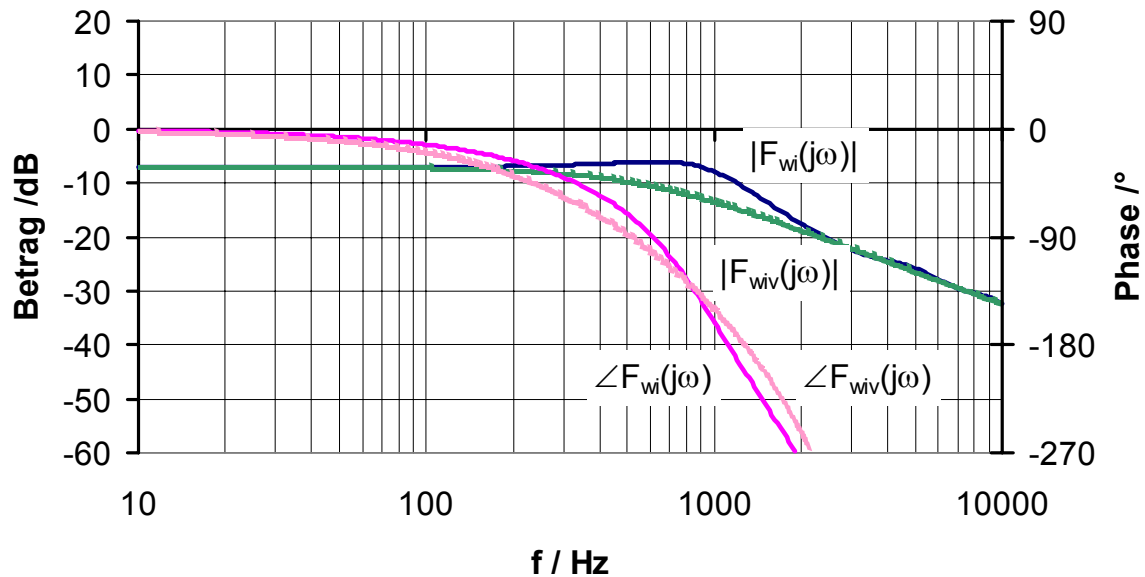


Bild 3.12: Frequenzkennlinien des geschlossenen Kondensatorstromregelkreises $F_{wi}(s)$ und der Näherung $F_{wiv}(s)$

3.1.4 Kondensatorspannungsregler

Der Kondensatorspannungsregler soll die Spannung am Ausgangskondensator sinusförmig einregeln. Dabei wird stationäre Genauigkeit verlangt. Es kommt deshalb ein sogenannter verallgemeinerter PI-Regler (PVI-Regler) zum Einsatz. Der verallgemeinerte Integrator und der Proportionalregler werden in Parallelstruktur ausgeführt. Es ergibt sich das Strukturbild Bild 3.13.

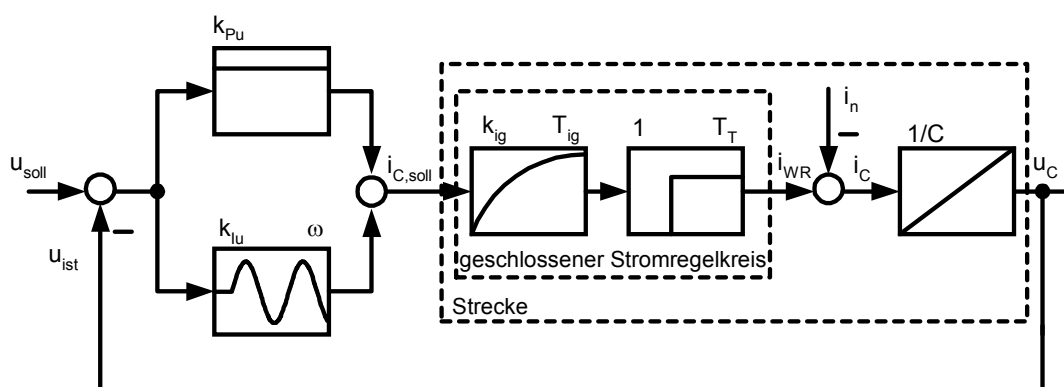


Bild 3.13: Strukturbild der Kondensatorspannungsregelung

Die Regelstrecke ist der unterlagerte geschlossene (Kondensator-) Stromregelkreis und der den Kondensatorstrom integrierende Kondensator C. Benutzt man den

vereinfachten geschlossenen Kondensatorstromregelkreis (3.8), so ergibt sich für den offenen Kondensatorspannungsregelkreis die Übertragungsfunktion (3.11).

$$F_{ou}(s) = \frac{U_{ist}(s)}{U_{soll}(s)} = \frac{k_{Pu}k_{Pi}\omega + 2k_{Iu}k_{Pi} \cdot s + k_{Pu}k_{Pi} \cdot s^2}{\left(\omega^2 C \left(k_{Pi} + \frac{T_T}{C}\right)\right) \cdot s + \omega^2 L_{WR} C \cdot s^2 + C \left(k_{Pi} + \frac{T_T}{C}\right) \cdot s^3 + L_{WR} C \cdot s^4} \cdot e^{-T_T s} \quad (3.11)$$

Bild 3.14 zeigt das Ersatzstrukturbild für den Kondensatorspannungsregelkreis.

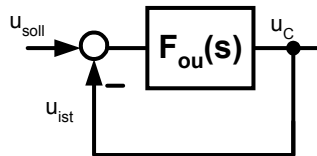


Bild 3.14: Ersatzstrukturbild für den Kondensatorspannungsregelkreis

Für die Reglerauslegung muss zuerst die Verstärkung k_{Iu} des VI bestimmt werden. Es ist naheliegend, ähnlich wie beim Betragsoptimum, die Zeitkonstante des VI gleich der Streckenzeitkonstanten zu wählen. Die Streckenzeitkonstante ist aus der vereinfachten Form des geschlossenen Kondensatorstromregelkreises bekannt und beträgt $T_{ig} = 0,29$ ms (3.10). Diese liegt in der gleichen Größenordnung wie die Totzeit $T_T = 0,25$ ms. Damit wird die Strecke näherungsweise doppelt so langsam. Es wird also die Zeitkonstante des VI zu $T_{VI} = 0,54$ ms gewählt. Nach Gleichung (3.5) entspricht $1/k$ der Zeitkonstanten des VI. Somit sollte die Verstärkung k_{Iu} zu 1852 s⁻¹ gewählt werden. Allerdings muss bei der Auslegung von k_{Iu} die gesamte Kreisverstärkung bei 50 Hz berücksichtigt werden. Die gesamte Kreisverstärkung setzt sich aus der Regler- und der Streckenverstärkung zusammen.

$$V_{ges} \Big|_{\omega=\omega_n} = k_{Iu} \cdot \left| F_{wi}(j\omega_n) \cdot \frac{1}{C \cdot j\omega_n} \right| = k_{Iu} \cdot \left| F_{wi}(j\omega_n) \right| \cdot \left| \frac{1}{C \cdot j\omega_n} \right|$$

Die Verstärkung $\left| F_{wi}(j\omega_n) \right|$ des geschlossenen Kondensatorstromregelkreises F_{wi} bei $f = f_n = 50$ Hz kann entweder aus der Betragskennlinie abgelesen oder über die vereinfachte Form (3.8) ausgerechnet werden: $\left| F_{wi}(j\omega_n) \right| = 0,447$. Somit ergibt sich mit $\left| 1/(C \cdot j\omega_n) \right| = 318 \Omega$ die gesamte Kreisverstärkung

$$V_{ges} \Big|_{\omega=\omega_n} = k_{Iu} \cdot 0,447 \cdot 318 \Omega = k_{Iu} \cdot 142 \Omega \quad .$$

Unter Berücksichtigung der angestrebten Regelkreisverstärkung kann damit

$$k_{lu} = \frac{V_{ges}|_{\omega=\omega_n}}{142 \Omega} = \frac{1852 \text{ s}^{-1}}{142 \Omega} = 13 \Omega^{-1} \text{ s}^{-1}$$

gewählt werden.

Beim experimentellen Aufbau hat sich gezeigt, dass bei dieser Verstärkung durch den VI auch die 3. Harmonische in der Kondensatorspannung geregelt wird. Die 3. Harmonische tritt bei nichtlinearen einphasigen Lasten in geringem Maße auf. Eine Regelung durch den VI ist aber unerwünscht, da der VI bei der 3. Harmonischen schon eine Phasenverschiebung von annähernd 90° einbringt. Dieser Effekt kann bei der beschriebenen Auslegung von k_{lu} nicht berücksichtigt werden. Es hat sich als sinnvoll erwiesen, die Verstärkung des VI auf weniger als die Hälfte zu reduzieren. Deshalb wird im Weiteren mit der im Laboraufbau implementierten Verstärkung von $k_{lu} = 5 \Omega^{-1} \text{ s}^{-1}$ gearbeitet. Die Verstärkung ist größer gewählt als in [Burger 1997]. Es wurden aber in keinem Betriebsfall die dort erwähnten Instabilitäten beobachtet.

Für die Auslegung des Proportionalanteils k_{pu} wird das Frequenzkennlinienverfahren benutzt. Unter der Berücksichtigung einer Phasenreserve von 60° wird k_{pu} zu $0,03 \Omega^{-1}$ bestimmt. Mit $k_{lu} = 5 \Omega^{-1} \text{ s}^{-1}$ und $k_{pu} = 0,03 \Omega^{-1}$ ergeben sich für den offenen Kondensatorspannungsregelkreis die Frequenzkennlinien in Bild 3.15. Bei den dargestellten Kennlinien wird der nicht vereinfachte geschlossene Kondensatorstromregelkreis (3.7) benutzt.

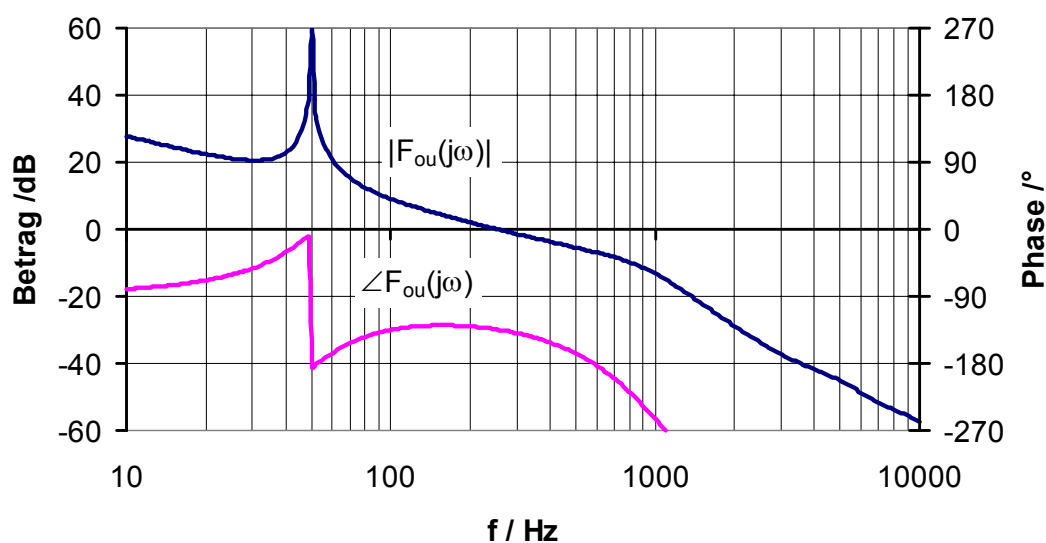


Bild 3.15: Frequenzkennlinien des offenen Kondensatorspannungsregelkreises

Mit den nun festgelegten Reglerparametern lässt sich der geschlossene Kondensatorspannungsregelkreis $F_{wu}(s)$ bestimmen. Dabei wird von $F_{ou}(s)$ (3.11) ausgegangen, bei dessen Herleitung der vereinfachte geschlossene Kondensatorstromregelkreis benutzt wurde.

$$F_{wu}(s) = \frac{U_C(s)}{U_{soll}(s)} = \frac{(k_{Pu}k_{Pi}\omega + 2k_{Iu}k_{Pi} \cdot s + k_{Pu}k_{Pi} \cdot s^2) \cdot e^{-T_r s}}{k_{Pu}k_{Pi}\omega \cdot e^{-T_r s} + \left(\omega^2 C \left(k_{Pi} + \frac{T_r}{C}\right) + 2k_{Iu}k_{Pi} \cdot e^{-T_r s}\right) s + \left(\omega^2 L_{WR} C + k_{Pu}k_{Pi} \cdot e^{-T_r s}\right) s^2 + C \left(k_{Pi} + \frac{T_r}{C}\right) s^3 + L_{WR} C s^4} \quad (3.12)$$

Der geschlossene Kondensatorspannungsregelkreis ist ein Teil der Strecke der Leistungsregler, die im Kapitel 5 entworfen werden. Möchte man bei deren Entwurf nicht nur auf Berechnungsprogramme angewiesen sein, sondern auch einen anschaulichen Systemeinblick ermöglichen, ist es sinnvoll, sich auf die wesentlichen Merkmale von $F_{wu}(s)$ zu beschränken. F_{wu} wird dadurch charakterisiert, dass in diesem Regelkreis zwei Energiespeicher liegen: die Wechselrichterausgangsdrossel L_{WR} und der Filterkondensator C . Ein Verzögerungsglied 2. Ordnung (PT2-Glied) sollte zur Beschreibung dieses Kreises ausreichend sein. Zusätzlich muss die Totzeit berücksichtigt werden, da diese auf die Phase einen entscheidenden Einfluss hat.

Um eine Näherung für große s zu erhalten werden in Zähler und Nenner von $F_{wu}(s)$ alle Terme von kleinerer Ordnung als s^2 vernachlässigt. Danach bleibt im Nenner beim s^2 -Term der dort störende Ausdruck $e^{-T_r s}$ stehen. Er wird zu 1 gesetzt, da dies für kleine s der Fall ist, und für große s der Nenner durch die Terme höherer Ordnung dominiert wird. Mit diesen Vereinfachungen ergibt sich ein vereinfachter geschlossener Kondensatorspannungsregelkreis:

$$F_{wuv}(s) = \frac{k_{Pu}k_{Pi}}{\left(\omega^2 L_{WR} C + k_{Pu}k_{Pi}\right) + C \left(k_{Pi} + \frac{T_r}{C}\right) \cdot s + L_{WR} C \cdot s^2} \cdot e^{-T_r s} \quad (3.13)$$

In Bild 3.16 werden die Frequenzkennlinien des geschlossenen Kondensatorspannungsregelkreises $F_{wu}(s)$, wie er sich ohne jegliche Vereinfachungen ergibt, mit dem vereinfachten Kondensatorspannungsregelkreis $F_{wuv}(s)$ verglichen.

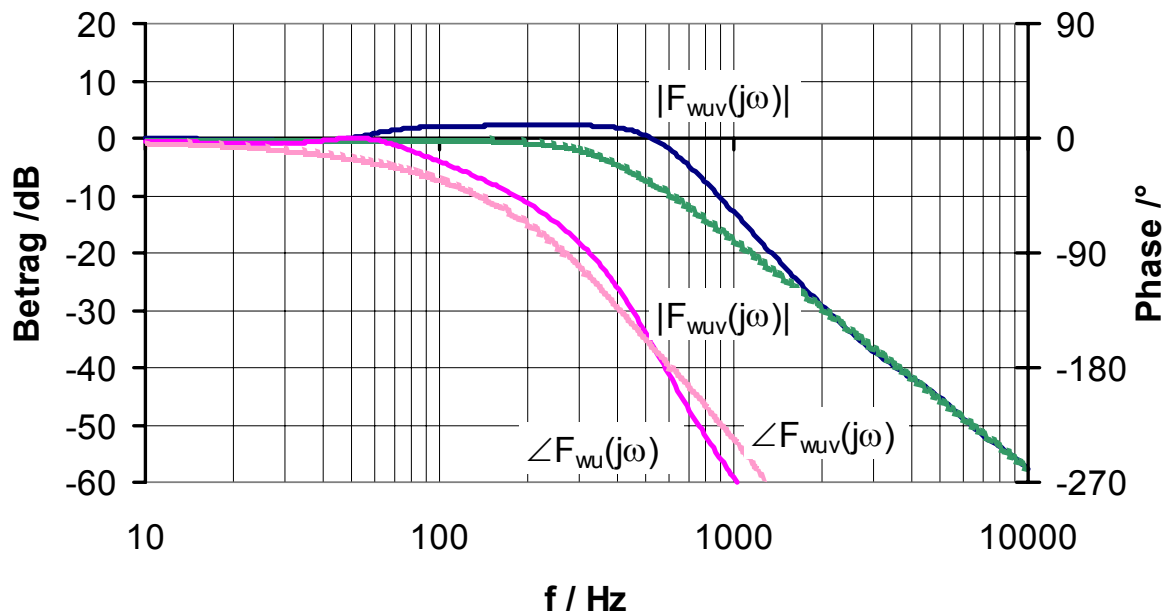


Bild 3.16: Frequenzkennlinien des geschlossenen Kondensatorspannungsregelkreises $F_{wu}(s)$ und der Näherung $F_{wuv}(s)$

Obwohl bei der Festlegung von $F_{wuv}(s)$ nur Wert auf eine gute Näherung für große s gelegt wurde, sind die Frequenzkennlinien auch bei kleinen Frequenzen richtig. Die Betragsüberhöhung von $F_{wu}(s)$ bei mittleren Frequenzen lässt sich mit einem PT2-Glied in dieser Form nicht modellieren. Für den Entwurf der übergeordneten Leistungsregler nach dem Frequenzkennlinienverfahren ist die Näherung des geschlossenen Kondensatorspannungsregelkreises jedoch gut geeignet.

3.1.5 Regler zur Elimination eines Gleichanteils in der Kondensatorspannung

Die Ausgangsspannung des Stromrichters soll sinusförmig und unbedingt mittelwertfrei sein. Die Sinusform wird durch den VI garantiert. Ein eventueller Gleichanteil in der Ausgangsspannung wird aber weder durch den VI noch durch den P-Anteil des Reglers vollständig vermieden, da beide Regleranteile keine stationäre Genauigkeit für Gleichgrößen gewährleisten. Aus diesem Grund wird noch ein integral wirkender Anteil (I-Anteil) für die Kondensatorspannungsregelung eingesetzt. Damit der I-Anteil nicht Wechselanteile des Sinus auszuregulieren versucht, wird die ihm zugeführte Regeldifferenz tiefpassgefiltert. Zudem ist der I-Regler sehr schwach eingestellt. Für einen Wechselrichter, der *alleine* im Inselbetrieb arbeitet, ist dieser I-Anteil ausreichend [Burger 1997].

Da der Wechselrichter auch mit anderen Spannungsquellen zusammenarbeiten muss, ist dieser I-Anteil noch nicht ausreichend. Das Problem ist, dass die Spannungsmessung nicht beliebig genau sein kann. Aufgrund von unvermeidbaren Offsetfehlern in der Messwerterfassung ist deshalb auch durch den I-Regler keine absolute Mittelwertfreiheit garantierbar. Beim Betrieb an einem starren Netz oder zusammen mit anderen Wechselrichtern führt ein Offsetfehler letztendlich dazu, dass ein falscher Spannungsmittelwert gemessen wird. Der gemessene Mittelwert kann nicht vollständig durch den I-Regler ausgeglichen werden, da die anderen Spannungsquellen „dagegenhalten“. Der I-Anteil wächst deshalb kontinuierlich an, weshalb er zu begrenzen ist.

Problematischer ist, dass ein geringer Mittelwert in der Kondensatorspannung beim Betrieb an einem mittelwertfreien starren Netz nicht zu tolerieren ist, da er einen erheblichen Gleichanteil im Netzstrom zur Folge hat. Benutzt man einen AD-Wandler mit 12-Bit, um einen Messbereich von +/-400 V zu digitalisieren, so entspricht z. B. ein kaum zu verhindernder Offsetfehler von 1 Bit einem Messfehler von 0,2 V. Ein Gleichanteil von 0,2 V in der Kondensatorspannung hat einen Gleichanteil von bis zu 2 A im Netzstrom zur Folge, da der ohmsche Widerstand der Ausgangsdrossel L_n etwa $0,1 \Omega$ beträgt.

Um keine höhere Genauigkeit bei der Kondensatorspannungsmessung zu benötigen, wird auch der Mittelwert des Netzstromes bestimmt und auf den gleichen I-Anteil aufgeschaltet. Damit wird der Mittelwert der Ausgangsspannung verändert, um den Gleichanteil im Netzstrom zu reduzieren. Beim Betrieb an einem spannungsmittelwertfreien Netz oder bei linearen Lasten sind die beiden Regelziele „mittelwertfreie Kondensatorspannung“ und „mittelwertfreier Netzstrom“ identisch. Aufgrund von Offsetfehlern bei der Messung der Netzgrößen lassen sich beide Regelziele nicht ideal erfüllen. Im stationären Zustand müssen die beiden Eingangssignale des I-Anteils (Mittelwert der Regelabweichung; Mittelwert des Netzstroms) ein unterschiedliches Vorzeichen haben und gleich groß sein (oder sie sind im Idealfall beide identisch gleich Null). Die Auflösung der Netzstrommessung beträgt $0,05 \text{ A} / \text{Bit}$ gegenüber $0,2 \text{ V} / \text{Bit}$ bei der Kondensatorspannungsmessung. Damit ein Offsetfehler, der durch die Messwerterfassung bedingt ist, bei beiden Eingangssignalen gleiches Gewicht hat, wird der tiefpassgefilterte Wert des Netzstroms um den Faktor 4 verstärkt.

Der Gleichanteil im Netzstrom kann allerdings nicht nur wegen einem Mittelwert in der Kondensatorspannung, sondern auch aufgrund einer nichtlinearen Last hervorgerufen werden. In diesem Fall lässt sich der Mittelwert des Stromes nicht beeinflussen. Auch aus diesem Grund ist die schon vorgesehene Begrenzung des I-Anteils unbedingt von Nöten.

Abweichungen des Kondensatorspannungsmittelwerts werden erst über mehrere Netzperioden ausgeregelt, da die Verstärkung des Integrators $k_{Iu} = 0,08 \text{ s}^{-1}$ beträgt. Damit ergibt sich nun das Gesamtstrukturbild des Kondensatorspannungsreglers (Bild 3.17). Die Implementierung der beiden Tiefpassfilter erfolgte auf dem DSP. Sie werden ersatzweise als PT1-Glieder symbolisiert, die eine Zeitkonstante $T_{MWi} = T_{MWu} = 0,09 \text{ s}$ haben. Die Verstärkungen sind $k_{MWi} = 4$, $k_{MWu} = 1 \text{ } \Omega^{-1}$. Die Verstärkung des Netzstrommesswerts um den Faktor 4 wurde oben begründet.

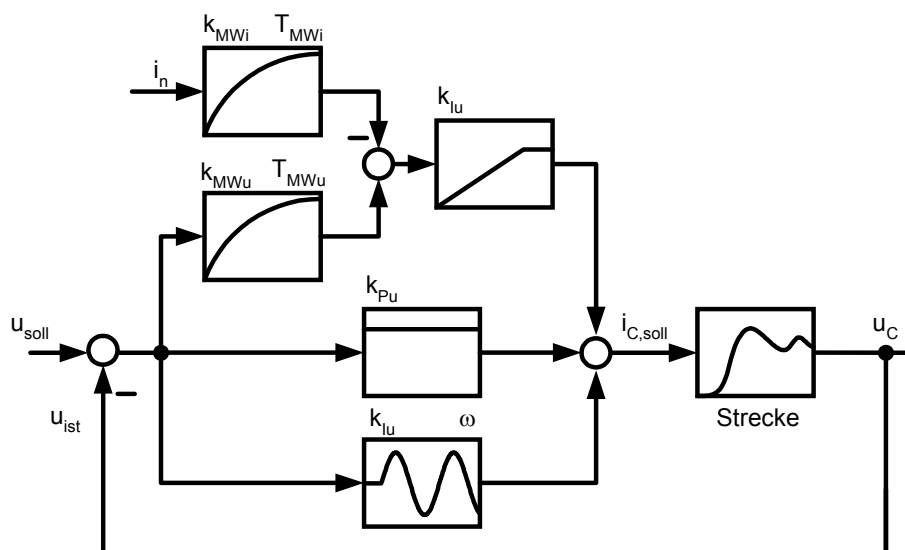


Bild 3.17: Strukturbild der vollständigen Kondensatorspannungsregelung

3.2 Sprung in der Führungsgröße des Kondensatorspannungsreglers

Anhand einer Messung wird mit Bild 3.18 nachgewiesen, dass der Kondensatorspannungsregler sehr schnell ist und stationär genau arbeitet. Gezeigt wird das Führungsverhalten bei einem normalerweise nicht in dieser Höhe vorkommenden Führungsgrößensprung. Der Wechselrichter ist unbelastet. Die Amplitude der Sollwerte für die drei Phasenspannungen wird sprunghaft von 30 V auf 325 V

erhöht. Der Sollwertsprung der Amplitude (U^{\wedge}_{soll}), der Sollwert für die erste Phase (U_{soll1}) und die drei Kondensatorspannungen ($U_{\text{Kond1,2,3}}$) sind dargestellt. Nach 10 ms stimmen Soll- und Istwert überein. Die in Bild 3.18 dargestellten Werte sind „Werte des DSPs“.

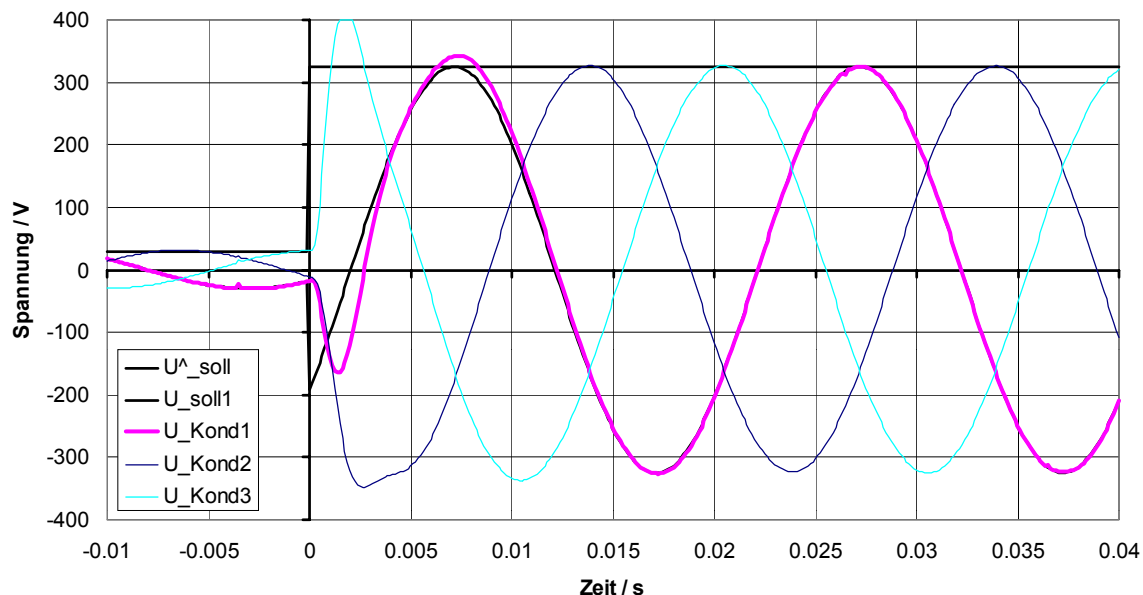


Bild 3.18: Führungsgrößensprung des Kondensatorspannungsreglers

3.3 Stromrichtermodell

Als Vorbereitung für das Kapitel 5, in dem eine Regelung entworfen wird, die den Parallelbetrieb von mehreren Wechselrichtern ermöglicht, soll für den Wechselrichter ein einfaches Modell gefunden werden. In Bild 3.19 ist das einphasige Ersatzschaltbild (ESB) für den benutzten Wechselrichter dargestellt. Die Wechselrichterbrücke wird als Spannungsquelle mit gepulster Spannung u_{WR} modelliert.

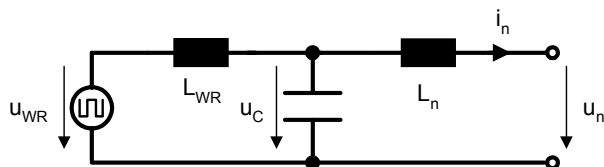


Bild 3.19: Einphasiges Ersatzschaltbild des Wechselrichters

In den vorherigen Abschnitten ist ein kaskadierter Kondensatorspannungsregler entworfen worden, der die Kondensatorspannung u_C mit sehr hoher Dynamik und stationärer Genauigkeit sinusförmig einregelt. Damit kann die Kondensatorspannung als sinusförmige Spannungsquelle u_q modelliert und das ESB weiter vereinfacht

werden (Bild 3.20). Die Ausgangsreaktanz $\omega L_n = X_n$ wird mit X_d bezeichnet. Damit soll die Analogie zum vereinfachten Ersatzschaltbild einer Synchronmaschine betont werden.

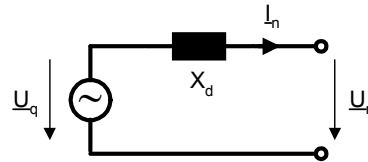


Bild 3.20: Vereinfachtes einphasiges Ersatzschaltbild des Wechselrichters

Die sinusförmigen Spannungen und Ströme in diesem einphasigen ESB lassen sich in einem Zeigerdiagramm darstellen.

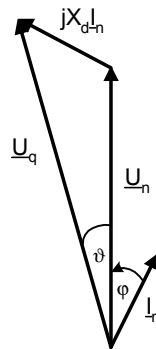


Bild 3.21: Zeigerdiagramm für das vereinfachte ESB des Wechselrichters

Für die abgegebene Wirk- und die abgegebene induktive Blindleistung, die über die Ausgangsklemmen der Schaltung in Bild 3.20 fließen, gilt:

$$P_n = U_n I_n \cos \varphi \quad (3.14)$$

$$Q_n = U_n I_n \sin \varphi \quad (3.15)$$

$I_n \cos \varphi$ und $I_n \sin \varphi$ lassen sich mit Hilfe von U_q , ϑ und ωL_d ersetzen.

$$P_n = \frac{U_n U_q}{\omega L_d} \sin \vartheta \quad \text{Wirkleistung} \quad (3.16)$$

$$Q_n = \frac{U_n U_q}{\omega L_d} \cos \vartheta - \frac{U_n^2}{\omega L_d} \quad \text{Blindleistung} \quad (3.17)$$

Dabei ist ω die Kreisfrequenz der Netzspannung U_n . Die Netzspannung sei starr.

4 Messverfahren für signifikante Netzgrößen

Die angestrebte (und in Kapitel 5 vorgestellte) Leistungsregelung benötigt kontinuierliche „Messgrößen“ für Blind- und Wirkleistung, Netzspannungseffektivwert und Netzfrequenz. Streng genommen können diese Größen nicht gemessen werden. Gemessen werden können Zeitverläufe von Spannungen und Strömen. Aus den Spannungen und Strömen lassen sich dann die gesuchten Größen ableiten bzw. berechnen. Die in diesem Kapitel vorgestellten Verfahren verarbeiten also Messgrößen und liefern Werte, die nicht mehr unmittelbar eine Messgröße sind. Da die Begriffe einfach sind, wird trotzdem von Messverfahren und Messgrößen gesprochen.

Die benötigten Messverfahren sind entscheidend für die Dynamik der Leistungsregelung und müssen deshalb schnell sein. Wenn sich die Ausgangsleistung des Wechselrichters nicht ausreichend schnell bestimmen und damit auch regeln lässt, wird dies zu einer Überlastung führen, die eine Abschaltung oder sogar eine Zerstörung des Wechselrichters zur Folge haben kann. Eine schnelle aber ungenaue Messung beeinträchtigt die angestrebte feste Lastaufteilung, wenn mehrere Wechselrichter parallel betrieben werden. Deshalb werden auch hohe Ansprüche an die stationäre Genauigkeit gestellt.

In diesem Kapitel werden als Vorbereitung für das Kapitel 5 verschiedene Messverfahren vorgestellt und bewertet.

4.1 Bestimmung von Wirk- und Blindleistung

Betrachtet man einen Zweipol an dem die sinusförmigen Größen

$$u(t) = \sqrt{2}U \sin \omega t$$

$$i(t) = \sqrt{2}I \sin(\omega t - \varphi)$$

zu messen sind, so ist die Momentanleistung

$$p(t) = u(t) \cdot i(t)$$

eine Wechselgröße mit dem Mittelwert

$$\overline{p(t)} = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = P$$

als Wirkleistung P .

Die Scheinleistung ist definiert als

$$S = U \cdot I$$

und die Blindleistung als

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2} \quad .$$

Es ist sinnvoll die Blindleistung in zwei Teile zu trennen.

$$Q_1 = \sqrt{Q^2 - Q_D^2}$$

Q_1 ist die Verschiebungs- oder Grundschiebungsblindleistung. Q_D ist die Verzerrungsblindleistung. Die Verzerrungsblindleistung enthält die Anteile der Blindleistung, die durch höhere Harmonische verursacht werden. Im Fall rein sinusförmiger Wechselgrößen ist $Q_D = 0$ [Späth 2000].

Zur korrekten Bestimmung der Wirkleistung muss genau über eine Periodendauer gemittelt werden. Dies ist nur mit sehr großem Aufwand möglich. Zudem ist eine einmalige Aktualisierung des Messwerts pro Periode zu langsam für die Leistungsregelung. Es wird ein Messverfahren benötigt, welches schon unmittelbar nach einer Laständerung die Tendenz erkennen lässt, in welche Richtung sich die Wirkleistung geändert hat. Eine einfache und viel benutzte Möglichkeit zur Bestimmung der Wirkleistung aus $p(t)$ ist die Mittelwertbildung durch Tiefpassfilterung. Dabei muss ein Wechselanteil mit der Kreisfrequenz $2 \cdot \omega$ eliminiert werden. Bei einem begrenzten Filteraufwand verbleibt ein Rest des Wechselanteils in dem Messwert.

Für die Berechnung der Scheinleistung $S = U \cdot I$ müssen die Effektivwerte von Spannung und Strom bekannt sein. Der Effektivwert eines periodischen Signals ist als Wurzel aus dem quadratischen Mittelwert definiert. Somit lassen sich auch die Effektivwerte von Spannung und Strom durch Quadrieren der Messgröße, anschließende Tiefpassfilterung und das Ziehen der Wurzel bestimmen. Aus der Schein- und der Wirkleistung lässt sich die Blindleistung berechnen. Diese Verfahren

zur Bestimmung der charakteristischen Netzgrößen sind allgemein bekannt und in verschiedenen Abwandlungen weit verbreitet.

4.1.1 Einphasige Leistungsmessschaltung

Es wird ein anderes Verfahren vorgestellt, welches nicht weit verbreitet ist, aber hervorragende Eigenschaften besitzt. Als Grundlage dient die komplexe Wechselstromrechnung, die eine elegante Beschreibung für sinusförmige Größen ist.

Mit den komplexen Effektivwerten (bzw. Zeigern)

$$\underline{U} = U \quad \underline{I} = I \cdot e^{-j\varphi}$$

kann man eine komplexe Scheinleistung

$$\underline{S} = \underline{U} \cdot \underline{I}^*$$

definieren, aus der sich Wirk-, Blind- und Scheinleistung bestimmen lassen:

$$S = |\underline{S}| \quad ,$$

$$P = \operatorname{Re}\{\underline{S}\} \quad ,$$

$$Q = Q_1 = \operatorname{Im}\{\underline{S}\} \quad .$$

Die Gleichungen haben nur für sinusförmige Größen Gültigkeit. Für die Spannung wurde der Phasenwinkel zu Null gesetzt. P, Q und S sind konstante Größen. Dieser Weg, die Leistungen zu berechnen, ist nur möglich, falls sich die komplexe Scheinleistung bestimmen lässt. Wie man diese bestimmen kann, wird im Folgenden gezeigt.

Falls man zu einem sinusförmigen Zeitverlauf $x(t)$ ein um 90° verzögertes Signal $x_\perp(t)$ erzeugen kann, ist es möglich, eine komplexe Größe

$$\underline{x}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}}(x(t) + jx_\perp(t)) = \frac{1}{\sqrt{2}}\hat{x} \cdot e^{j(\omega t - \varphi_x)} = X \cdot e^{j(\omega t - \varphi_x)} \quad (4.1)$$

zu definieren. Diese Größe kann als ein Drehzeiger interpretiert werden, und ihr Betrag entspricht dem Effektivwert von $x(t)$. Im Gegensatz zu dem komplexen Effektivwert (Zeiger) rotiert dieser Drehzeiger in der komplexen Ebene mit der Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f$. Da $\underline{x}(t)$ zeitlich veränderlich ist wurde zur Bezeichnung ein

Kleinbuchstabe gewählt. Wendet man die Rechenvorschrift (4.1) auf die Größen $u(t)$ und $i(t)$ an und berechnet $\underline{u}(t) \cdot \underline{i}(t)^*$, so eliminieren sich die beiden ωt -Anteile der Drehzeiger und man erhält die komplexe Leistung \underline{S} .

$$\underline{u}(t) \cdot \underline{i}(t)^* = U \cdot e^{j(\omega t - \varphi_u)} \cdot I \cdot e^{-j(\omega t - \varphi_i)} = U \cdot I \cdot e^{j(\varphi_i - \varphi_u)} = \underline{S} \quad (4.2)$$

Der Realteil der komplexen Leistung entspricht der Wirkleistung und die Blindleistung ist der Imaginärteil von \underline{S} . Man erhält folgende Bestimmungsgleichungen für die Wirk- und Blindleistung:

$$P = \operatorname{Re}\{\underline{S}\} = \operatorname{Re}\{\underline{u}(t) \cdot \underline{i}(t)^*\} = \frac{1}{2} [u(t) \cdot i(t) + u(t)_\perp \cdot i(t)_\perp] \quad (4.3)$$

$$Q = \operatorname{Im}\{\underline{S}\} = \operatorname{Im}\{\underline{u}(t) \cdot \underline{i}(t)^*\} = \frac{1}{2} [u(t)_\perp \cdot i(t) - u(t) \cdot i(t)_\perp] \quad (4.4)$$

P und Q sind im stationären Fall konstante Größen!

In [Clos 1983] wird die um 90° phasenverschobene Größe $x_\perp(t)$ mit einem PT1-Glied gebildet. Das verwendete PT1-Glied bewirkt für ein Signal der Eingangskreisfrequenz ω eine Phasenverschiebung von genau 90° und ändert die Amplitude nicht.

Wie im Kapitel 3.1.1 gezeigt wurde, generiert der rückgekoppelte verallgemeinerte Integrator eine orthogonale Komponente $y_\perp(t)$ und bietet sich somit ebenfalls an, eine komplexe Größe zu konstruieren. Im Unterschied zu dem in [Clos 1983] gewählten Verfahren führt dies zu einer reinen Grundswingungsbetrachtung. Der VI wurde für diese Anwendung in [Nuß 1989] benutzt. In [Nuß 1989] wurde eine Blindleistungskompensation verwirklicht, weshalb nicht die Leistungen bestimmt wurden, sondern die Wirk- und Blindstromkomponente. Bei einer sinusförmigen, festen Netzspannung sind die Blind- und Wirkstromkomponenten direkt proportional zu der Blind- und Wirkleistung.

Die vorgestellte Messerschaltung für die Größen P und Q in einem einphasigen System nach (4.3) und (4.4) ist in Bild 4.1 dargestellt. Sie wurde in dieser Form schon in [Hauck 2000] präsentiert. Sie wird im Weiteren „einphasige Leistungsmessschaltung“ genannt.

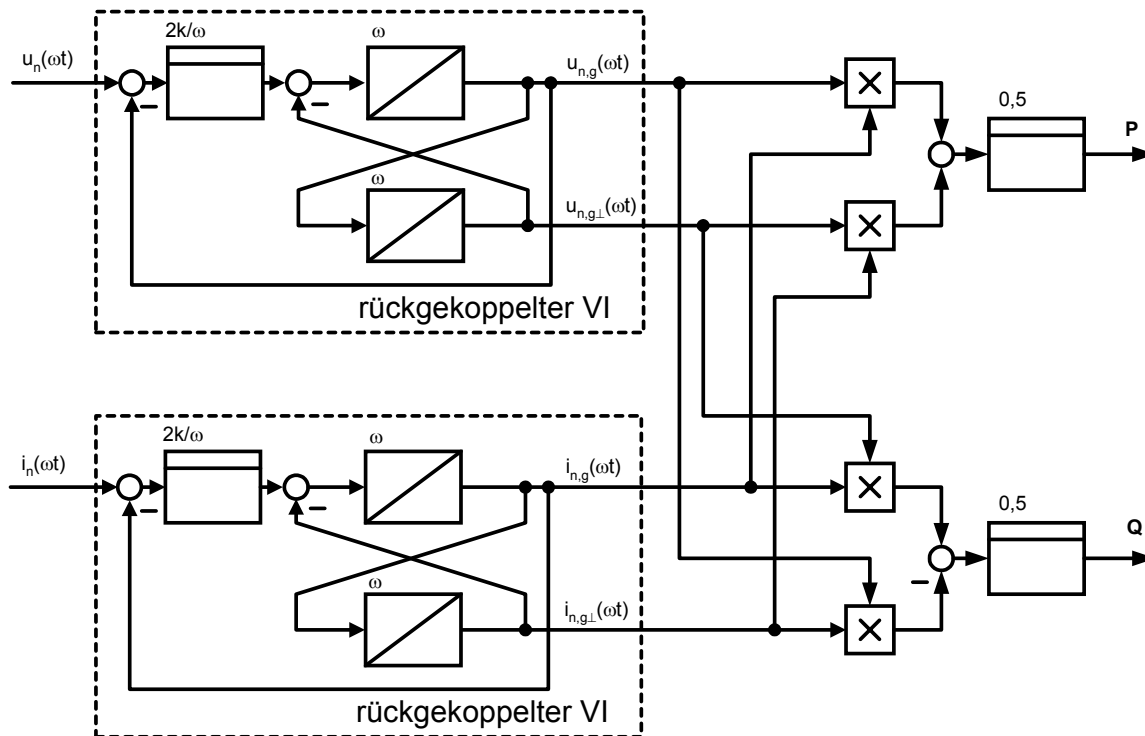


Bild 4.1: Einphasige Leistungsmessschaltung

Der Index g verdeutlicht, dass die beiden Ausgangssignale des VI sinusförmig sind. $i_{n,g}$ und $u_{n,g}$ entsprechen also der Grundschwingung der Eingangssignale u_n und i_n . Die Eingangssignale können höhere Harmonische enthalten. P und Q sind nur ein Maß für die von den Grundschwingungen übertragene Wirk- und Blindleistung.

Anhand einer Simulation sollen die besonderen Qualitäten der einphasigen Leistungsmessschaltung gegenüber einer klassischen Leistungsmessung, die eine Tiefpass-Filterung (zwei PT1-Glieder) benutzt, demonstriert werden. Der Rechen- und Filteraufwand ist bei beiden Methoden vergleichbar.

In der Simulation wurde eine Spannung $u(t) = \sqrt{2} \cdot 230\text{V} \cdot \sin(2\pi \cdot 50\text{Hz} \cdot t)$ zugrundegelegt und zum Zeitpunkt $t = 0,0025\text{ s}$ ein Strom $i(t) = \sqrt{2} \cdot 30\text{A} \cdot \sin\left(2\pi \cdot 50\text{Hz} \cdot t - \frac{\pi}{6}\right)$

eingeschaltet. Dies entspricht einer Wirkleistung von $P = 5976\text{ W}$ und einer Blindleistung von $Q = 3450\text{ VAR}$. Das Simulationsergebnis ist in Bild 4.2 dargestellt. Die Zeitkonstante der PT1-Glieder ($T = 8 \cdot 10^{-4}\text{ s}$) der konventionellen Leistungsmessung wurde so gewählt, dass das Ausgangssignal der Wirkleistungsmessung P_{TP} eine Welligkeit von etwa $\pm 5\%$ hat. Natürlich lässt sich auch ein geringerer Fehler erreichen, dies aber nur auf Kosten der Einschwingzeit. Die Welligkeit ist bei der konventionellen Blindleistungsmessung Q_{TP} nicht vorhanden, da zur Bestimmung

der Blindleistung zuerst die Scheinleistung aus den Effektivwerten von Spannung und Strom und anschließend über $Q = \sqrt{S^2 - P^2}$ die Blindleistung bestimmt wurde. Wirk- und Scheinleistung sind jeweils von einer 100 Hz Schwingung überlagert, die sich nach dem Quadrieren und der Subtraktion eliminiert. Problematisch bei diesem Weg ist, dass das Vorzeichen der Blindleistung zusätzlich bestimmt werden muss, da aus der Rechnung nur der Betrag der Blindleistung folgt.

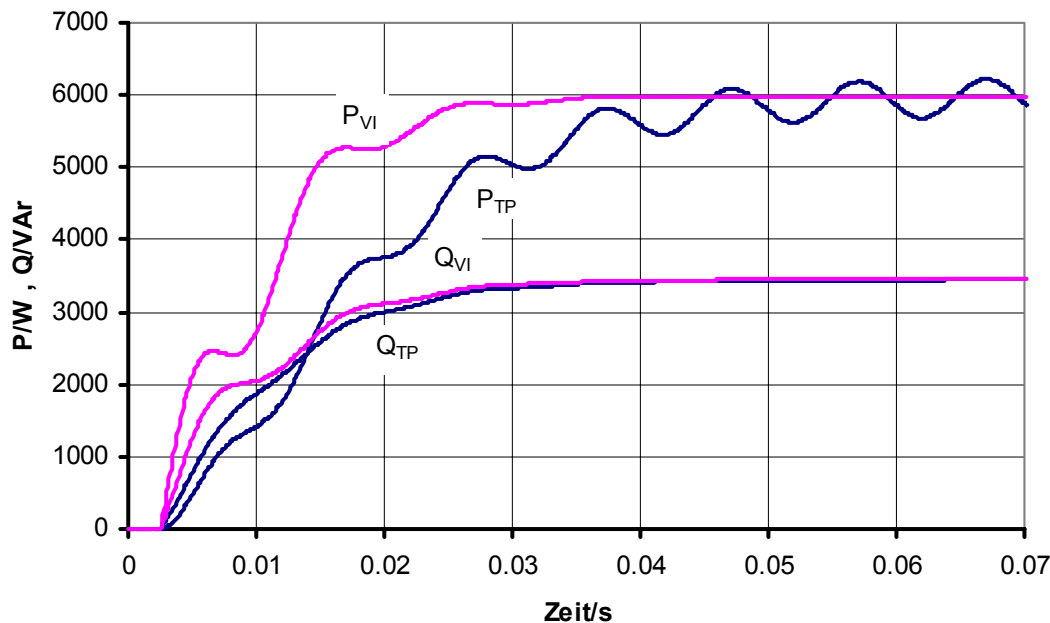


Bild 4.2: Vergleich von zwei einphasigen Leistungsmessmethoden: durch Tiefpassfilterung (TP) und mit verallgemeinertem Integrator (VI)

Bei der einphasigen Leistungsmessschaltung (P_{VI} , Q_{VI}) wurde die Verstärkung des VIs zu $k = 150 \text{ s}^{-1}$ gewählt. Diese Leistungsmessung schwingt sehr schnell ein (eineinhalb Periodendauern gegenüber drei Periodendauern) und liefert im stationären Fall konstante Werte! Diese außerordentlich guten Eigenschaften erhält man dadurch, dass man die Kenntnis der Netzfrequenz benutzt. Falls diese nicht fest ist, muss bei dieser Methode die Frequenz gemessen und die Konstante ω des verallgemeinerten Integrators nachgeführt werden.

4.1.2 Dreiphasige Leistungsmessschaltung

Ziel dieser Arbeit ist, ein dreiphasiges Inselnetz zu realisieren. Da in diesem Netz dreiphasige elektrische Maschinen einsetzbar sein sollen, ist ein symmetrisches sinusförmiges Spannungssystem sinnvoll. In einem solchen Spannungssystem gibt

es nur zwei freie Parameter, die Frequenz f und der Effektivwert U , da diese beiden Größen in allen drei Phasen gleich sein müssen. U und f werden später benutzt um die zwei Größen Wirk- und Blindleistung zu regeln und diese zwischen mehreren Wechselrichtern aufzuteilen. Da nur zwei Parameter zur Verfügung stehen, ist die Leistung der drei einzelnen Phasen nicht getrennt beeinflussbar. Es ist deshalb nicht nötig die Leistung der drei einzelnen Phasen zu kennen, man benötigt nur die Leistung für alle drei Phasen zusammen. Die drei Phasen werden deshalb gemeinsam betrachtet und bei der Leistungsbestimmung die Raumzeigertransformation zu Hilfe genommen.

Die leistungsinvariante Raumzeigertransformation der Spannungen und Ströme in ein α - β -Koordinatensystem nach Gleichung (3.1) liefert die Raumzeiger \underline{u} und \underline{i} , aus denen eine komplexe Leistung \underline{s}_{RZ} bestimmt werden kann.

$$\underline{s}_{RZ} = 2 \cdot \underline{u} \cdot \underline{i}^* \quad (4.5)$$

In dem angestrebten dreiphasigen Inselnetz dürfen die Lasten unsymmetrisch sein. Das Stromsystem hat deshalb möglicherweise eine von Null verschiedene Nullkomponente. Zur Wirkleistungsübertragung liefert diese Nullkomponente keinen Beitrag, da das symmetrische Spannungssystem keine Nullkomponente hat. \underline{s}_{RZ} enthält deshalb alle nötigen Informationen über die Leistung. Dies soll gezeigt werden.

Das Drehspannungssystem ist symmetrisch und sinusförmig.

$$\begin{aligned} u_1(t) &= \hat{u} \cdot \sin(\omega t), \\ u_2(t) &= \hat{u} \cdot \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right), \\ u_3(t) &= \hat{u} \cdot \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (4.6)$$

Das Stromsystem ist unsymmetrisch aber sinusförmig.

$$\begin{aligned} i_1(t) &= \hat{i}_1 \cdot \sin(\omega t - \varphi_1), \\ i_2(t) &= \hat{i}_2 \cdot \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi_2\right), \\ i_3(t) &= \hat{i}_3 \cdot \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \varphi_3\right) \end{aligned} \quad (4.7)$$

Dabei darf $i_1(t) + i_2(t) + i_3(t) \neq 0$ sein.

Aus (4.6) (4.7) folgen nach (3.1) die beiden Raumzeiger \underline{u} und \underline{i} .

$$\underline{u} = \frac{\sqrt{3}}{2} \hat{u} \cdot \left(\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) + j \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \right) \quad (4.8)$$

$$\begin{aligned} \underline{i} = & \frac{1}{\sqrt{3}} \hat{i}_1 \sin(\omega t - \varphi_1) - \frac{1}{2\sqrt{3}} \hat{i}_2 \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi_2\right) - \frac{1}{2\sqrt{3}} \hat{i}_3 \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \varphi_3\right) + \\ & j \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \hat{i}_2 \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi_2\right) - \frac{\sqrt{3}}{2} \hat{i}_3 \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \varphi_3\right) \right) \end{aligned} \quad (4.9)$$

Als Mittelwert des Real- und Imaginärteils von $\underline{s}_{\text{RZ}}$ nach (4.5) erhält man nach einigen Umformungen:

$$2 \cdot \frac{1}{T} \int_0^T \operatorname{Re}\{\underline{u} \cdot \underline{i}^*\} dt = \frac{\hat{u}}{2} (\hat{i}_1 \cos \varphi_1 + \hat{i}_2 \cos \varphi_2 + \hat{i}_3 \cos \varphi_3) = P_1 + P_2 + P_3 = P \quad (4.10)$$

$$2 \cdot \frac{1}{T} \int_0^T \operatorname{Im}\{\underline{u} \cdot \underline{i}^*\} dt = \frac{\hat{u}}{2} (\hat{i}_1 \sin \varphi_1 + \hat{i}_2 \sin \varphi_2 + \hat{i}_3 \sin \varphi_3) = Q_1 + Q_2 + Q_3 = Q \quad (4.11)$$

Als Mittelwert des Realteils von $\underline{s}_{\text{RZ}}$ erhält man die Summe der Wirkleistungen der Einzelphasen. Diese Summe wird P benannt und ist die gelieferte gesamte Wirkleistung, die auch „kollektive Wirkleistung“ genannt wird [Späth 2000].

Als Mittelwert des Imaginärteils von $\underline{s}_{\text{RZ}}$ erhält man die Summe der Blindleistungen der Einzelphasen. Die Summe wird Q benannt und als Blindleistung bezeichnet; richtiger wäre der Begriff „Summe der drei Einzelblindleistungen des dreiphasigen Systems“. Im Gegensatz zu der in [Späth 2000] definierten „kollektiven Blindleistung“ wird eine Strombelastung des N-Leiters nicht berücksichtigt, zum anderen können sich die Blindleistungen der Einzelphasen kompensieren.

Der beschriebene Weg zur Bestimmung der Wirk- und der Blindleistung ist in Bild 4.3 graphisch dargestellt. Diese Schaltung wird im Weiteren „dreiphasige Leistungsmessschaltung“ genannt.

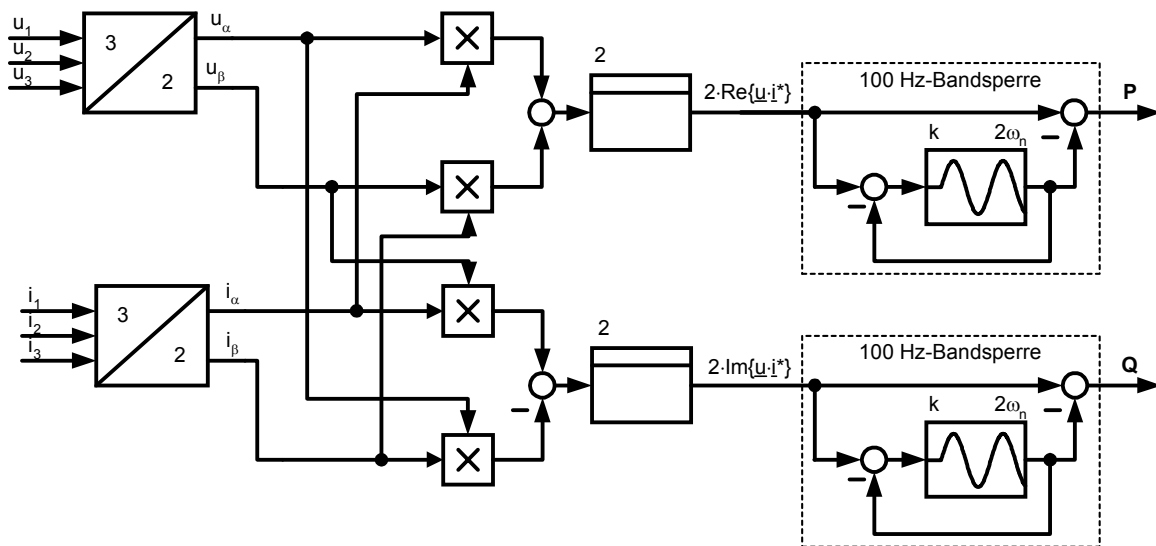


Bild 4.3: Dreiphasige Leistungsmessschaltung

Zuerst werden die α - β -Komponenten des Spannungs- und des Stromraumzeigers nach (3.1) bestimmt. Mit diesen Komponenten lässt sich der Real- und Imaginärteil von \underline{s}_{RZ} bestimmen.

$$\operatorname{Re}\{\underline{s}_{RZ}\} = 2 \cdot \operatorname{Re}\{\underline{u} \cdot \underline{i}^*\} = 2 \cdot (u_\alpha \cdot i_\alpha + u_\beta \cdot i_\beta) \quad (4.12)$$

$$\operatorname{Im}\{\underline{s}_{RZ}\} = 2 \cdot \operatorname{Im}\{\underline{u} \cdot \underline{i}^*\} = 2 \cdot (u_\beta \cdot i_\alpha - u_\alpha \cdot i_\beta) \quad (4.13)$$

Danach muss der Mittelwert bestimmt werden. Da eine einfache Tiefpassfilterung zur Bestimmung der Mittelwerte den Nachteil hat, dass diese Mittelwerte bei endlichem Filteraufwand noch durch einen Wechselanteil überlagert sind, wird ein VI als Bandpassfilter eingesetzt, um den 100 Hz-Anteil (doppelte Netzfrequenz) des Real- und Imaginärteils der komplexen Leistung zu identifizieren. Ist der 100 Hz-Anteil identifiziert, kann er von dem Real- und Imaginärteil subtrahiert werden und es ergeben sich Messsignale für die Wirk- und die Blindleistung, welche im stationären Zustand bei linearen Lasten konstant sind.

Die komplexe Leistung \underline{s}_{RZ} ist bei einem symmetrischen Spannungs- **und** Stromsystem konstant. Damit sind auch Real- und Imaginärteil konstant. Der Real- und Imaginärteil entsprechen auch ohne Mittelung der Wirk- und der Blindleistung. Auch bei einer sprunghaftigen Änderung einer Last ist so zu jedem Zeitpunkt genau die aktuelle Wirk- und Blindleistung bekannt, da sich auch diese Größen sprunghaft ändern.

Es werden zwei Verfahren in Betracht gezogen, um die Wirk- und die Blindleistung im dreiphasigen System zu bestimmen. Das eine Verfahren ist die dreiphasige Leistungsmessschaltung nach Bild 4.3. Das zweite Verfahren benutzt die einphasige Leistungsmessschaltung (vgl. Bild 4.1) für jede der drei Einzelphasen und ermittelt die Wirk- und Blindleistung für alle drei Phasen durch Summation. Anhand einer Simulation wird beurteilt, welches Leistungsmessverfahren für den Batteriewechselrichter besser geeignet ist.

In Bild 4.4 werden die Wirkleistungsmessungen und in Bild 4.5 die Blindleistungsmessungen verglichen. Das dreiphasige Leistungsmessverfahren wird mit dem Index „RZ“ gekennzeichnet. Das Leistungsmessverfahren, welches die drei Einzelleistungen summiert, erhält den Index „3VI“. Um beide Verfahren bewerten zu können,

wurde die Wurzel der quadratischen Fehlerfläche $f(t) = \sqrt{\int_0^t (X_{mess}(t) - X(t))^2 dt}$

berechnet und in das Diagramm eingezeichnet (Bezeichnung: Fehler_x). X(t) ist dabei der sich rechnerisch direkt ergebende Wert der zu messenden Größe.

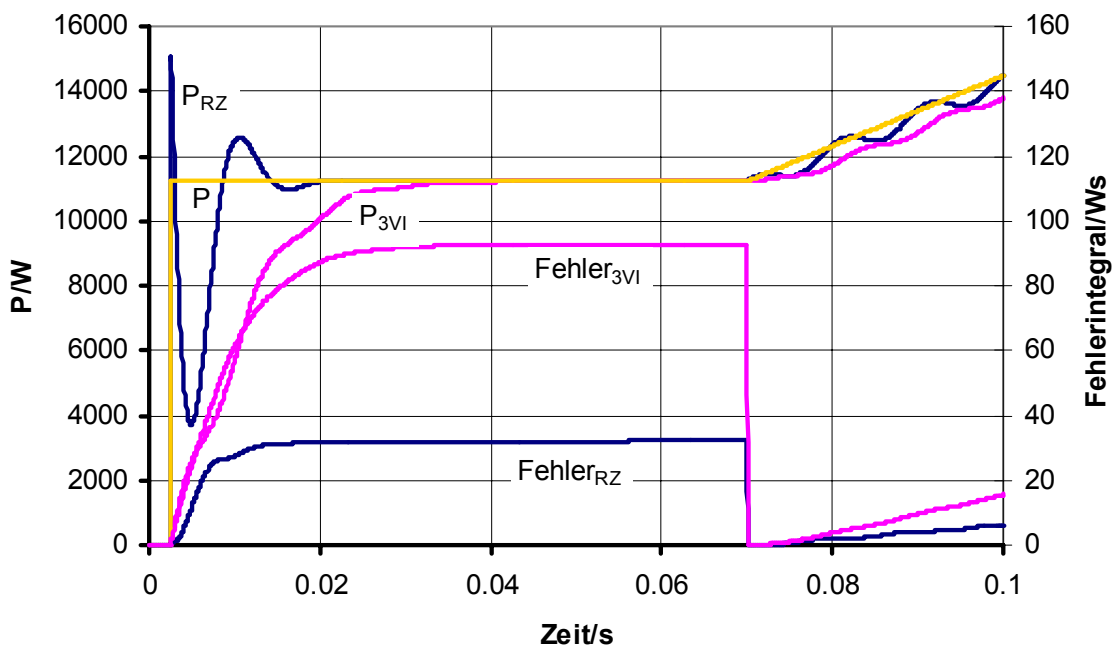


Bild 4.4: Vergleich von zwei dreiphasigen Wirkleistungsmessungen: mit Benutzung von Raumzeigern (RZ) und mit drei einphasigen Leistungsmessschaltungen (3VI)

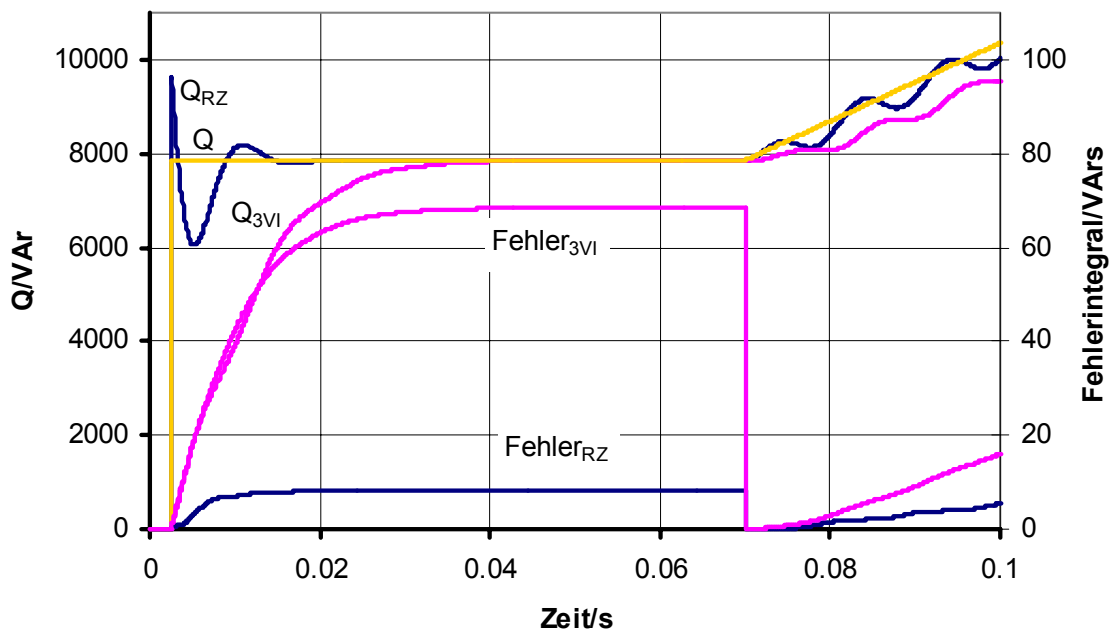


Bild 4.5: Vergleich von zwei dreiphasigen Blindleistungsmessungen: mit Benutzung von Raumzeigern (RZ) und mit drei einphasigen Leistungsmessschaltungen (3VI)

Zu dem Zeitpunkt 0,0025 s wurde in der Simulation eine unsymmetrische Last zugeschaltet, die an einem symmetrischen Spannungssystem

$$u_x(t) = \sqrt{2}U \cdot \sin(\omega t - \varphi_x) \quad x = 1, 2, 3$$

$$\text{mit } U = 230 \text{ V, } f = 50 \text{ Hz, und } \varphi_{1,2,3} = 0, \frac{2\pi}{3}, \frac{4\pi}{3}$$

das Stromsystem

$$i_1(t) = 30 \text{ A} \cdot \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right),$$

$$i_2(t) = 20 \text{ A} \cdot \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \frac{\pi}{6}\right),$$

$$i_3(t) = 10 \text{ A} \cdot \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right)$$

fordert.

Damit können die Leistungsmessungen bei einem Leistungssprung verglichen werden. Die rechnerisch resultierende Wirk- und Blindleistung (P und Q) ist in das

jeweilige Diagramm eingetragen. Die Blindleistung Q ist dabei der Wert, der sich bei der Summation der Blindleistungen der einzelnen Phasen ergibt.

Um das Folgeverhalten bei einer langsamen Leistungsänderung beurteilen zu können, wird ab dem Zeitpunkt $0,07\text{ s}$ die Amplitude der Ströme in der ersten und zweiten Phase kontinuierlich mit 300 A/s erhöht, die Last an der Phase drei bleibt unverändert.

$$\begin{aligned}\hat{i}_1 &= 30\text{ A} \cdot \left(300 \frac{\text{A}}{\text{s}} \cdot (t - 0,07\text{ s}) \right) \\ \hat{i}_2 &= 20\text{ A} \cdot \left(300 \frac{\text{A}}{\text{s}} \cdot (t - 0,07\text{ s}) \right) \quad \text{für } t \geq 0,07\text{ s} \\ \hat{i}_3 &= 10\text{ A}\end{aligned}$$

Die Fehlerfunktionen wurden zum Zeitpunkt $t = 0,07\text{ s}$ zurückgesetzt.

Aus den beiden Diagrammen ist ersichtlich, dass das dreiphasige Leistungsmessverfahren etwa doppelt so schnell ist wie das einphasige. Der Grund dafür ist, dass eine 100 Hz -Schwingung bei gleichem Einschwingverhalten des VI doppelt so schnell wie eine 50 Hz -Schwingung identifiziert werden kann. Die Verstärkung für den VI in der dreiphasigen Leistungsmessung wurde zu $k = 300\text{ s}^{-1}$ gewählt, während bei der einphasigen Leistungsmessung weiterhin $k = 150\text{ s}^{-1}$ war. Die quadratische Fehlerfläche ist bei der dreiphasigen Messung deutlich kleiner. Bei der Wirkleistungsmessung ist der Unterschied nicht so groß wie bei der Blindleistungsmessung. Wenn der Leistungssprung zu einem anderen Zeitpunkt erfolgt, haben die quadratischen Fehlerflächen andere Werte. In jedem Fall hat aber die dreiphasige Messung das kleinere Fehlerintegral.

Die α - β -Transformation ist weniger aufwendig zu berechnen als der VI. Die Leistungsbestimmung über die Raumzeigertransformation benötigt somit weniger Rechenzeit. Man spart mehr als die zweimalige Berechnung eines VIs. Ein Nachteil der dreiphasigen Leistungsmessung ist, dass nur eine Aussage über die Summenleistung möglich ist. Da die dreiphasige Messschaltung schneller ist, weniger Rechenzeit benötigt und für die Primärregelung nur die gesamte Wirk- und Blindleistung benötigt wird, wird sie in dem Wechselrichter implementiert.

Die Verzögerung der Leistungsmessung ist beim Reglerentwurf (Kapitel 5) nicht zu vernachlässigen. Damit ein lineares Übertragungsglied für die Modellierung zur Verfügung steht, wird die Verzögerung der Leistungsmessung beim Reglerentwurf

durch ein PT1-Glied angenähert. Die dreiphasige Leistungsmessung ist nach etwa 0,02 s eingeschwungen. Ein PT1-Glied hat nach der Zeit $4T$ nur noch eine Abweichung von 2 %. Es wird somit für die Modellierung ein PT1-Glied mit der Zeitkonstanten $T_{\text{mess,P}} = T_{\text{mess,Q}} = 0,02 \text{ s} / 4 = 0,005 \text{ s}$ gewählt.

4.2 Bestimmung des Effektivwerts

Um den Effektivwert einer sinusförmigen Größe zu bestimmen, kann man den Spitzenwert detektieren und diesen durch $\sqrt{2}$ teilen. In der Praxis muss die sinusförmige Größe gefiltert werden, um Störungen zu eliminieren. Wenn man ein kontinuierliches Signal haben möchte, welches dem Effektivwert einer Wechselgröße entspricht, so ist eine Quadrierung, Tiefpassfilterung und anschließendes Wurzelziehen die einfachste Methode. Dann ist allerdings der Effektivwert von einer Wechselgröße überlagert. Ein Messverfahren, welches im stationären Fall ein konstantes Signal für den Effektivwert liefert, lässt sich mit dem VI realisieren. Wie im Kapitel 4.1.1 ausgeführt wurde, lässt sich mit Hilfe des rückgekoppelten VIs ein Drehzeiger konstruieren. Der Betrag dieses Drehzeigers ist ein Maß für den Effektivwert der Grundschwingung des Eingangssignals.

$$|\underline{x}(t)| = \left| \frac{1}{\sqrt{2}} (x(t) + jx_{\perp}(t)) \right| = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{x(t)^2 + x_{\perp}(t)^2} = X \quad (4.14)$$

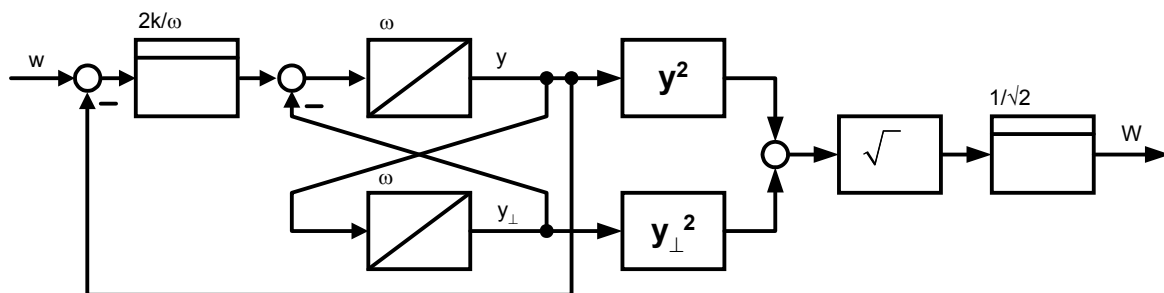


Bild 4.6: Bestimmung des Effektivwerts mit Hilfe des verallgemeinerten Integrators
Bei der Implementierung auf dem Steuerungsrechner des Wechselrichters wird der hier beschriebenen Effektivwertmessung ein gleitendes Mittelwertfilter (256 Werte bei einer Abtastzeit von $125 \mu\text{s}$) nachgeschaltet, um vorhandenes Messrauschen zu eliminieren. In Bild 4.7 wird anhand einer Simulation das Messverfahren nach Bild 4.6 (U_{mess}) mit dem noch zusätzlich tiefpassgefilterten Messverfahren ($U_{\text{mess_TP}}$) verglichen. Die Verstärkung des VI wurde zu $k = 150 \text{ s}^{-1}$ gewählt. In der Simulation

wird der Effektivwert einer sinusförmigen Spannung mit $U = 230 \text{ V}$ identifiziert. Beide Messverfahren werden zum Zeitpunkt $t = 0 \text{ s}$ aktiviert. Die Integratoren und das Mittelwertfilter waren auf Null gesetzt.

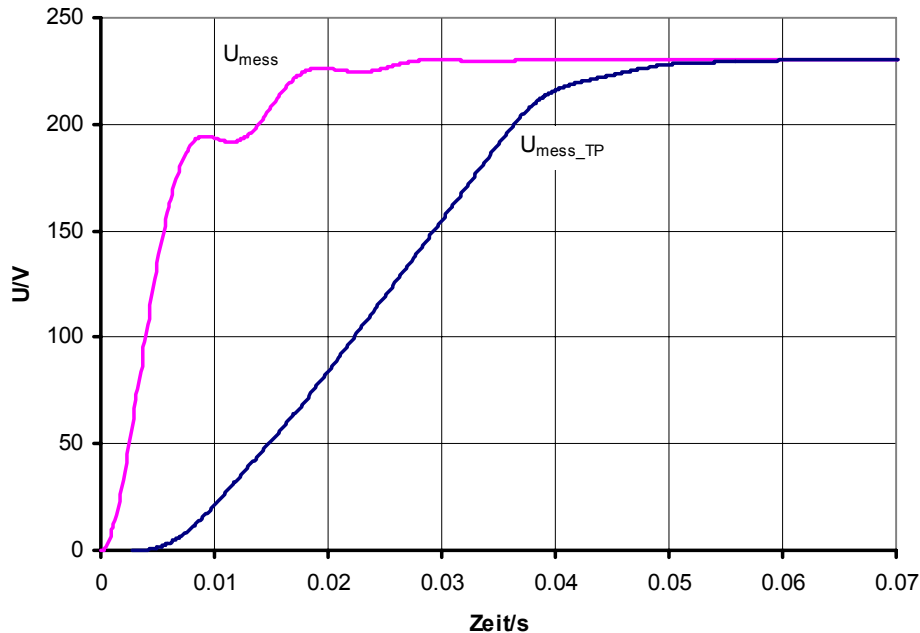


Bild 4.7: Bestimmung des Effektivwerts mit Hilfe des verallgemeinerten Integrators (U_{mess}) und anschließender Tiefpassfilterung ($U_{\text{mess_TP}}$)

Das Messsignal $U_{\text{mess_TP}}$ erreicht nach der Zeit $0,025 \text{ s}$ etwa 60% des Endwerts. Beim Entwurf der Leistungsregelung ist die Verzögerung der Effektivwertmessung nicht vernachlässigbar. Sie wird dort durch ein PT1-Glied angenähert, welches die Zeitkonstante $T_{\text{mess,U}} = 0,025 \text{ s}$ hat.

4.3 Bestimmung der Frequenz

Die einfachste Methode, um die Frequenz einer sinusförmigen Wechselgröße zu bestimmen, ist die Zeit zwischen den Nulldurchgängen und damit die Periodendauer zu messen. In der Praxis ist eine Filterung der Wechselgröße nötig, um die Nulldurchgänge sicher zu erkennen. Zudem wird der Messwert frühestens nach einer halben Periodendauer aktualisiert. Wünscht man ein kontinuierliches Signal, welches am besten auch zwischen den Nulldurchgängen schon reagiert, wenn sich die zu bestimmende Frequenz ändert, so kann auch zur Frequenzbestimmung der rückgekoppelte VI benutzt werden. Er generiert zu einem Eingangssignal y die Grundschiwingung und ein dazu um 90° verschobenes Signal y_{\perp} . Dividiert man y

durch $-y_{\perp}$ und berechnet den Arcustangens, kann damit ωt bestimmt werden. Ist dieses Verfahren auf einem Abtastsystem implementiert, so kann der berechnete Wert des letzten Abtastschritts vom aktuellen Wert subtrahiert werden. $\omega t_1 - \omega t_0 = \omega(t_1 - t_0) = \omega T_A$. Da die Abtastzeit bekannt ist, ist auch die Frequenz des Eingangssignals bekannt. Zweimal pro Periode ist der Arcustangens nicht definiert, nämlich wenn das orthogonale Signal, welches der VI bereitstellt, Null ist. Auf einem Rechner ist es kein Problem diese Werte auszulassen. Allerdings muss der VI auf die zu messende Eingangsfrequenz abgestimmt sein. Die Methode benötigt deshalb einen Startwert für die zu messende Frequenz. Anschließend kann die Frequenz des VI nachgeführt werden. Dieses Verfahren wird mit einem Prinzipbild (Bild 4.8) veranschaulicht.

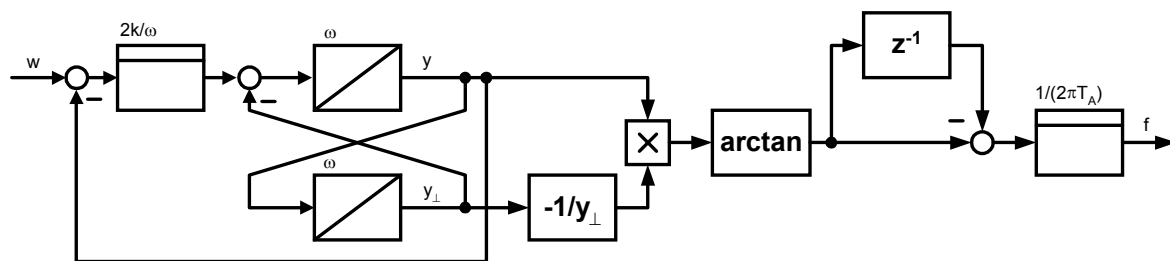


Bild 4.8: Bestimmung der Frequenz mit Hilfe des verallgemeinerten Integrators

Obwohl der VI eine Filterwirkung hat, wird bei der Implementierung im Laboraufbau ein PT1-Glied mit der Zeitkonstante $T_{\text{mess},f} = 0,06 \text{ s}$ der Frequenzbestimmung nachgeschaltet, um das Signal weiter zu glätten. Anhand einer Simulation wird die theoretische Leistungsfähigkeit des Verfahrens nach Bild 4.8 (f_{mess}) und die wirkliche Implementierung ($f_{\text{mess_TP}}$), die durch das PT1-Glied noch tiefpassgefiltert wird, verglichen (Bild 4.9). Zum Zeitpunkt $t = 0 \text{ s}$ werden beide Messverfahren aktiviert. Es wird die Frequenz eines sinusförmigen Eingangssignals mit 50 Hz identifiziert. Die Integratoren des VI sind vor der Aktivierung der Messverfahren gelöscht worden.

Die Frequenzmessung mit dem VI ist sehr schnell und liefert theoretisch sehr genaue Werte. In der Praxis ist aber das Signal deutlich verrauscht. Da bei der Messung größerer Wert auf Genauigkeit als auf Schnelligkeit gelegt wird, wird der Messwert wie beschrieben noch einmal gefiltert. Die Frequenzmessung ist damit nicht sehr schnell, aber bis auf ein Hundertstel Herz genau.

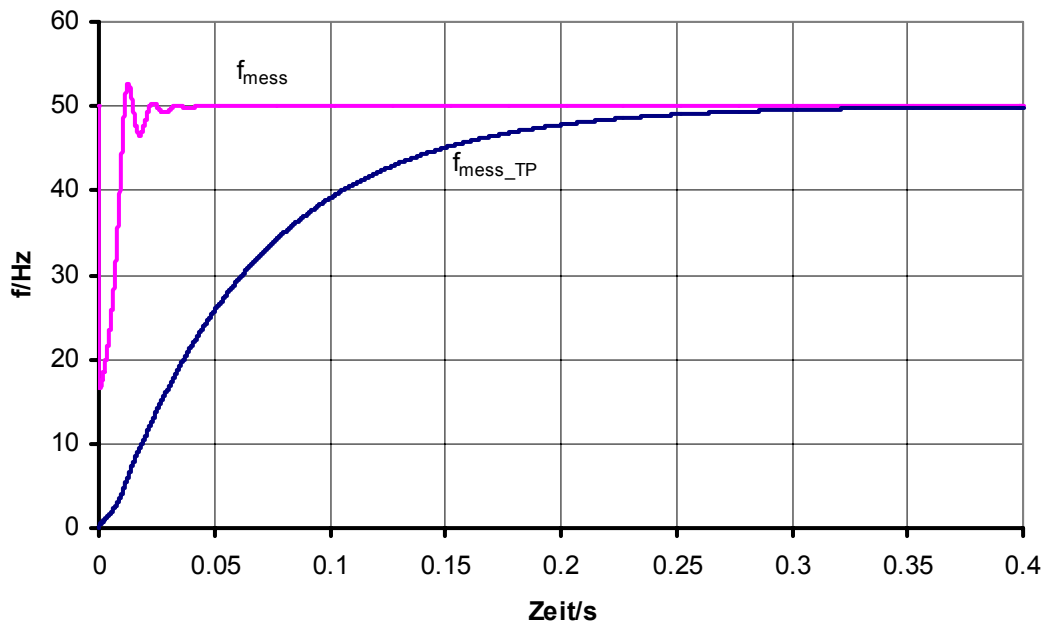


Bild 4.9: Messung der Frequenz mit Hilfe des verallgemeinerten Integrators (f_{mess}) und anschließender Tiefpassfilterung ($f_{\text{mess_TP}}$)

Alle beschriebenen Messverfahren, die den VI benutzen, liefern nur für den stationären Fall genau die Größen Wirk- und Blindleistung, Effektivwert und Frequenz. Zum einen sind bei Übergangsvorgängen diese Größen nicht definiert, zum anderen liefern die Messschaltungen nach einer sprungförmigen Änderung einer der Größen, erst nach endlicher Einschwingzeit den korrekten Wert. Trotzdem werden die Ausgangsgrößen der Messschaltungen im Folgenden so behandelt und bezeichnet, als ob sie der wirklichen Größe entsprechen. Ebenfalls liefern die Leistungsmessschaltungen nur die Wirkleistung und die Blindleistung, die von den Grundschwingungen übertragen werden. Da die Netzspannung sinusförmig ist, entspricht die von den Grundschwingungen übertragene Wirkleistung der gesamten Wirkleistung. Bei der Blindleistung wird der Verzerrungsanteil Q_D nicht erfasst. Darauf wurde kein Wert gelegt. Obwohl es nach der Definition nicht korrekt ist, wird im Weiteren aus Gründen der Einfachheit der Begriff Blindleistung benutzt, obwohl damit nur die Grundschwingungsblindleistung gemeint ist.

5 Primärregelung

5.1 Primärregelung von Synchrongeneratoren im Verbundnetz

Wie im Kapitel 3 gezeigt, besitzt der gewählte dreiphasige Wechselrichter mit Ausgangsspannungsregelung dasselbe vereinfachte Ersatzschaltbild wie eine Synchronmaschine (Bild 3.20). Mehrere Stromrichter sollen gleichberechtigt ein Versorgungsnetz bereitstellen. Seit einem Jahrhundert werden Synchrongeneratoren im Verbundnetz parallel betrieben. Es ist naheliegend, die Betriebsweise von Synchrongeneratoren im Verbundnetz näher zu betrachten [Bergen 1986], um eine geeignete Regelung für Wechselrichter zu finden. Im Folgenden wird der in thermischen Kraftwerken eingesetzte mechanische Verband aus Synchrongenerator und Dampf- bzw. Gasturbine als Turbosatz bezeichnet.

Bei einem unregelmäßigen Turbosatz geht die Drehzahl n stark zurück, wenn die Wirkleistungsabgabe P erhöht wird. Ebenso bricht die Klemmenspannung U_n bei zunehmender induktiver Belastung Q stark ein. Diese Abhängigkeiten $n(P)$ und $U_n(Q)$ werden als natürliche Kennlinien bezeichnet. Um n und U_n konstant zu halten, wird ein Turbosatz mit einem Drehzahl- und einem Spannungsregler betrieben (Bild 5.1). Diese beiden Regler werden als Primärregler bezeichnet [Schwab]. Der Drehzahlregler wirkt auf das Dampfventil der Dampfturbine bzw. auf das Ventil der Brennstoffzufuhr der Gasturbine und beeinflusst so das Drehmoment der Antriebsturbine. Damit wird die Wirkleistungsabgabe ins Netz verändert. Der Spannungsregler wirkt auf die Erregereinrichtung und beeinflusst somit die Polradspannung der Synchronmaschine (U_q in Bild 3.20). Mit der Änderung der Polradspannung wird hauptsächlich die Blindleistungsabgabe ins Netz verändert.

Diese beiden Regler werden als Proportionalregler (P-Regler) ausgeführt. Arbeitet ein Turbosatz alleine im Inselbetrieb, dann führt eine Änderung der Wirkleistungsabgabe nach der natürlichen Kennlinie zu einer Drehzahländerung. Der Drehzahlregler ändert daraufhin die Stellung des Eingangsventils der Turbine und demzufolge das Antriebsmoment. Damit wird die Drehzahl wiederhergestellt.

Eine Änderung der Blindleistungsabgabe führt nach der natürlichen Kennlinie zu einer Änderung der Klemmenspannung. Der Spannungsregler ändert daraufhin die Erregung und demzufolge die Polradspannung U_q . Damit wird die Klemmenspannung wiederhergestellt.

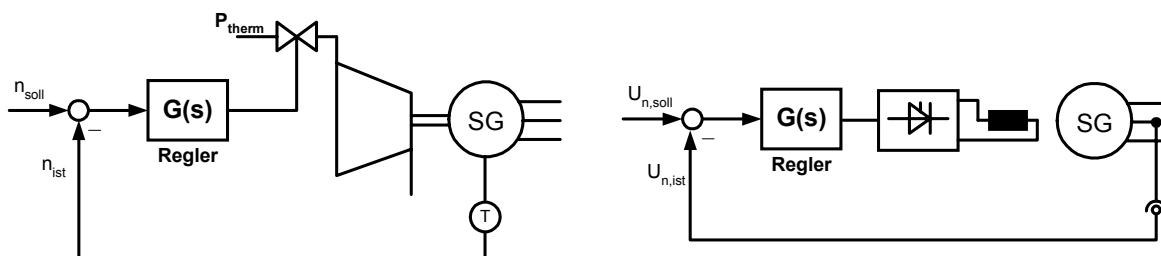


Bild 5.1 Wirkschema für die Drehzahl- und Spannungsregelung der Synchronmaschine

Durch den Einsatz von P-Reglern verbleiben kleine Regelabweichungen. Es ergibt sich ein linearer Zusammenhang zwischen n und P bzw. U_n und Q , der als Statik bezeichnet wird (siehe Bild 5.2 und Gleichungen (5.1), (5.2)).



Bild 5.2: Belastungskennlinien des geregelten und unregulierten Turbosatzes

$$n(P) = n_0 - \frac{\Delta n}{\Delta P} \cdot P \quad \text{mit } n_0 \text{ als Sollwert} \quad (5.1)$$

$$U_n(Q) = U_{n0} - \frac{\Delta U_n}{\Delta Q} \cdot Q \quad \text{mit } U_{n0} \text{ als Sollwert} \quad (5.2)$$

Wenn ein Turbosatz alleine arbeitet ist es besser, Primärregler mit einem Integralanteil einzusetzen, um die verbleibenden Regelabweichungen zu eliminieren. Der eindeutige Zusammenhang zwischen n und P bzw. U_n und Q ist aber wichtig für den Parallelbetrieb von mehreren Turbosätzen. So ist für jeden Turbosatz eindeutig bestimmt bei welchem n bzw. U_n welches P bzw. Q geliefert wird, und es ergibt sich

über die gemeinsame Netzfrequenz und die gemeinsame Netzspannung eine festgelegte Lastaufteilung zwischen den Turbosätzen. Bei mehreren parallelen Turbosätzen ergeben sich für das Netz zwei Gesamtstatiken $n(P)_{\text{ges}}$ $U_n(Q)_{\text{ges}}$, die weniger stark abfallen als die Einzelstatiken.

Arbeitet ein Turbosatz an einem starren Netz mit fester Frequenz und Spannungsamplitude, so kann die Primärregelung nicht mehr die Aufgabe der Drehzahlregelung und der Spannungsregelung erfüllen. Es stellt sich die Frage, ob dieser Betrieb ohne eine Veränderung der Regelung stabil und sinnvoll ist. Wenn der Drehzahlregler bei einer Erhöhung der Führungsgröße eine Erhöhung der Antriebsleistung bewirkt, so führt dieses erhöhte Moment bei der Synchronmaschine zu einer vorübergehenden Beschleunigung und einer Erhöhung des Polradwinkels ϑ . Damit wird nach Gleichung (3.16) mehr Wirkleistung ins Netz abgegeben, solange ϑ kleiner als 90° bleibt. Dies ist die Grenze des Stabilitätsbereichs. Die Drehzahl muss am starren Netz konstant bleiben. Wenn der Spannungsregler bei einer Erhöhung der Führungsgröße eine Erhöhung der Polradspannung bewirkt, so wird damit nach Gleichung (3.17) mehr Blindleistung ins Netz abgegeben. Die Netzspannung bleibt konstant. Der Betrieb am starren Netz ist offensichtlich stabil. Es dürfen aber ausschließlich P-Regler verwendet werden, wenn der Sollwert der Drehzahlregelung mit der von der Netzfrequenz vorgegebenen Drehzahl und der Sollwert der Spannungsregelung mit der festen Netzspannung nicht übereinstimmen, und durch die Regler auch nicht in Übereinstimmung gebracht werden können. Es verbleiben somit feste Regelabweichungen, unabhängig von der Arbeit der Regler. Ihr Regelergebnis ändert sich. Am starren Netz wirkt der Drehzahlregler als Wirkleistungsregler und der Spannungsregler als Blindleistungsregler.

Arbeitet ein Turbosatz in einem Verbundnetz, dann sind Frequenz und Amplitude der Netzspannung nicht völlig starr, sondern in kleinen Grenzen variabel. Die Primärregler haben dann einerseits die Aufgabe der Spannungs- und Frequenzhaltung und sind andererseits auch für die Wirk- und Blindleistungsbilanz verantwortlich. Man spricht deshalb treffender von einer Drehzahl-Wirkleistungsregelung und einer Spannungs-Blindleistungsregelung.

Der Betrieb der Turbosätze im Verbundnetz ist das Vorbild für den angestrebten Parallelbetrieb von Wechselrichtern. Allerdings muss man beim Übertragen dieses

Betriebs von einem Turbosatz auf einen Wechselrichter einige signifikante Unterschiede berücksichtigen.

- Die bezogene Ausgangsreaktanz $x_d = \frac{X_d \cdot I_N}{U_N}$ eines Stromrichters ($x_d < 0,1$) ist etwa um den Faktor 10 kleiner als die einer Synchronmaschine ($x_d > 1$). Prinzipiell ist die Ausgangsreaktanz des Wechselrichters eine frei wählbare Größe. Es ist aber wichtig bei Belastung die Spannung über der Ausgangsdrossel L_n klein zu halten. Ein zu großer Spannungsabfall erfordert eine größere Kondensatorspannung u_c und diese eine höhere Eingangsgleichspannung des Wechselrichters. Die Eingangsgleichspannung ist aufgrund der benötigten Spannungsfestigkeit der verwendeten Bauelemente eine kritische Größe. Eine relativ kleine Ausgangsreaktanz des Wechselrichters führt dazu, dass geringe Unterschiede zwischen den Spannungen u_q und u_n sehr schnell zu großen Stromänderungen führen ((3.16), (3.17)). Dies bedeutet eine hohe Dynamik des Wechselrichters und erfordert eine ausreichend schnelle Messwerterfassung (Kapitel 4) und Regelung.
- Bei der Synchronmaschine kann sich der Polradwinkel und somit auch die Frequenz der Ausgangsspannung nicht sprunghaft ändern, da die Synchronmaschine zusammen mit der Turbine eine große Massenträgheit und damit Zeitkonstante besitzt. Bei einem Stromrichter ist die Zeitkonstante einzig und allein durch elektrische Größen bestimmt und damit deutlich kleiner.
- Die Synchronmaschine ist kurzzeitig mit einem Strom belastbar, der deutlich über dem Nennwert liegt. Eine zerstörende Erwärmung wird nur relativ langsam erreicht, da diese von der großen thermischen Zeitkonstanten des Stators bestimmt ist. Diese große Überlastfähigkeit ist bei einem richtig dimensionierten Stromrichter nicht gegeben. Überströme führen unmittelbar zu einer Zerstörung der Schaltelemente, weil die Halbleiterchips in den verwendeten Schaltelementen eine äußerst kleine thermische Zeitkonstante haben.
- Ein sehr wichtiger Unterschied ist, dass die Synchronmaschine im Alleinbetrieb einen Drehzahlregler benötigt, während für einen Stromrichter im Alleinbetrieb die Frequenz gesteuert vorgegeben wird. Die Frequenz der Stromrichterspannung hängt nicht vom Belastungszustand ab, sondern wird als Teil des Spannungswerts beliebig vorgegeben.

- Ein zweiter sehr wichtiger Unterschied ist, dass es bei einem Stromrichter nicht die Möglichkeit eines einfachen Stelleingriffs gibt, um die Wirkleistung zu regeln. Bei einem Turbosatz kann in sehr einfacher Weise die Stellung des Eingangsventils der Turbine geändert und damit die Wirkleistung der Synchronmaschine eingestellt werden. Die Wirkleistungszufuhr eines Stromrichters, der direkt mit einem Batteriespeicher verbunden ist, lässt sich nicht regulieren und wird lediglich begrenzt durch die Leistungsfähigkeit der Batterie.

Die beiden letztgenannten Punkte begründen, warum für den Wechselrichter eine andere Reglerstruktur benutzt werden muss. Um die Wirkleistung einstellen zu können, muss diese als Führungsgröße vorgegeben und durch einen Wirkleistungsregler geregelt werden. Eine Einstellung der Ausgangsspannung ist analog zur Synchronmaschine möglich, weil die Polradspannung der Synchronmaschine in der Kondensatorspannung des Wechselrichterausgangsfilters ihre Entsprechung hat. Damit das geregelte Wechselrichtersystem eine konsistente Beschreibung und Implementierung besitzt, wird jedoch nicht einfach die Kondensatorspannung eingestellt, sondern die Blindleistung als zusätzliche unterlagerte Regelgröße gewählt.

Im Abschnitt 5.2 wird ausgeführt, wie die beiden Leistungsregler realisiert werden. Dort wird erklärt, dass ähnlich wie bei der Regelung eines Turbosatzes, in den meisten Fällen die Wirkleistungsregelung nicht von einer Frequenzregelung und die Blindleistungsregelung nicht von der Spannungsregelung zu trennen ist.

Wenn angenommen wird, dass das Problem der Wirk- und der Blindleistungsregelung gelöst ist, können die Sollwerte (P^* , Q^*) für die beiden Leistungsregler beispielsweise entsprechend den Funktionen in (5.3), (5.4) und Bild 5.3 vorgegeben werden. Analog zum Turbosatz werden im Weiteren diese Funktionen als Statiken bezeichnet.

Anstelle der Drehzahl n des Turbosatzes tritt nun die Frequenz f , die beim Turbosatz proportional zu n ist. U_n ist der Effektivwert der Netzspannung. Da auch andere Statiken denkbar sind, werden zur Unterscheidung die Statiken nach Bild 5.3 mit Typ 1 bezeichnet.

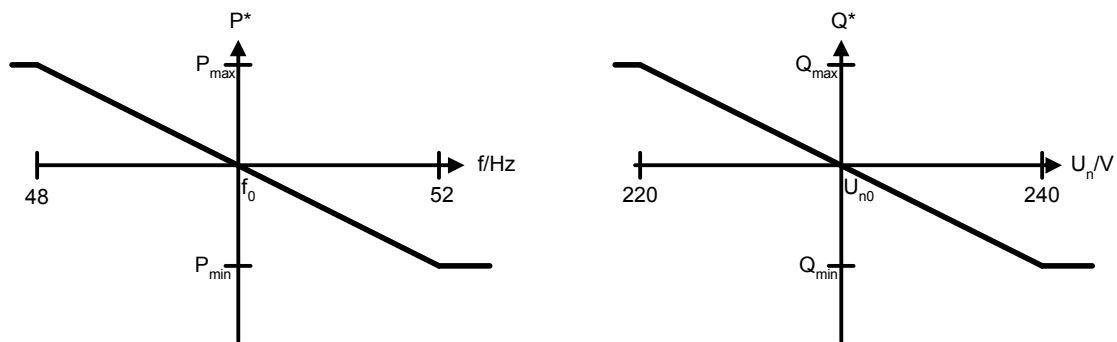


Bild 5.3: Beispielhafte Statiken (Typ 1) zur Ableitung von Sollwerten für die Leistungsregler

$$P^*(f) = -\frac{\Delta P}{\Delta f} \cdot (f - f_0) \quad \text{mit } f_0 \text{ als Basisfrequenz} \quad (5.3)$$

$$Q^*(U_n) = -\frac{\Delta Q}{\Delta U_n} \cdot (U_n - U_{n0}) \quad \text{mit } U_{n0} \text{ als Basisspannung} \quad (5.4)$$

Diese Statiken entsprechen den Umkehrfunktionen von (5.1) bzw. (5.2) und sind nicht zwingend linear. Sie können prinzipiell von beliebiger Form sein. Für einen sinnvollen Parallelbetrieb ist zu fordern, dass die Funktionen $P^*(f)$ und $Q^*(U_n)$ eindeutig sind. Eineindeutigkeit ist keine Voraussetzung.

Bei Benutzung der beschriebenen linearen Statiken wird dem Stromrichter ein Verhalten aufgezwungen, welches dem Verhalten der geregelten Synchronmaschine im Verbundnetz entspricht. Es ist deshalb zu erwarten, dass eine Parallelschaltung von Stromrichtern bei gleichzeitiger Lastaufteilung möglich ist. Weiter ist auch eine Parallelschaltung mit einer oder mehreren Synchronmaschinen, die entsprechend geregelt werden, denkbar.

Schaltet man mehrere Quellen parallel, so liegen für jede Quelle im stationären Fall die Sollwerte $P^*(f)$ und $Q^*(U_n)$ aufgrund der Statiken fest. Wenn die Leistungsregler stationär genau sind, sind deshalb auch die Wirk- und die Blindleistung Funktionen von f und U ($P(f)$ und $Q(U_n)$). Für das Netz können zwei Gesamtstatiken $P_{\text{ges}}(f)$ und $Q_{\text{ges}}(U_n)$ aus der Summe der Statiken der einzelnen Einspeisungen (Index i) berechnet werden.

$$P_{\text{ges}}(f) = \sum_i P_i(f) \quad (5.5)$$

$$Q_{ges}(U_n) = \sum_i Q_i(U_n) \quad (5.6)$$

Bei einer Anzahl m von Einspeisungen mit Statiken nach (5.3), (5.4) ergeben sich für das Netz zwei Gesamtstatiken

$$P_{ges}(f) = -\frac{\Delta P_{ges}}{\Delta f_{ges}} \cdot (f - f_{0,ges}) \quad (5.7)$$

$$\text{mit } \frac{\Delta P_{ges}}{\Delta f_{ges}} = \sum_{i=1}^m \frac{\Delta P_i}{\Delta f_i} \text{ und } f_{0,ges} = \frac{1}{\frac{\Delta P_{ges}}{\Delta f_{ges}}} \cdot \sum_{i=1}^m \left(\frac{\Delta P_i}{\Delta f_i} \cdot f_{0,i} \right) \text{ und}$$

$$Q_{ges}(U_n) = -\frac{\Delta Q_{ges}}{\Delta U_{n,ges}} \cdot (U_n - U_{n0,ges}) \quad (5.8)$$

$$\text{mit } \frac{\Delta Q_{ges}}{\Delta U_{n,ges}} = \sum_{i=1}^m \frac{\Delta Q_i}{\Delta U_{n,i}} \text{ und } U_{n0,ges} = \frac{1}{\frac{\Delta Q_{ges}}{\Delta U_{n,ges}}} \cdot \sum_{i=1}^m \left(\frac{\Delta Q_i}{\Delta U_{n,i}} \cdot U_{n0,i} \right).$$

5.2 Primärregelung für Wechselrichter

Im vorhergehenden Abschnitt 5.1 wird für den Parallelbetrieb von Wechselrichtern ein Wirk- und ein Blindleistungsregler gefordert. Es wird nun zuerst eine Struktur vorgeschlagen, und dann die Wirkungsweise bei verschiedenen Netztopologien erklärt, ehe die Reglerparameter im Kapitel 5.3 bestimmt werden.

Aus den Gleichungen (3.16) und (3.17) folgt für kleine Winkel ϑ

$$P_n \approx \frac{U_n U_q}{\omega L_d} \cdot \vartheta \quad \text{und} \quad (5.9)$$

$$Q_n \approx \frac{U_n U_q}{\omega L_d} - \frac{U_n^2}{\omega L_d}. \quad (5.10)$$

Auf die Netzspannung U_n gibt es keinen direkten Zugriff. Die Blindleistung lässt sich somit nur über die Größe U_q beeinflussen, weshalb diese als Stellgröße für den Blindleistungsregler gewählt wird. Der Winkel ϑ ist die zweite veränderbare Größe. Er dient als Stellgröße für den Wirkleistungsregler.

Dies entspricht dem Synchrongenerator, bei dem die Polradspannung zur Einstellung der Blindleistung benutzt wird und sich der Polradwinkel in Abhängigkeit von der Wirkleistung einstellt.

Störend ist, dass auch die Wirkleistung von U_q beeinflusst wird. Die Wirkleistungsregelung ist also mit der Blindleistungsregelung verkoppelt. Die Blindleistungsregelung ist hingegen für kleine Winkel ϑ von der Wirkleistungsregelung unabhängig.

Der konzipierte Stromrichter hat eine Bemessungsleistung von 10 kVA, also 3333 VA pro Phase. Die Ausgangsdrossel wurde zu 1,65 mH gewählt. Unter der Annahme, dass $U_q \approx U_n = 230$ V ist, ergibt sich bei der maximal möglichen Wirkleistung:

$$\vartheta = \arcsin\left(\frac{P_n \cdot \omega L_d}{U_n \cdot U_q}\right) = \arcsin\left(\frac{3333 \text{ W} \cdot 2\pi \cdot 50 \frac{1}{\text{s}} \cdot 1,65 \text{ mH}}{(230 \text{ V})^2}\right) = 1,87^\circ .$$

Die Annahme eines kleinen Winkels ϑ ist also zulässig. Deshalb gilt, dass $\sin \vartheta \approx \vartheta$ und $\cos \vartheta \approx 1$ ist.

Die Wirk- und Blindleistungsregelung hat das Wirkschema in Bild 5.4.

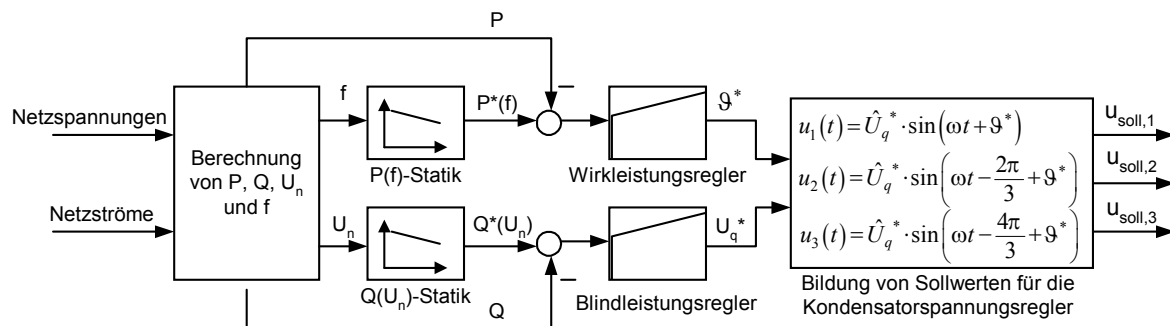


Bild 5.4: Wirkschema der Wirk- und Blindleistungsregelung

Die drei Netzspannungen und die drei Netzströme werden gemessen und aus ihnen nach den in Kapitel 4.1, 4.2, 4.3 beschriebenen Methoden Wirk- und Blindleistung, Effektivwert der Netzspannung und Netzfrequenz online berechnet.

Mit der berechneten Netzfrequenz wird aus der P(f)-Statik der Sollwert $P^*(f)$ für den Wirkleistungsregler bestimmt. Die Regeldifferenz zwischen dem Sollwert $P^*(f)$ und dem berechneten Wert P der Wirkleistung wird dem Wirkleistungsregler zugeführt, der als Proportionalregler mit Integralanteil (PI-Regler) ausgeführt ist. Der Wirkleistungsregler gibt einen Sollwinkel ϑ^* vor.

Aus dem berechneten Effektivwert der Netzspannung wird mit der $Q(U_n)$ -Statik der

Sollwert für die Blindleistung bestimmt. Die Regeldifferenz zwischen dem Sollwert $Q^*(U_n)$ und dem berechneten aktuellen Wert Q der Blindleistung wird dem Blindleistungsregler zugeführt, der ebenfalls als PI-Regler ausgeführt ist. Als Stellgröße gibt der Blindleistungsregler den Solleffektivwert U_q^* vor.

Mit diesen beiden Sollwerten ϑ^* und U_q^* werden die drei Sollwertverläufe für die unterlagerten einphasigen Kondensatorspannungsregler vom DSP nach (5.11) berechnet.

$$\begin{aligned} u_1(t) &= \sqrt{2}U_q^* \cdot \sin(\omega t + \vartheta^*) = \sqrt{2}U_q^* \cdot \sin(2\pi \cdot f_{\text{mess}} \cdot t + \vartheta^*) \\ u_2(t) &= \sqrt{2}U_q^* \cdot \sin\left(\omega t + \vartheta^* - \frac{2\pi}{3}\right) = \sqrt{2}U_q^* \cdot \sin\left(2\pi \cdot f_{\text{mess}} \cdot t + \vartheta^* - \frac{2\pi}{3}\right) \\ u_3(t) &= \sqrt{2}U_q^* \cdot \sin\left(\omega t + \vartheta^* - \frac{4\pi}{3}\right) = \sqrt{2}U_q^* \cdot \sin\left(2\pi \cdot f_{\text{mess}} \cdot t + \vartheta^* - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (5.11)$$

U_q entspricht der Kondensatorspannung U_C des Wechselrichters. f_{mess} ist der gemessene Wert der aktuellen Netzfrequenz. Er wird von Zeit zu Zeit aktualisiert und ist als konstant anzusehen. Die Kondensatorspannungsregler regeln diesen Sollwertverlauf schnell und mit stationärer Genauigkeit ein, wie in Kapitel 3.2 gezeigt wurde.

Durch die Bestimmung der Leistungssollwerte $P^*(f)$ und $Q^*(U_n)$ aus Statiken wird der Aufbau eines stabilen Netzes durch beliebig viele gleichartige Quellen ermöglicht. Die Führungsgrößen P^* und Q^* sind mit den entsprechenden Stellgrößen (ϑ (bzw. f) und U_q) der zugehörigen Regler verknüpft. Führt ein Stelleingriff zu einer Veränderung einer der beiden Netzgrößen (f und U_n), wird durch die Rückkopplung über die Statiken die Führungsgröße, welche zu einer Veränderung der Netzgrößen geführt hat, korrigiert. Diese Struktur entspricht im Grunde einer überlagerten Frequenz- bzw. Spannungsregelung durch einen Proportional-Regler (die Statik) mit unterlagerter Wirk- bzw. Blindleistungsregelung.

Man kann die Sollwerte Q^* und P^* für die Leistungsregler auch anders bestimmen. Zum Beispiel kann man bei einer Windkraft- oder einer Photovoltaikanlage den Sollwert der Wirkleistung aus dem aktuellen Energieangebot ableiten. Dies ist aber nur zulässig, wenn das Netz diese Wirkleistung aufnehmen kann. Ist dies nicht der Fall, wird das Netz instabil.

Wie beim Turbosatz soll auch die Wirkungsweise der Primärregelung für den Wechselrichter anschaulich erklärt werden.

Arbeitet der Wechselrichter an einem starren Netz, ist die Wirkungsweise der beiden Regler sehr einfach. Aus der gemessenen Netzfrequenz wird über die $P(f)$ -Statik der Sollwert $P^*(f)$ bestimmt. Eine Abweichung zwischen Soll- und Istwert der Wirkleistung wird vom Wirkleistungsregler in einen veränderten Winkel ϑ^* umgesetzt. Dieser wird von den unterlagerten Spannungsreglern eingeregelt, weshalb nach (3.16) der Istwert der Wirkleistung verändert wird. Wenn die Regelabweichung zu Null geworden ist, wird der Winkel ϑ^* nicht mehr geändert.

Aus dem gemessenen Effektivwert der Netzspannung wird ein Sollwert $Q^*(U_n)$ aus der $Q(U_n)$ -Statik abgeleitet. Eine Abweichung zwischen Soll- und Istwert der Blindleistung führt zu einer veränderten Vorgabe von U_q^* . Mit einem veränderten U_q wird auch der Blindleistungsaustausch mit dem Netz verändert (3.17).

Am starren Netz stellt sich somit eine bestimmte Wirk- und eine bestimmte Blindleistung ein, die mit der festen Netzfrequenz und Netzspannung korrespondieren und durch die Statiken festgelegt sind.

Ist der Wechselrichter die einzige Einspeisung für ein Netz (Alleinbetrieb), so wird die Wirk- und Blindleistung des Wechselrichters durch die Last bestimmt. Wenn der aus der $P(f)$ -Statik abgeleitete Sollwert nicht der benötigten Wirkleistung entspricht, arbeitet der Wirkleistungsregler. Eine positive Regelabweichung des Wirkleistungsreglers (also ein zu hoher Sollwert) führt dazu, dass der Wirkleistungsregler den Winkel ϑ^* vergrößert. Die Wirkleistungsaufnahme der Last wird dadurch nicht beeinflusst, weshalb ϑ^* weiter erhöht wird. Dies entspricht einer Frequenzerhöhung und führt zu einem reduzierten Sollwert $P^*(f)$. Das System kommt zur Ruhe, wenn die Frequenzerhöhung dazu geführt hat, dass der Sollwert der Wirkleistung soweit reduziert wurde, dass er der benötigten Wirkleistung entspricht. Es wird allerdings keine genaue Übereinstimmung von Soll- und Istwert der Wirkleistung erreicht, da die Frequenzerhöhung durch ein kontinuierliches Anwachsen von ϑ^* erreicht wird und ϑ^* nur anwächst, wenn eine Regelabweichung verbleibt. Da dies nicht gewünscht ist, muss die Frequenz (f_{mess} siehe (5.11)) des Sollwerts für die unterlagerten Spannungsregler entsprechend der aktuellen Netzfrequenz nachgeführt werden. Dies ist keine Schwierigkeit, da die Frequenz gemessen wird. Eine negative Regelabweichung des Wirkleistungsreglers führt entsprechend zu einer geringeren Netzfrequenz.

Abweichungen des Sollwerts der Blindleistung $Q^*(U_n)$ von der benötigten Blindleistung führen ebenso zu einer Veränderung des Sollwerts U_q^* und damit zu einer

Veränderung der Netzspannung U_n . Die veränderte Netzspannung führt zu einem modifizierten Sollwert. Für die Blindleistung wird im Gegensatz zur Wirkleistung stationäre Genauigkeit ohne weiteren Aufwand erreicht, weil die Stellgröße U_q direkt U_n beeinflusst, und nicht wie ϑ die Frequenz f durch eine Differentiation.

Im Alleinbetrieb stellen sich somit die Netzfrequenz und der Effektivwert der Netzspannung entsprechend der zu versorgenden Last ein. Der Zusammenhang ist durch die Statiken gegeben. Der Wirkleistungs- und der Blindleistungsregler arbeiten nun zusammen mit den überlagerten Statiken wie ein Frequenz- und Spannungsregler.

Werden mehrere Quellen (Index i) parallel betrieben, so lassen sich für das Netz (bzw. die Summe aller Einspeisungen) nach (5.5) und (5.6) Gesamtstatiken $P_{ges}(f)$ und $Q_{ges}(U_n)$ ausrechnen. Bei einer bestimmten Last liegen deshalb für den stationären Fall die Kennwerte U_n und f der Netzspannung fest. Jeder Wechselrichter hat dann bestimmte Sollwerte $P_i^*(f)$ und $Q_i^*(U_n)$ für die beiden Leistungsregler. Es kommt im stationären Fall zu einer durch die Statiken festgelegten Lastaufteilung. Bei einem Übergangsvorgang (z. B. einem Lastwechsel) arbeiten die Leistungsregler. Bei einer Änderung der Wirklast ändert sich die Netzfrequenz zunächst nicht. Das bedeutet, dass die Wirkleistungsregler aller Einspeisungen einen alten Sollwert haben, der nicht der aktuellen abgegebenen Leistung entspricht. Deshalb arbeiten die Wirkleistungsregler aller Einspeisungen und verändern ihren Winkel ϑ_i^* . Zum einen führt dies dazu, dass die Leistungsaufteilung zwischen den Wechselrichtern verändert wird, wenn ϑ_i^* von den einzelnen Wechselrichtern unterschiedlich stark verändert wird. Zum anderen kommt es zu einer Frequenzänderung im Netz, weil alle Wechselrichter ihren Winkel ϑ_i^* ändern. Mit der Änderung der Netzfrequenz werden alle Sollwerte $P_i^*(f)$ geändert. Ein neuer stationärer Zustand ist erreicht, wenn die Netzfrequenz den Wert erreicht hat, bei dem $P_{ges}(f)$ gerade der geforderten Last entspricht. Jeder Wechselrichter gibt dann die Leistung ab, die durch seine Statik $P_i(f)$ vorgegeben wird. Bei einer Änderung der Blindlast arbeiten die Blindleistungsregler auf die gleiche Weise.

Bei einem Parallelbetrieb von mehreren Wechselrichtern werden somit von den beiden Wirk- und Blindleistungsreglern nicht nur Wirk- und Blindleistung geregelt, sondern auch die Netzfrequenz und der Effektivwert der Netzspannung eingestellt. Wie beim Turbosatz sollte man in diesem Fall treffender von einer Frequenz-Wirkleistungsregelung und einer Spannungs-Blindleistungsregelung sprechen.

5.2.1 Wahl der Statiken für den Parallelbetrieb

Beim Parallelbetrieb werden die Leistungen zwischen den einzelnen Quellen entsprechend der benutzten Statiken aufgeteilt. Für Quellen, die Wirkleistung sowohl aufnehmen als auch abgeben können, wie der in dieser Arbeit hauptsächlich betrachtete Batteriewechselrichter, sind Statiken des Typ 1 ((5.3) und (5.4) (bzw. Bild 5.3)) sinnvoll. Die Steilheit der Statik $\Delta P/\Delta f$ bzw. $\Delta Q/\Delta U_n$ sollte in Abhängigkeit der maximal möglichen Leistung P_{\max} bzw. Q_{\max} gewählt werden, damit der Bereich Δf_{\max} bzw. $\Delta U_{n,\max}$ der Statiken gleich ist. In Bild 5.3 ist $\Delta f_{\max} = 2 \text{ Hz}$ bzw. $\Delta U_{n,\max} = 10 \text{ V}$ gewählt worden (etwa 4 % der Nennwerte). Diese Wahl ist prinzipiell willkürlich und bestimmt wie viel die Kennwerte der Netzspannung im Betrieb von den Nennwerten differieren können. Bei Wechselrichtern mit unterschiedlicher maximal möglicher Leistung teilen sich die Leistungen im Betrieb entsprechend dem Verhältnis der Maximalwerte auf. Das bedeutet, dass ein Wechselrichter mit einer größeren Bemessungsleistung auch mehr Leistung übernimmt.

Für Quellen, die nur eine Wirkleistungsabgabe erlauben (z. B. Wechselrichter mit Brennstoffzelle), muss die Statik für den Wirkleistungsregler anders gewählt werden, da keine Symmetrie zur Nennfrequenz möglich ist.

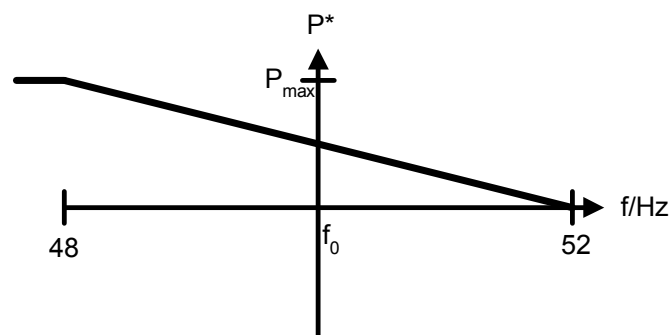


Bild 5.5: Beispielhafte Statik (Typ 2) für eine Quelle, die nur Wirkleistung abgeben kann

Die Statik in Bild 5.5 wird als Typ 2 klassifiziert. Sie nutzt ebenfalls ein Frequenzband um die Nennfrequenz. Dies ist im Zusammenspiel mit Einspeisungen, die eine Statik vom Typ 1 haben, sinnvoll. Bei Netzfrequenzen, die höher sind als die Nennfrequenz, wird ein Wechselrichter mit dem Statiktyp 1 seinen Speicher laden. Die Einspeisungen mit dem Statiktyp 2 liefern die dafür nötige Wirkleistung.

Die Lastaufteilung zwischen Quellen mit Statiken nach Typ 1 und 2 erfolgt nicht mehr im Verhältnis ihrer Bemessungsleistung. Beide Quellentypen geben aber bei der maximalen Frequenz (z. B. 52 Hz) ihre minimale und bei der minimalen Frequenz (z. B. 48 Hz) ihre maximale Leistung ab.

Die an dieser Stelle diskutierten Statiken sind absichtlich einfach gewählt. Sie lassen sich durch ein Proportional-Glied und Begrenzungen generieren. Sie sind deshalb problemlos auch als Drehzahlregler bzw. Spannungsregler für eine Synchronmaschine benutzbar. Aus diesem Grund wird erwartet, dass auch ein Parallelbetrieb zwischen Wechselrichtern und Synchronmaschinen möglich ist.

Für die Wechselrichter ist es kein Problem auch Statiken, die nicht linear sind zu benutzen, da der Sollwert auf einem Rechner generiert wird. Die Statik ist in diesem Fall eine Rechenvorschrift oder eine Tabelle. Die Drehzahl- und Spannungsregler für eine Synchronmaschine kleiner Leistung (Dieselgenerator) sind im einfachsten Fall mechanisch realisiert, in aufwändigeren Fällen in analoger, elektrischer Technik. In diesen Fällen ist es sehr schwierig Statiken zu implementieren, die nichtlinear sind.

In [Tuladhar 2000] wird ein kommunikationsloser Parallelbetrieb von einphasigen Wechselrichtern beschrieben. Der Parallelbetrieb benutzt für die Blindleistungsaufteilung nicht den Effektivwert der Spannung, sondern ein zusätzliches Signal kleiner Amplitude und hoher Frequenz, welches auf die Netzspannung moduliert wird. Damit kann die Blindleistung anhand einer $Q(f)$ -Statik aufgeteilt werden. Diese Möglichkeit wird in der vorliegenden Arbeit nicht genutzt, da dies schon eine gewisse Kommunikation darstellt und auch nicht das natürliche Verhalten des Wechselrichters und vor allem der Synchronmaschine nutzt, nämlich dass bei Abgabe von induktiver Blindleistung die Netzspannung wegen der Ausgangsreaktanz automatisch zurückgeht. Nur durch eine Blindlastaufteilung anhand einer $Q(U_n)$ -Statik wird ein Parallelbetrieb mit einer Synchronmaschine möglich.

5.3 Entwurf der Leistungsregler

Um die Leistungsregler zu entwerfen, muss ein einfaches Modell für die Regelstrecke gefunden werden. Der Leistungsfluss stellt sich in einem beliebig komplizierten System mit zahlreichen unterschiedlichen Lasten und vielen weiteren geregelten Einspeisungen ein. Um das System zu vereinfachen, werden zwei grundsätzliche Betriebsfälle für den Wechselrichter unterschieden: Betrieb an einem

starrten Netz und Alleinbetrieb. Die Regelstrecke der beiden Betriebsarten ist unterschiedlich. Dies wurde schon im vorherigen Kapitel veranschaulicht, als festgestellt wurde, dass in dem einen Fall die Leistung veränderbar ist und in dem anderen Fall die Netzspannung. Der Fall, dass mehrere Quellen ein Netz speisen, wird beim Reglerentwurf nicht betrachtet. Die beiden untersuchten Betriebszustände sind die zwei Grenzfälle aller möglichen Betriebszustände. Außerdem erscheint die Überlegung plausibel, dass sich mehrere Einspeisungen mit der gleichen Regelung wie eine einzige Einspeisung größerer Leistung verhalten, so dass dieser Betrieb auf den Alleinbetrieb zurückgeführt werden kann. Die letztgenannte Annahme ist allerdings nur berechtigt, wenn die Regler hinreichend gedämpft sind, so dass keine Oszillationen des Leistungsflusses zwischen einzelnen Einspeisungen auftreten können. Bei den durchgeführten Laborexperimenten wurden keine Oszillationen oder gar Instabilitäten beim Parallelbetrieb von mehreren Wechselrichtern beobachtet.

5.3.1 Modellierung für den Betrieb am starren Netz

Zuerst wird der Betrieb an einem starren Netz betrachtet. Die beiden Leistungsregler geben ϑ^* und U_q^* vor. ϑ^* wird im Weiteren als ϑ_{soll} und U_q^* als $U_{q,\text{soll}}$ bezeichnet. Die aus diesen Sollwerten abgeleiteten drei Führungsgrößen werden von den drei unterlagerten Kondensatorspannungsreglern eingeregelt. Das Übertragungsverhalten des geschlossenen Kondensatorspannungsregelkreises kann als PT2-Glied mit Totzeitglied angenähert werden (siehe (3.13)). Er wird in den folgenden Diagrammen kurz als „geschlossener Spannungsregelkreis“ bezeichnet. Aus den durch die Kondensatorspannungsregler eingeregelten Größen ϑ und U_q kann die sich einstellende Leistungsabgabe ins Netz nach den Gleichungen (3.16) und (3.17) berechnet werden. Es ergibt sich das Strukturbild Bild 5.6.

Die Strecke ist verkoppelt. Bei Verkopplung zweier Regelkreise muss ein Mehrgrößenregler entworfen werden. Beim Entwurf der Mehrgrößenregelung kann man möglicherweise die Verkopplung durch einen Entkopplungsregler eliminieren, so dass anschließend zwei getrennte Regler entworfen werden können.

Zuerst wird die Strecke vereinfacht und linearisiert.

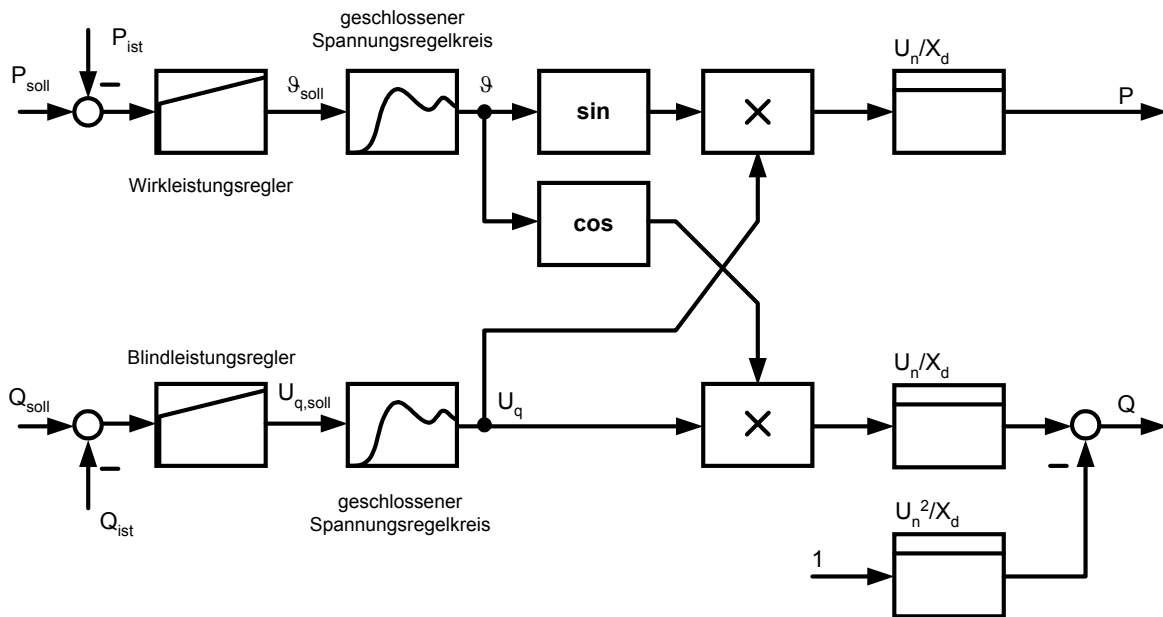


Bild 5.6: Strukturbild der Leistungsregler mit Regelstrecke (Betrieb am starren Netz)

Ausgangspunkt für die Linearisierung ist die für kleine Winkel ϑ zulässige Näherung für den Wirk- und Blindleistungsaustausch mit einem starren Netz ((5.9), (5.10)).

$$P_n(U_q, \vartheta) \approx \frac{U_n}{\omega L_d} \cdot U_q \cdot \vartheta \quad \text{und}$$

$$Q_n(U_q, \vartheta) \approx \frac{U_n}{\omega L_d} \cdot U_q - \frac{U_n^2}{\omega L_d}$$

Q_n hängt in der angenäherten Form nur noch linear von U_q ab, muss also nicht linearisiert werden und ist von der Wirkleistungsregelung entkoppelt.

P_n hängt nichtlinear von U_q und ϑ ab, weshalb diese Gleichung für einen Reglerentwurf um den Arbeitspunkt ($U_{q,\infty} \approx U_n$, $\vartheta_\infty \approx 0$) linearisiert wird.

$$\Delta P_n(\Delta U_q, \Delta \vartheta) = \frac{U_n}{\omega L_d} \cdot U_{q,\infty} \cdot \Delta \vartheta + \frac{U_n}{\omega L_d} \cdot \vartheta_\infty \cdot \Delta U_q \approx \frac{U_n^2}{\omega L_d} \cdot \Delta \vartheta$$

P_n ist nach der Linearisierung nicht mehr von U_q abhängig, also ebenfalls entkoppelt. Die Verkopplung der Strecke ist durch die Linearisierung aufgehoben, weil sie nur schwach ist. Dies liegt in erster Linie an dem kleinen x_d des Wechselrichters. Mit zwei Diagrammen wird diese geringe Verkopplung veranschaulicht. Bei einer bestimmten

Wirkleistung verändert sich der Winkel ϑ kaum, wenn die Blindleistungseinspeisung geändert wird (Bild 5.7).

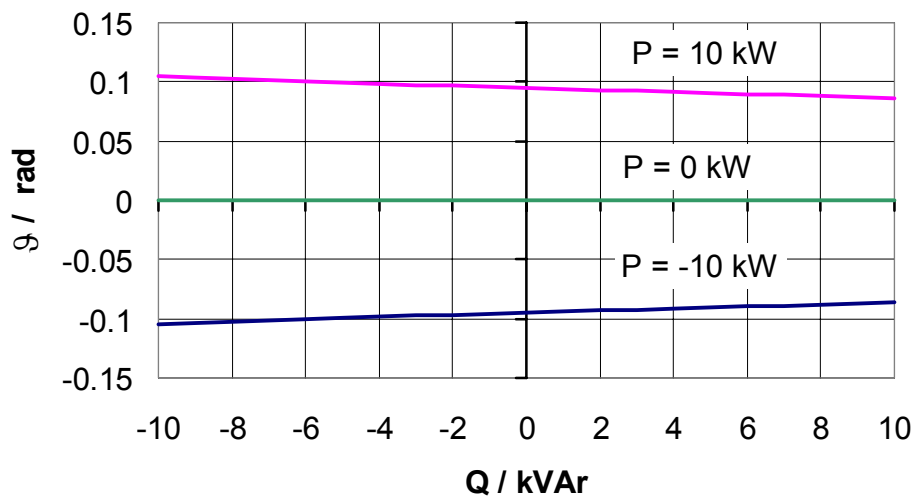


Bild 5.7: Winkel ϑ in Abhängigkeit von der Blindleistung bei konstanter Wirkleistung

Ebenso muss die Spannung U_q kaum geändert werden, wenn bei einer festen Blindleistungseinspeisung die Wirkleistung geändert wird (Bild 5.8).

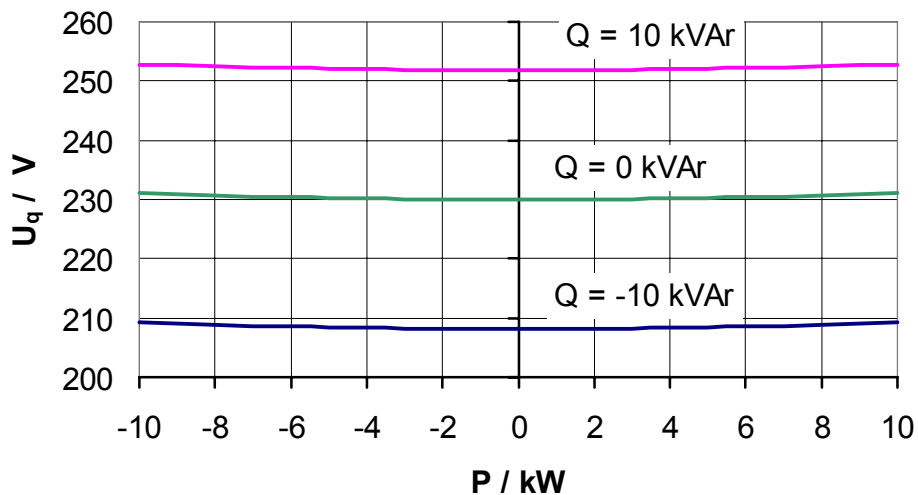


Bild 5.8: Spannung U_q in Abhängigkeit von der Wirkleistung bei konstanter Blindleistung

Es ist also keine Mehrgrößenregelung nötig, und die Blind- und die Wirkleistungsregelung kann getrennt entworfen werden.

5.3.2 Entwurf des Wirkleistungsreglers am starren Netz

Nach Bild 5.6 ergibt sich für den linearisierten und entkoppelten Wirkleistungsregler beim Betrieb an einem starren Netz folgendes Strukturbild (Bild 5.9):

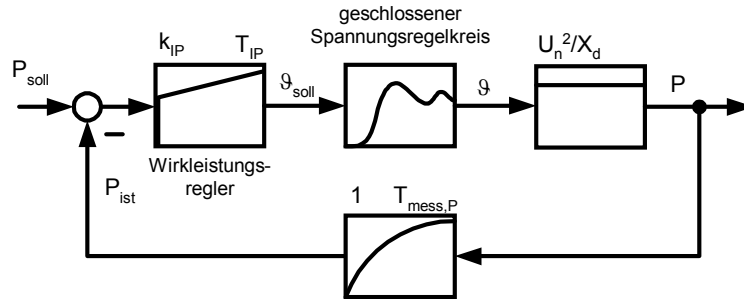


Bild 5.9: Strukturbild der Wirkleistungsregelung am starren Netz

Die Verzögerung der Wirkleistungsbestimmung ist nicht zu vernachlässigen. Sie wurde in Kapitel 4.1.2 beschrieben und wird ersatzweise durch ein PT1-Glied dargestellt, welches die Zeitkonstante $T_{\text{mess},P} = 5 \text{ ms}$ hat. Für den geschlossenen Kondensatorspannungsregelkreis wird die Näherung durch ein PT2-Glied mit Totzeitglied benutzt (3.13).

Nach [Föllinger 1994] soll bei der Auslegung eines PI-Reglers die Zeitkonstante des PI-Reglers gleich der größten Streckenzeitkonstanten gewählt werden. Der Begriff Streckenzeitkonstante ist hier nicht treffend, da die größte Zeitkonstante durch die Leistungsmessung eingebracht wird. Es sollte also $T_{IP} = T_{\text{mess},P} = 0,005 \text{ s}$ gewählt werden. Allerdings ist bei der Auslegung des Wirkleistungsreglers im Alleinbetrieb in Kapitel 5.3.5 eine größere Zeitkonstante zu berücksichtigen, nämlich die Zeitkonstante der Frequenzmessung $T_{\text{mess},f} = 0,06 \text{ s}$. Der Wirkleistungsregler soll ohne Modifikation sowohl am starren Netz als auch im Alleinbetrieb funktionieren. Um beide Auslegungen vergleichen zu können, wird auch beim Betrieb am starren Netz die Reglerzeitkonstante zu $T_{IP} = T_{\text{mess},P} = 0,06 \text{ s}$ gewählt. Mit $k_{IP} = 1 \text{ W}^{-1}$ ergeben sich die Betrags- und Phasenkennlinie des offenen Wirkleistungsregelkreises.

$$F_{oP, \text{starr}}(s) = \frac{P_{\text{ist}}(s)}{P_{\text{soll}}(s)} = \frac{k_{IP} k_{Pu} k_{Pi} \frac{U_n^2}{X_d} (1 + T_{IP} s)}{\left((\omega^2 L_{WR} C + k_{Pu} k_{Pi}) s + C \left(k_{Pi} + \frac{T_T}{C} \right) s^2 + L_{WR} C s^3 \right) \cdot (1 + T_{\text{mess},P} s)} \cdot e^{-T_T s} \quad (5.12)$$

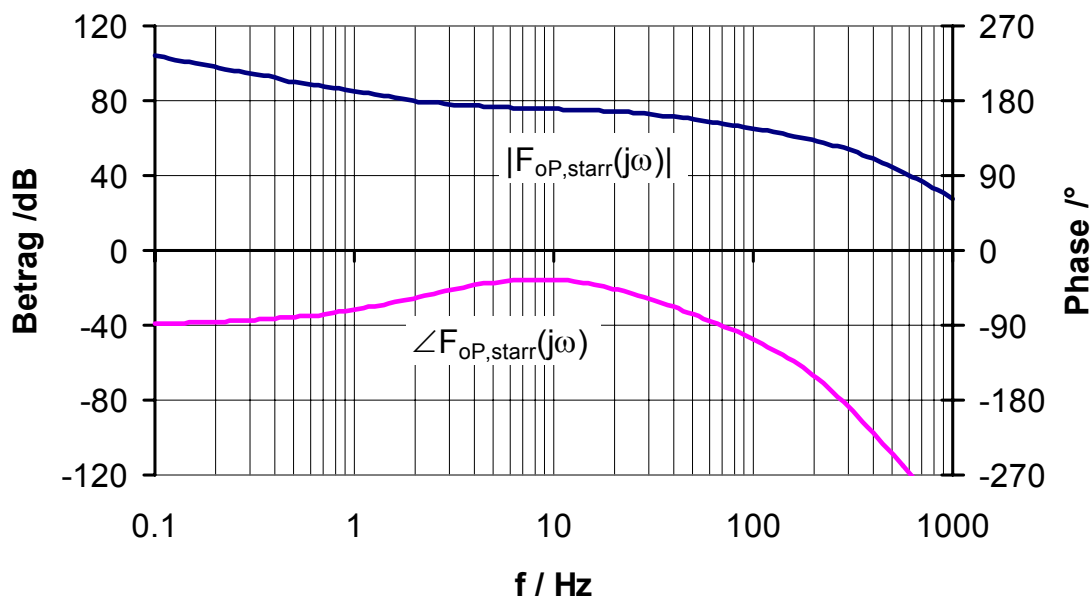


Bild 5.10: Frequenzkennlinien des offenen Wirkleistungsregelkreises (am starren Netz)

Aus den Frequenzkennlinien von $F_{oP,starr}(s)$ in Bild 5.10 kann abgelesen werden, dass bei einer Phase von 180° die Verstärkung des offenen Kreises $V_o = 55 \text{ dB} = 555$ ist, weshalb eine Reglerverstärkung $k_{IP} = (1/V_o) W^{-1} = (1/555) W^{-1}$ den Regelkreis gerade an die Stabilitätsgrenze bringt. Nach [Föllinger 1994] soll die Verstärkung k_{IP} für einen vorsichtigen Reglerentwurf nur ein Zwanzigstel des maximal möglichen Wertes betragen. Damit liegt der Parameter $k_{IP} = 1/(555 \cdot 20) W^{-1} = 0,00009 W^{-1}$ fest.

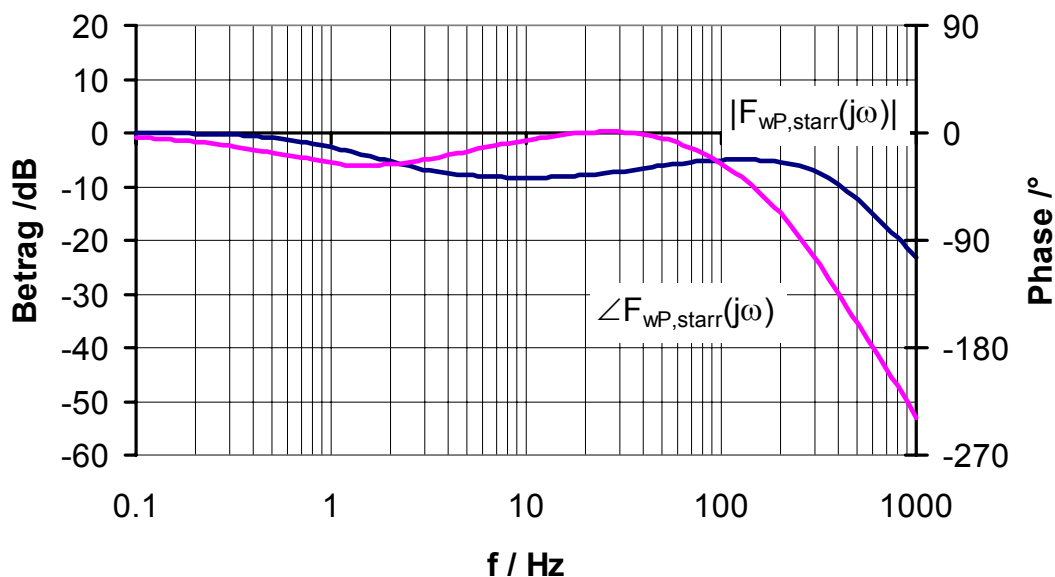


Bild 5.11: Frequenzkennlinien des geschlossenen Wirkleistungsregelkreises (am starren Netz)

In Bild 5.11 sind die Frequenzkennlinien des geschlossenen Regelkreises dargestellt. Die zugehörige Übertragungsfunktion lautet:

$$F_{wP, \text{starr}}(s) = \frac{P(s)}{P_{\text{soll}}(s)} = \frac{F_{oP, \text{starr}}(s)}{1 + F_{oP, \text{starr}}(s)} \cdot (1 + sT_{\text{mess}, P}) \quad (5.13)$$

5.3.3 Entwurf des Blindleistungsreglers am starren Netz

Der Entwurf des Blindleistungsreglers beim Betrieb am starren Netz erfolgt entsprechend der Auslegung des Wirkleistungsreglers. Die am Ausgang des geschlossenen Kondensatorspannungsregelkreises angreifende Störgröße U_n (Bild 5.12) wird gemessen und kann vor dem Kondensatorspannungsregelkreis aufgeschaltet werden. Diese Störgröße ist beim Betrieb am starren Netz nahezu konstant und wird somit durch eine Aufschaltung fast vollständig kompensiert. Sie wird beim Reglerentwurf vernachlässigt.

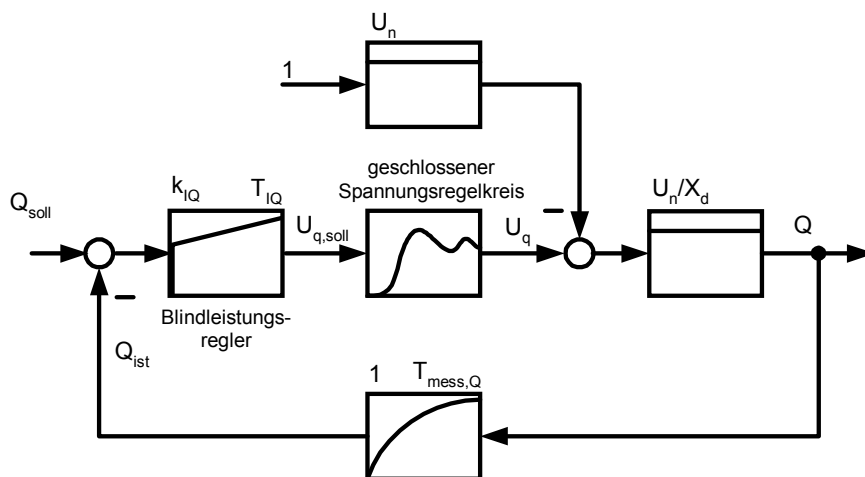


Bild 5.12: Strukturbild der Blindleistungsregelung am starren Netz

Die Reglerzeitkonstante sollte wieder zu $T_{IQ} = T_{\text{mess}, Q}$ festgelegt werden. Aber auch hier gilt, dass beim Alleinbetrieb (Kapitel 5.3.6) eine größere Zeitkonstante zu berücksichtigen ist. Deshalb wird $T_{IQ} = T_{\text{mess}, U} = 0,025 \text{ s}$ gewählt. Es ergeben sich bei einer Reglerverstärkung von $k_{IQ} = 1 \text{ W}^{-1}\text{V}$ folgende Frequenzkennlinien des offenen Blindleistungsregelkreises (Bild 5.13).

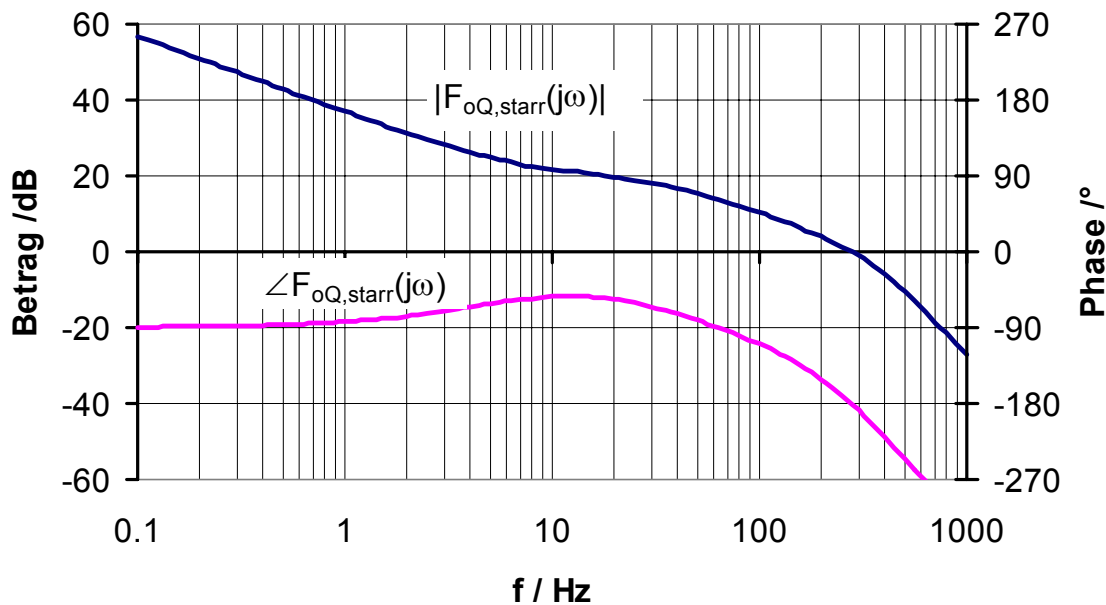


Bild 5.13: Frequenzkennlinien des offenen Blindleistungsregelkreises (am starren Netz)

Die zugehörige Übertragungsfunktion lautet:

$$F_{oQ,starr}(s) = \frac{Q_{ist}(s)}{Q_{soll}(s)} = \frac{k_{IP}k_{Pu}k_{Pi} \frac{U_n^2}{X_d} (1 + T_{IQ}s)}{\left((\omega^2 L_{WR} C + k_{Pu} k_{Pi}) s + C \left(k_{Pi} + \frac{T_T}{C} \right) s^2 + L_{WR} C s^3 \right) \cdot (1 + T_{mess,Q} s)} \cdot e^{-T_T s} \quad (5.14)$$

Bei der Frequenz $f = 280$ Hz hat die Phase den Wert 180° und die Verstärkung des offenen Blindleistungsregelkreises beträgt $V_o = -0,131$ dB = 0,985. Wie beim Wirkleistungsregler lässt sich damit der Verstärkungsfaktor $k_{IQ} = [1/(20 \cdot V_o)] W^{-1}V = 0,05 W^{-1}V$ festlegen. Die Übertragungsfunktion des geschlossenen Blindleistungsregelkreises lautet:

$$F_{wQ,starr}(s) = \frac{Q(s)}{Q_{soll}(s)} = \frac{F_{oQ,starr}(s)}{1 + F_{oQ,starr}(s)} \cdot (1 + sT_{mess,Q}) \quad (5.15)$$

Die Frequenzkennlinien, die sich bei den gewählten Reglerparametern ergeben, sind in Bild 5.14 dargestellt.

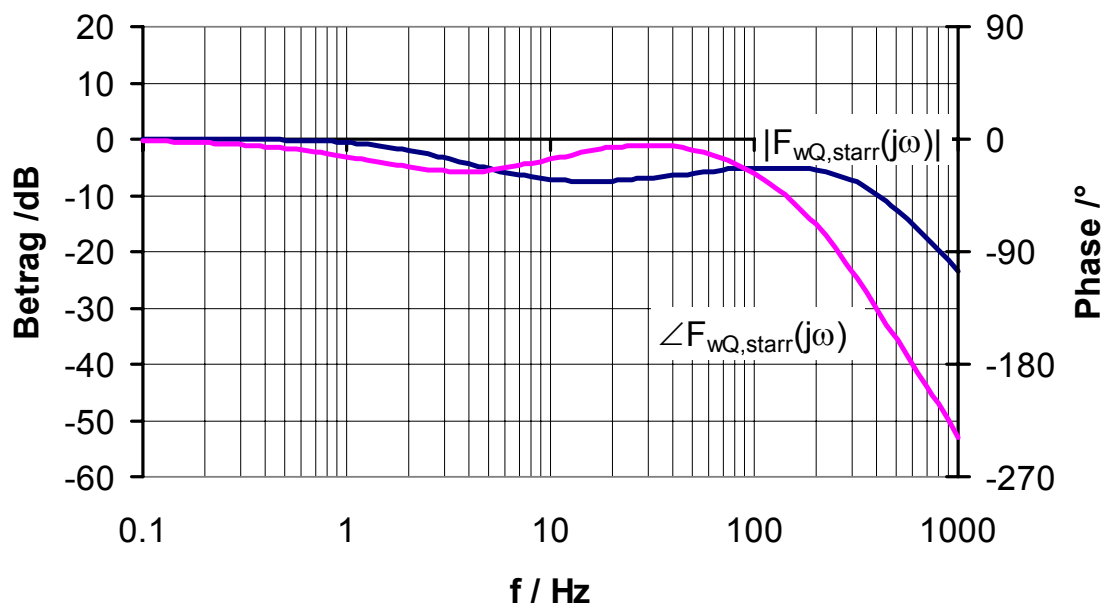


Bild 5.14: Frequenzkennlinien des geschlossenen Blindleistungsregelkreises (am starren Netz)

5.3.4 Modellierung für den Alleinbetrieb

Im Alleinbetrieb führt das Arbeiten des Wirkleistungsreglers zu einer Frequenzänderung. Das Arbeiten des Blindleistungsreglers führt zu einer Änderung des Netzspannungseffektivwerts. Festgelegt durch die verwendeten Statiken, liegen diese Änderungen bei maximal $\pm 4\%$ Abweichung von den Nennwerten. Es kann davon ausgegangen werden, dass diese Änderungen nur unwesentlich die Leistungsaufnahme der Last beeinflussen. Deshalb sind beide Regelstrecken entkoppelt und Wirk- und Blindleistungsregler können auch im Alleinbetrieb getrennt entworfen werden.

5.3.5 Entwurf des Wirkleistungsreglers im Alleinbetrieb

Im Alleinbetrieb ist die Strecke des Wirkleistungsreglers eine andere als beim Betrieb am starren Netz. Die veränderbare Größe ist nicht mehr die Wirkleistung sondern die Netzfrequenz f . Diese folgt aus dem Winkel ϑ der Kondensatorspannung durch Differentiation. Da die Frequenz sich ändert, ändert sich auch der Sollwert für den Wirkleistungsregler, der aus der $P(f)$ -Statik bestimmt wird. Der gemessene Istwert der Wirkleistung ist fest, solange sich die Last nicht ändert (Bild 5.15). Soll- und

Istwert vertauschen ihre Funktion, d.h. die Führungsgröße ist nun die gemessene von der Last verbrauchte Wirkleistung.

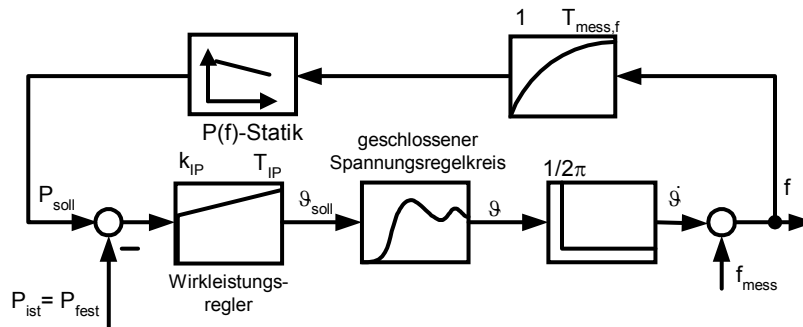


Bild 5.15: Strukturbild der Wirkleistungsregelung im Alleinbetrieb

Da Soll- und Istwert ihre Funktion vertauschen, ist auch das Strukturbild Bild 5.16 entsprechend gezeichnet. Der Sollwert ist nun der Ausgang der Rückführung. Die Statik hat eine Begrenzung, wird aber in dem Strukturbild mit einem linearisierten Modell (5.3) berücksichtigt, welches einer Addition von f_0 und einem P-Glied entspricht. Am Ausgang des Differenzierglieds wird f_{mess} addiert. f_{mess} entspricht der gemessenen aktuellen Netzfrequenz. Diese wird bei den Sollwertverläufen der Kondensatorspannungsregler berücksichtigt, da diese von der Form

$$u_x(t) = \sqrt{2}U_q \cdot \sin(\omega t + \vartheta - \varphi_x) = \sqrt{2}U_q \cdot \sin(2\pi \cdot f_{\text{mess}} \cdot t + \vartheta - \varphi_x)$$

$$(x = 1,2,3 \text{ und } \varphi_{1,2,3} = 0, \frac{2\pi}{3}, \frac{4\pi}{3})$$

sind. Deshalb ist die Netzfrequenz $f = f_{\text{mess}} + d\vartheta/dt$.

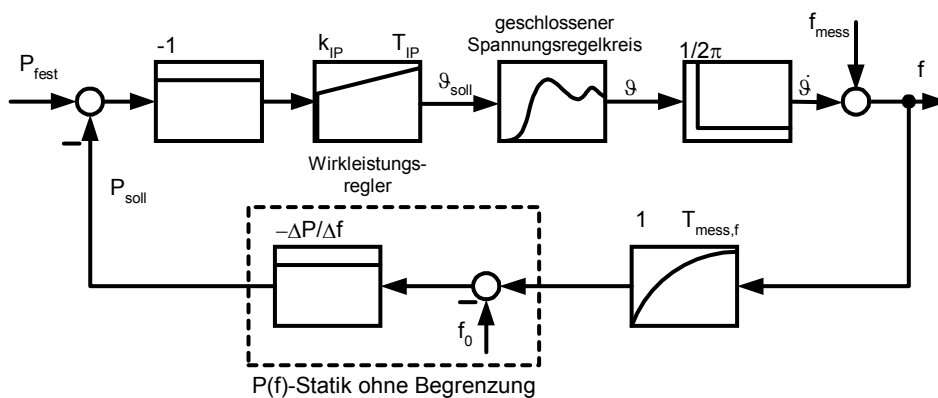


Bild 5.16: Strukturbild der linearisierten Wirkleistungsregelung (Alleinbetrieb)

Dieses Strukturbild kann durch Umformen in das Strukturbild Bild 5.17 überführt werden. Die Äquivalenz ist nicht sofort ersichtlich aber leicht zu überprüfen, da in beiden Fällen die Größe $-P_{fest} + \frac{\Delta P}{\Delta f}(f_0 - f)$ am Eingang des Wirkleistungsreglers anliegt. Die Umformung wurde durchgeführt um zu verdeutlichen, dass der Regelkreis im Alleinbetrieb nicht mehr die Wirkleistung regelt, sondern die Frequenz der Netzspannung. Trotzdem wird von dem Regler noch als Wirkleistungsregler gesprochen, da dieser am starren Netz diese Aufgabe hat, und seine Eingangsgröße weiterhin einer Leistung entspricht.

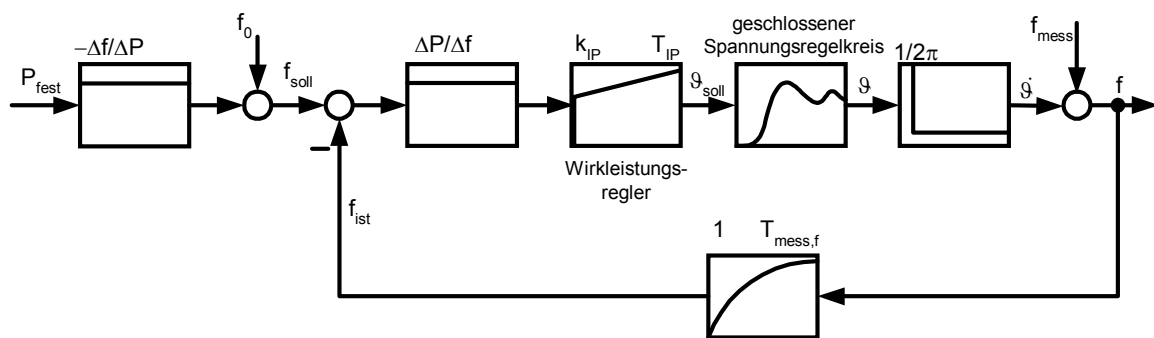


Bild 5.17: Umgeformtes Strukturbild der Wirkleistungsregelung (Alleinbetrieb)

Der Entwurf des Wirkleistungsreglers für den Alleinbetrieb erfolgt nach der gleichen Methode wie beim Betrieb am starren Netz. Betrachtet wird nur der Regelkreis ab dem Soll-Istwertvergleich. Die Aufschaltung von f_{mess} bleibt unberücksichtigt, da sie auf die Stabilität des Regelkreises keinen Einfluss hat. Für die Reglerzeitkonstante T_{IP} wird $T_{IP} = T_{mess,f} = 0,06$ s gewählt, da dies die größte Streckenzeitkonstante ist. Mit $k_{IP} = 1 \text{ W}^{-1}$ ergeben sich die Frequenzkennlinien des offenen Regelkreises (Bild 5.18), dessen Übertragungsfunktion sich aus dem Strukturbild Bild 5.17 bestimmen lässt. T_{IP} und $T_{mess,f}$ tauchen in der Übertragungsfunktion nicht auf, da die größte Streckenzeitkonstante von der Reglerzeitkonstante kompensiert wird.

$$F_{oP,allein}(s) = \frac{f_{ist}(s)}{f_{soll}(s)} = \frac{k_{IP}k_{Pu}k_{Pi} \cdot \frac{\Delta P}{\Delta f} \cdot \frac{1}{2\pi}}{(\omega^2 L_{WR} C + k_{Pu}k_{Pi}) + C \left(k_{Pi} + \frac{T_I}{C} \right) s + L_{WR} C s^2} \cdot e^{-T_I s} \quad (5.16)$$

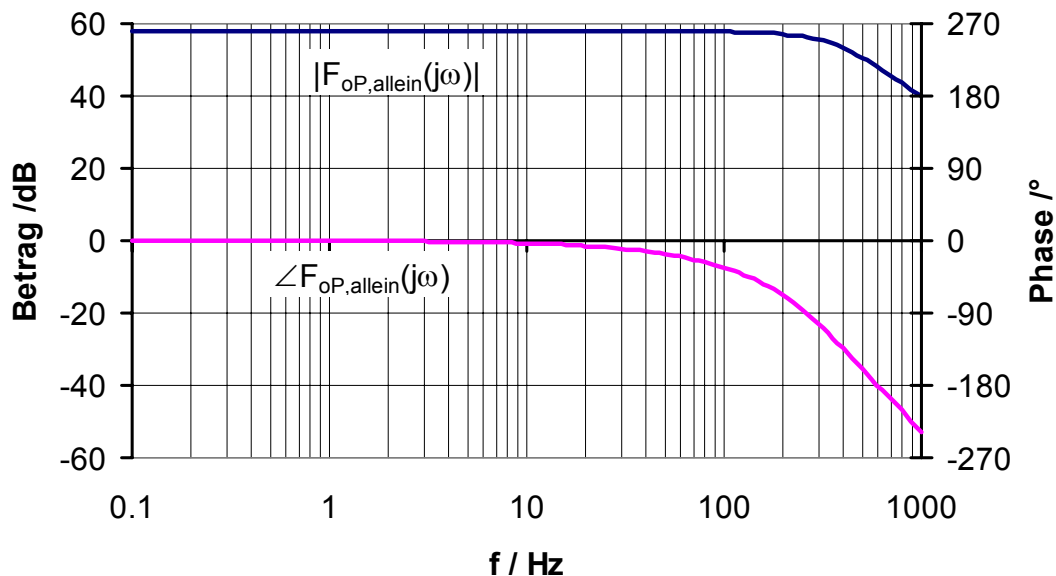


Bild 5.18: Frequenzkennlinien des offenen Wirkleistungsregelkreises (Alleinbetrieb)

Bei $f = 600 \text{ Hz}$ ist die Phasenverschiebung des offenen Kreises zwischen Eingangssignal und Ausgangssignal 180° . Die Betragskennlinie hat bei dieser Frequenz den Wert $V_o = 48 \text{ dB} = 250$. Mit der gleichen vorsichtigen Reglerauslegung wie beim Betrieb am starren Netz wird der Parameter $k_{IP} = 1/(20 \cdot V_o) \text{ W}^{-1} = 0,0002 \text{ W}^{-1}$ festgelegt.

Für den geschlossenen Regelkreis ergeben sich die Übertragungsfunktion

$$F_{wP,allein}(s) = \frac{f(s)}{f_{soll}(s)} = \frac{F_{oP,allein}(s)}{1 + F_{oP,allein}(s)} \cdot (1 + sT_{mess,f}) \quad (5.17)$$

und die Frequenzkennlinien Bild 5.19.

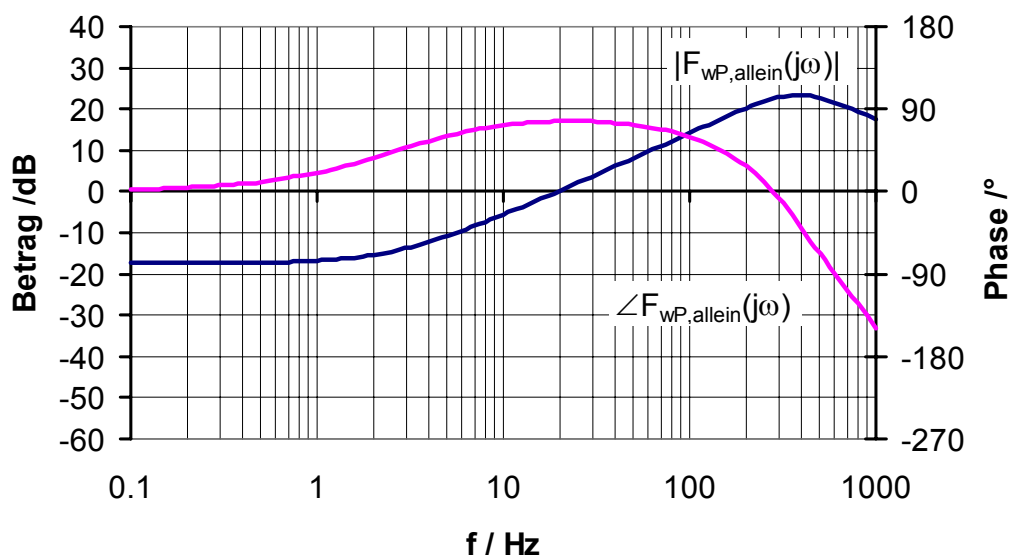


Bild 5.19: Frequenzkennlinien des geschlossenen Wirkleistungsregelkreises (Alleinbetrieb)

Anhand der Frequenzkennlinien des geschlossenen Regelkreises erkennt man, dass für die Frequenzregelung keine stationäre Genauigkeit erlangt werden kann. Zwar ist die Phase für $\omega = 0$ bei 0° , aber die Verstärkung des Regelkreises ist 0,14. Die stationäre Genauigkeit fehlt trotz des Einsatzes eines PI-Reglers, weil die Strecke differenzierend wirkt. Stationäre Genauigkeit kann dadurch erreicht werden, dass die gemessene Netzfrequenz auf den Sollwert der Kondensatorspannung als f_{mess} aufgeschaltet wird. Damit wird der Integralanteil des Wirkleistungsreglers entlastet.

5.3.6 Entwurf des Blindleistungsreglers im Alleinbetrieb

Der Entwurf des Blindleistungsreglers im Alleinbetrieb erfolgt ähnlich dem Entwurf des Wirkleistungsreglers im Alleinbetrieb.

Ausgehend von dem Strukturbild (Bild 5.20)

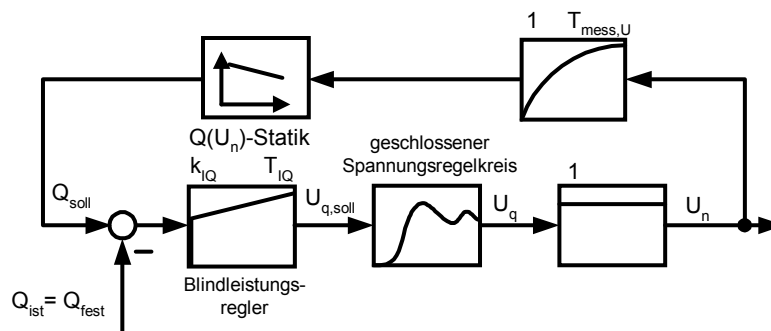


Bild 5.20: Strukturbild der Blindleistungsregelung im Alleinbetrieb

kann durch ähnliche Umformungen wie beim Wirkleistungsregler das folgende Strukturbild (Bild 5.21) abgeleitet werden:

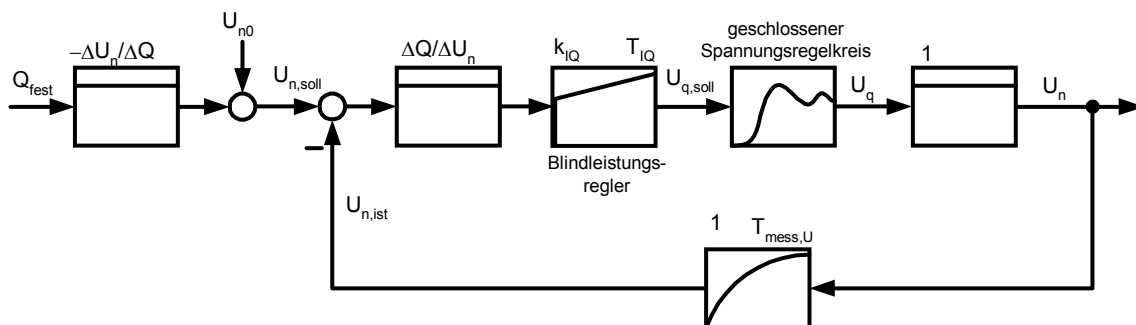


Bild 5.21: Umgeformtes Strukturbild der Blindleistungsregelung (Alleinbetrieb)

Auch hier wird durch die Umformungen deutlich, dass der Blindleistungsregler nun im Alleinbetrieb die Netzspannung regelt. Die Äquivalenz der beiden Strukturbilder kann

wieder überprüft werden, indem die Größe am Eingang des Blindleistungsreglers berechnet wird. Bei einer Statik nach (5.4) ergibt sich in beiden Strukturbildern die Eingangsgröße $-Q_{fest} + \frac{\Delta Q}{\Delta U_n}(U_{n0} - U_n)$.

Die Zeitkonstante T_{IQ} des Blindleistungsreglers wird zu $T_{mess,U} = 0,025$ s festgelegt, damit die Reglerzeitkonstante die Zeitkonstante der Spannungsmessung kompensiert. Mit $k_{IQ} = 1 \text{ W}^{-1}\text{V}$ ergeben sich die folgende Übertragungsfunktion und die Frequenzkennlinien des offenen Kreises (Bild 5.22).

$$F_{oQ,allein}(s) = \frac{U_{n,ist}(s)}{U_{n,soll}(s)} = \frac{k_{IQ}k_{Pu}k_{Pi} \cdot \frac{\Delta Q}{\Delta U_n}}{(\omega^2 L_{WR}C + k_{Pu}k_{Pi})s + C \left(k_{Pi} + \frac{T_T}{C} \right) s^2 + L_{WR}Cs^3} \cdot e^{-T_T s} \quad (5.18)$$

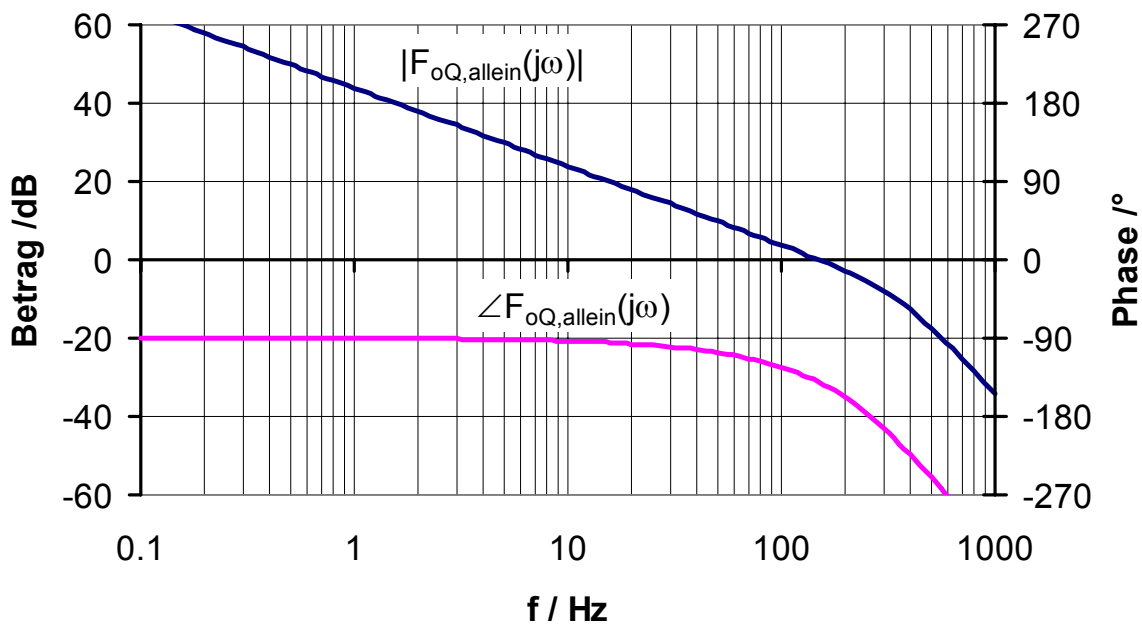


Bild 5.22: Frequenzkennlinien des offenen Blindleistungsregelkreises (Alleinbetrieb)

Bei der Frequenz 263 Hz ist der Betrag $V_o = -6\text{dB} = 0,5$. Die Verstärkung des PI-Reglers wird wieder zu einem Zwanzigstel des maximal möglichen Werts festgelegt: $k_{IQ} = 1/(20 \cdot V_o) \text{ W}^{-1}\text{V} = 0,1 \text{ W}^{-1}\text{V}$. Mit den festgelegten Parametern ergeben sich die Frequenzkennlinien des geschlossenen Blindleistungsregelkreises im Alleinbetrieb.

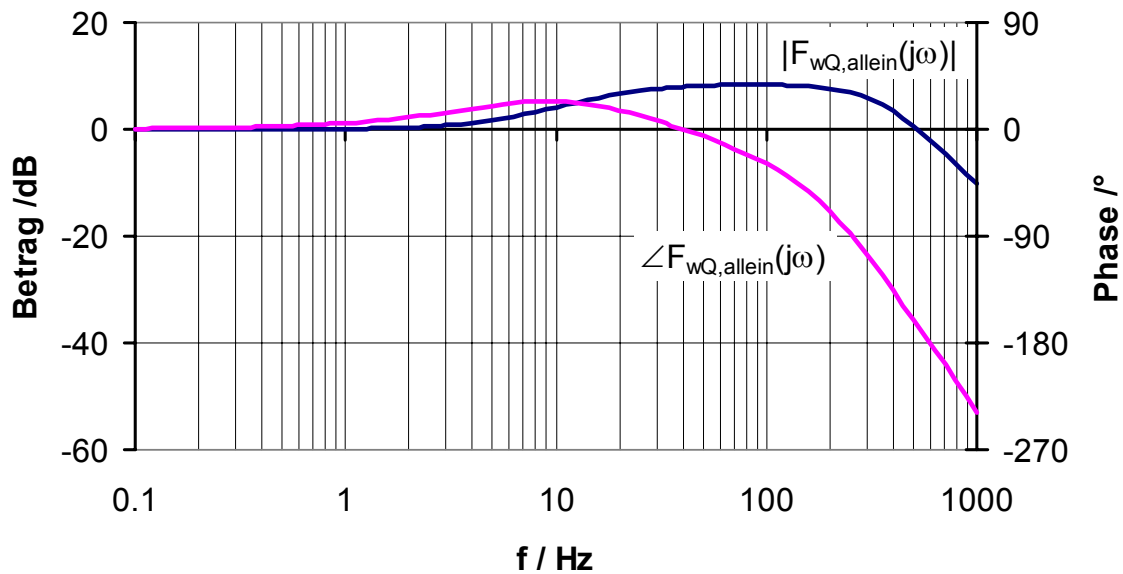


Bild 5.23: Frequenzkennlinien des geschlossenen Blindleistungsregelkreises (Alleinbetrieb)

Dabei ist

$$F_{wQ,allein}(s) = \frac{U_n(s)}{U_{n,soll}(s)} = \frac{F_{oQ,allein}(s)}{1 + F_{oQ,allein}(s)} \cdot (1 + sT_{mess,U}) \quad (5.19)$$

Aus den Frequenzkennlinien (Bild 5.23) ist ersichtlich, dass der Regelkreis stationär genau arbeitet, da für die Frequenz 0 die Phase 0° beträgt und die Verstärkung 1 ist.

5.3.7 Gewählte Reglerparameter

Die Reglerparameter für den Betrieb am starren Netz und den Alleinbetrieb werden hier zusammengefasst. Da der Betrieb an einem starren Netz ebenso wie der Alleinbetrieb stabil sein muss, werden die Reglerparameter benutzt, die sich für den Alleinbetrieb ergeben. Diese haben den kleineren Wert. Wie zu Beginn dieses Kapitels begründet wurde, werden diese Reglerparameter auch für den Parallelbetrieb verwendet. Leistungspendelungen zwischen Wechselrichtern können nicht für jede Anwendung sicher ausgeschlossen werden. Allerdings wurden die Regler eher träge als schnell entworfen, so dass Leistungspendelungen nicht zu erwartet sind. Dies hat sich im Experiment bestätigt.

	Am starren Netz	Alleinbetrieb	Laboranlage
k_{IP} in W^{-1}	0,00009	0,0002	0,00008
T_{IP} in s	0,06	0,06	0,06
k_{IQ} in $W^{-1}V$	0,05	0,1	0,04
T_{IQ} in s	0,025	0,025	0,025

Tabelle 5.1: Reglerparameter für Wirk- und Blindleistungsregler

5.3.8 Führungsverhalten der Leistungsregler

Es werden Sprungantworten des Wirk- und des Blindleistungsreglers gezeigt. Mit ihnen wird die Reglerauslegung nach dem Frequenzkennlinienverfahren überprüft. Der Wechselrichter wird am starren Netz betrieben. Die Vorgaben für die Primärregelung werden nicht aus Statiken abgeleitet sondern sprunghörmig verändert. Gezeigt werden „Werte des DSPs“. Bei der ersten Messung wird die Wirkleistungsvorgabe von 0 % auf 80 % der Bemessungsleistung erhöht (Bild 5.24). Bei der zweiten Messung wird die Blindleistungsvorgabe von 0 % auf 80 % der Bemessungsleistung erhöht (Bild 5.25). Man sieht, dass die beiden Regelstrecken nur schwach verkoppelt sind. Die Wirkleistung wird etwa innerhalb 0,6 s stationär genau eingeregelt. Bei der Blindleistung wird der stationäre Zustand schon nach der halben Zeit erreicht, was nach der Reglerauslegung auch zu erwarten war. Bei der Blindleistungsregelung ist der Überschwinger geringer. Die Leistungen, die vom DSP berechnet werden, sind durch einen 50 Hz-Anteil überlagert.

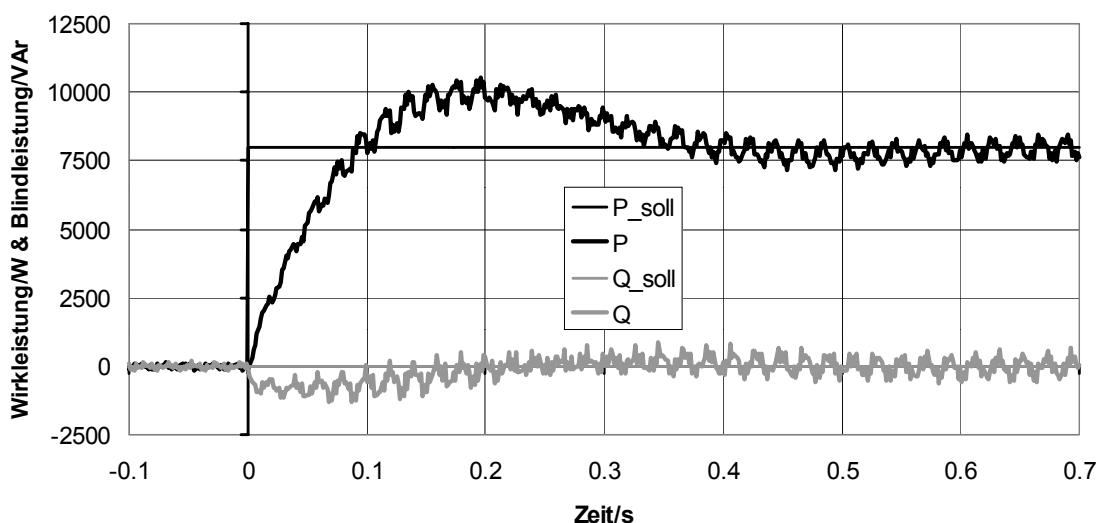


Bild 5.24: Führungsgrößensprung des Wirkleistungsreglers

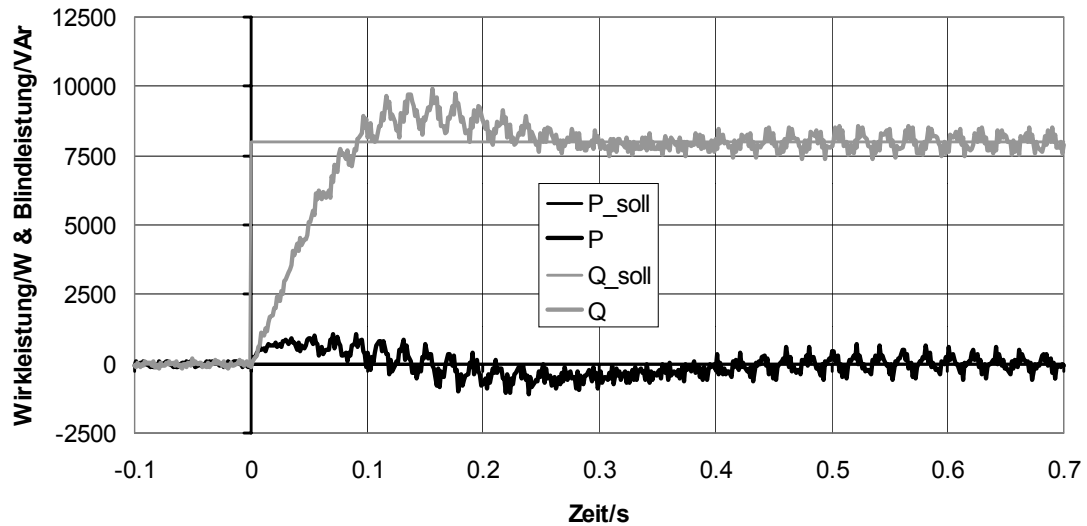


Bild 5.25: Führungsgrößensprung des Blindleistungsreglers

Das Betriebsverhalten des Wechselrichters mit der entworfenen Regelung wird im Kapitel 6 im Fall verschiedener Netztopologien beschrieben, untersucht und durch Messungen dokumentiert.

6 Der Batteriewechselrichter bei verschiedenen Netztopologien

Betriebsverhalten und Messergebnisse

Ein Wechselrichter mit einer Spannungsregelung nach Kapitel 3 und einer Primärregelung nach Kapitel 5 ist vielseitig verwendbar. Die Einsatzmöglichkeiten sollen in diesem Kapitel beschrieben werden. Wenn möglich werden Messungen gezeigt, die der Veranschaulichung dienen und die Funktionsfähigkeit der realisierten Regelungen nachweisen.

Prinzipiell sind mit der vorgestellten Primärregelung zwei Einsatzmöglichkeiten denkbar, die sich wiederum differenzieren lassen.

1. Bildung eines Inselnetzes

- a) Als einzige Quelle (Alleinbetrieb) \Rightarrow Kapitel 6.1
- b) Im Parallelbetrieb mit weiteren Wechselrichtern \Rightarrow Kapitel 6.2
- c) Im Parallelbetrieb mit anderen Quellen \Rightarrow Kapitel 6.3

2. Betrieb an einem starren Netz

- a) Als unterbrechungsfreie Stromversorgung (USV) \Rightarrow Kapitel 6.4
- b) Zur Energieeinspeisung \Rightarrow Kapitel 6.5

Bei allen Betriebsarten kann die selbe Regelung mit den selben Parametern benutzt werden.

Für die Durchführung von Messungen standen unter anderem die beiden aufgebauten Batteriewechselrichter zur Verfügung. Für ihre Primärregelung waren Statiken nach Gleichungen (5.3) und (5.4) implementiert. Dabei galten die folgenden Zusammenhänge:

$$\begin{aligned}
 f_0 &= 50 \text{ Hz} \\
 U_{n0} &= 230 \text{ V} \\
 \frac{\Delta P}{\Delta f} &= \frac{P_{\max}}{2 \text{ Hz}} \\
 \frac{\Delta Q}{\Delta U_n} &= \frac{Q_{\max}}{10 \text{ V}} \\
 P_{\max} &= S_N \quad (S_N : \text{ Bemessungsleistung}) \\
 Q_{\max} &= S_N \quad (S_N : \text{ Bemessungsleistung}) \\
 &\text{Begrenzung der beiden Statiken auf } S_N \text{ (betragsmäßig)}
 \end{aligned} \tag{6.1}$$

Die Bemessungsleistung ist 10 kVA. Bei einigen Messungen wurden Statiken vorgegeben, als ob die Wechselrichter nur eine Bemessungsleistung von 5 kVA hätten. An der entsprechenden Stelle wird noch einmal auf diese geänderte Voraussetzung hingewiesen. Dadurch, dass für die Wirk- und für die Blindleistung die Bemessungsleistung zugelassen wird, ist es möglich, dass der Wechselrichter um den Faktor $\sqrt{2}$ überlastet wird. Dies ist für wenige Minuten zulässig. Eine länger dauernde Überlastung führt zu einer unzulässigen Erwärmung des Wechselrichters und kann durch eine Überwachung der Kühlkörpertemperatur erkannt werden. Strategien für den Fall der Überlast werden im Kapitel 7.2.4 aufgeführt.

6.1 Wechselrichter im Alleinbetrieb

Soll ein Wechselrichter ein Inselnetz alleine bereitstellen, so ist es sinnvoll auf eine Primärregelung zu verzichten. Die Primärregelung hat nur die Aufgabe, mehrere Quellen zu synchronisieren und eine definierte Lastverteilung zu gewährleisten. Ohne Primärregelung sind Frequenz und Effektivwert der Netzspannung konstant. Ein Beispiel für diesen Betrieb ist in [Burger 1997] beschrieben.

Trotzdem kann der Fall des Alleinbetriebs eines Wechselrichters mit Primärregelung jederzeit eintreten, wenn beim Parallelbetrieb die anderen Quellen ausfallen oder vom Netz getrennt werden. Dass dieser Alleinbetrieb problemlos möglich ist, wird nicht gesondert durch Messungen nachgewiesen. Zum einen ist plausibel, dass wenn ein Parallelbetrieb von mehreren Quellen möglich ist, diese auch den einfacheren Alleinbetrieb beherrschen. Zum anderen werden im Kapitel 6.4 die ersten Millisekunden eines Alleinbetriebs in Messungen gezeigt.

6.2 Zwei Wechselrichter im Parallelbetrieb

Arbeitet eine beliebige Anzahl von Wechselrichtern mit einer Ausgangsspannungsregelung und einer überlagerten Primärregelung im Parallelbetrieb, so sorgt die Primärregelung für eine Synchronisation dieser Quellen und die Benutzung von Statiken legt eine bestimmte Lastaufteilung fest. Haben die Wechselrichter die gleiche Bemessungsleistung, so wird man ihnen die gleichen Statiken vorgeben. Damit teilt sich die Last gleich auf. Benutzt man die Parameter nach (6.1) für Wechselrichter unterschiedlicher Bemessungsleistung, so teilt sich die Last proportional zur Bemessungsleistung auf. Benutzt man unterschiedliche Statiken z. B. Typ 1 (Bild 5.3) und Typ 2 (Bild 5.5), so teilt sich die Last nicht proportional zur Bemessungsleistung auf. Die Lastaufteilung ist aber beabsichtigt und durch die Statiken festgelegt. Es wird in allen diesen Fällen von einer „symmetrischen“ Lastaufteilung gesprochen.

Die symmetrische Lastaufteilung hängt von der Genauigkeit der Frequenz- und der Effektivwertmessung der Netzspannung ab. Während die Frequenz im ganzen Netz gleich ist, können die Anschlussspannungen der Wechselrichter unterschiedlich sein. Damit wird auch die Aufteilung der Blindlast unsymmetrisch. Dies kann als Nachteil der vorgestellten Primärregelung gesehen werden. An zwei Beispielen soll gezeigt werden, dass dieser Nachteil entweder nicht schwer wiegt oder sogar zu einem Vorteil wird.

Zuerst wird eine Netzkonfiguration betrachtet, bei der alle Wechselrichter und Verbraucher an eine Sammelschiene angeschlossen sind. (Bild 6.1)

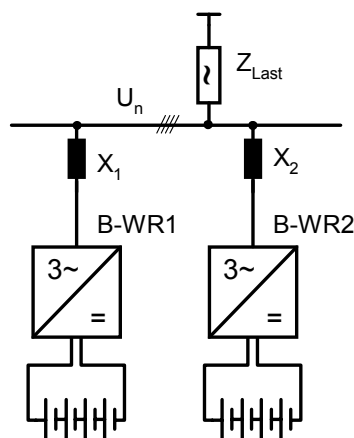


Bild 6.1: Inselnetz mit einer zentralen Sammelschiene

Im Normalfall haben die Anschlussleitungen der Wechselrichter einen zu vernachlässigenden ohmschen Widerstand aber eine nicht zu vernachlässigende Induktivität. Ein Blindstrom verursacht an der Induktivität einen Spannungsabfall. Ist die Zuleitungsinduktivität der Wechselrichter unterschiedlich, so messen die Wechselrichter einen unterschiedlichen Netzspannungseffektivwert, was zu einer unterschiedlichen Lastaufteilung führt. Dies ist unerwünscht, kann aber verhindert werden, wenn sich die Zuleitungsinduktivität berechnen oder messen lässt. Dann kann jeder Wechselrichter im Betrieb aus seinem Netzstrom und seiner Anschlussspannung die Spannung an der Sammelschiene bestimmen, die dann ein Maß für die einzuspeisende Blindleistung ist.

Eine andere Netzkonfiguration ist der Fall, dass es keine gemeinsame Sammelschiene gibt, sondern das Netz verteilt ist. Damit ist gemeint, dass Einspeisungen und Verbraucher an einem beliebigen Ort des Netzes sind. Ein einfaches Beispiel ist in Bild 6.2 zu sehen.

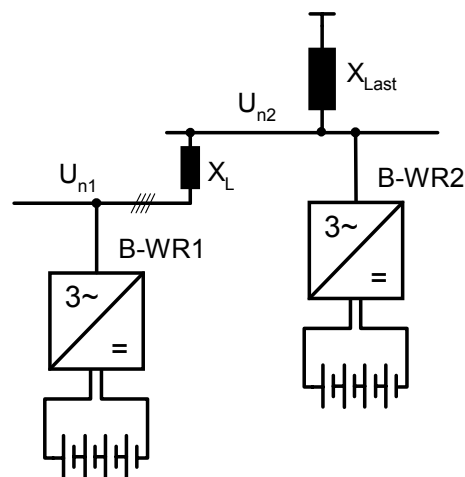


Bild 6.2: Verteiltes Inselnetz

Bei einem verteilten Netz ist eine Unsymmetrie in der Blindleistungseinspeisung sogar erwünscht. Zuerst wird angenommen, dass die Last X_{Last} in Bild 6.2 von beiden Wechselrichtern in gleichem Maße versorgt wird. Dann wird die Spannung U_{n2} an der Last kleiner sein als U_{n1} , da der induktive Laststrom an der Leitungsinduktivität X_L zu einem Spannungsabfall führt. Benutzen beide Wechselrichter die gleichen Statiken und speisen eine Blindleistung ein, die sie aus ihrer Anschlussspannung ableiten, so wird der Wechselrichter B-WR2 wegen seiner geringeren Anschlussspannung mehr Blindleistung einspeisen. Damit muss B-WR1 weniger Blindleistung bereitstellen und der Spannungsabfall über X_L reduziert sich. Die Spannung U_{n2} bricht nicht mehr so

stark gegenüber U_{n1} ein. Es ist bei einem verteilten Netz somit sinnvoll, dass die Blindleistungseinspeisung nicht mehr symmetrisch erfolgt. Die Spannungsstabilität kann besser gewährleistet werden, wenn sich jeder Wechselrichter bei der Blindleistungseinspeisung nach seiner lokalen Netzspannung richtet.

Im Folgenden werden Messungen präsentiert, in denen die beiden aufgebauten Batteriewechselrichter verschiedene Lasten speisen. Die im Labor aufgebaute Netzkonfiguration entspricht einem Netz mit Sammelschiene. Einer der Wechselrichter (in den Messungen mit dem Buchstaben B gekennzeichnet) ist über eine zusätzliche Leitung von 10 m Länge mit der Sammelschiene verbunden. Beide Wechselrichter haben die gleiche Bemessungsleistung 10 kVA und benutzen deshalb die gleichen Statiken. Im Idealfall ist eine hälftige Lastaufteilung zu erwarten.

6.2.1 Speisung von linearen passiven Lasten

6.2.1.1 Messung 1: symmetrische, ohmsche Last im stationären Fall

In der ersten Messung wird ein praktisch rein ohmscher, symmetrischer Widerstand von $3 \times 15,9 \Omega$ (Sternschaltung) durch die beiden Batteriewechselrichter im Parallelbetrieb gespeist (Bild 6.3). Der Widerstand fordert eine Wirkleistung von 10 kW. Dies entspricht der Bemessungsleistung eines Wechselrichters.

Gezeigt werden die drei Sternspannungen an der Sammelschiene, sowie die Netzströme in der ersten und zweiten Phase von beiden Wechselrichtern im stationären Fall (Schalter S in Bild 6.3 ist geschlossen).

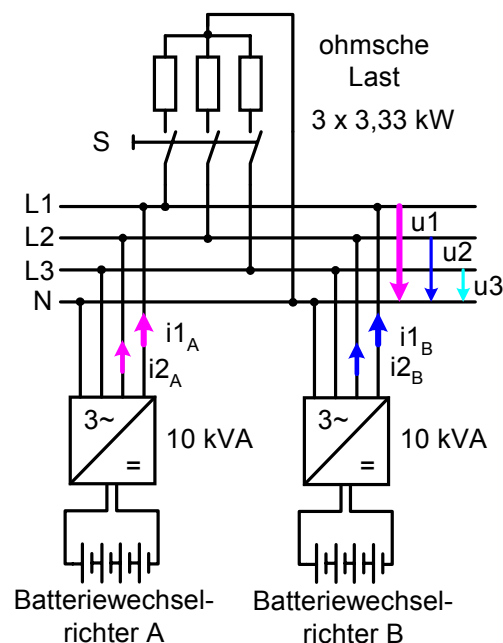


Bild 6.3: 2 Wechselrichter im Parallelbetrieb speisen eine ohmsche Last

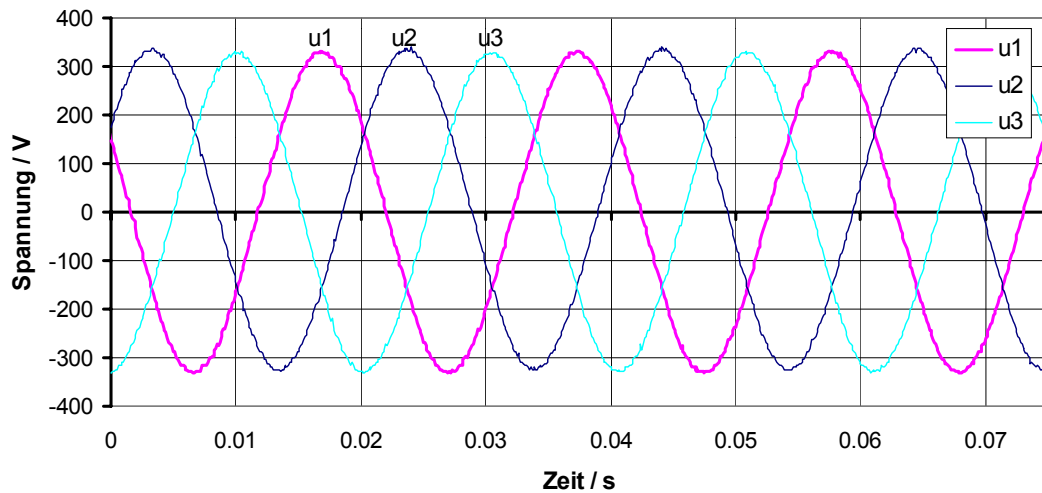


Bild 6.4: Sternspannungen an der Sammelschiene bei Speisung einer ohmschen Last (stationärer Fall)

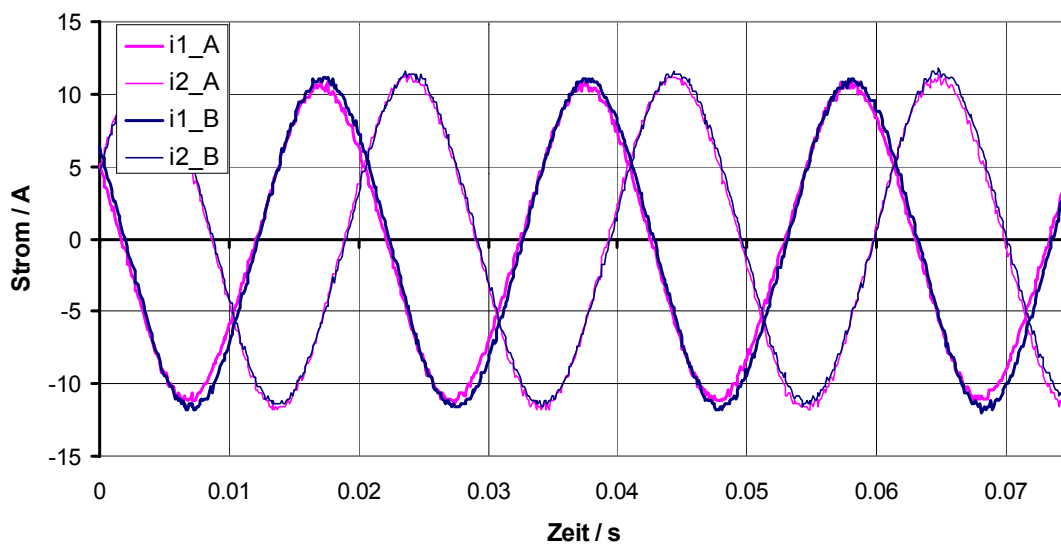


Bild 6.5: Ströme in der ersten und zweiten Phase von den Wechselrichtern A und B bei Speisung einer ohmschen Last (stationärer Fall)

Die Spannungen (Bild 6.4) sind praktisch sinusförmig und die Ströme (Bild 6.5) der beiden Wechselrichter sind so gut wie identisch.

6.2.1.2 Messung 2: symmetrische, induktive Last im stationären Fall

In der zweiten Messung sind die Netzkonfiguration und die gemessenen Größen (Bild 6.6) gleich wie bei der Messung 1. Einziger Unterschied ist die Last, die jetzt eine praktisch rein induktive Last von 12,4 kVAr ist. Die Last ist dreiphasig, symmetrisch und ist in Sternschaltung angeschlossen.

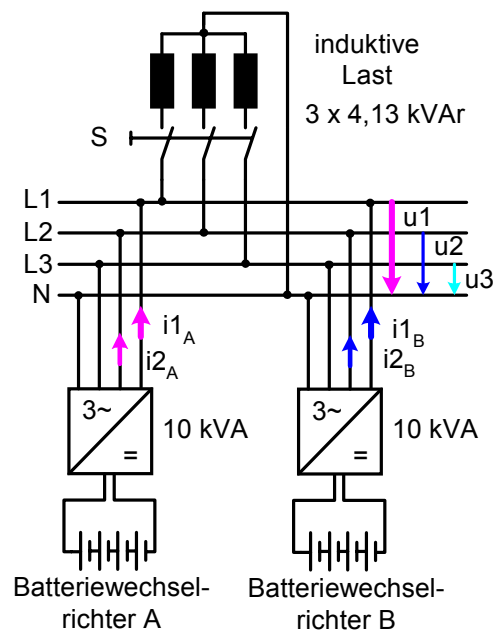


Bild 6.6: 2 Wechselrichter im Parallelbetrieb speisen eine induktive Last

Auch mit der angeschlossenen rein induktiven Last sind die Netzspannungen (Bild 6.7) sinusförmig. Die Ströme der beiden Wechselrichter (Bild 6.8) im Parallelbetrieb sind nahezu gleich. Nur in der zweiten Phase gibt es geringe Unterschiede. Da beide Wechselrichter versuchen, die drei Spannungen an ihren Ausgangskondensatoren symmetrisch einzuregeln, sollten sich alle drei Ausgangsphasen gleich verhalten. Der Unterschied zwischen der ersten und zweiten Phase ist durch Fertigungstoleranzen bei der Ausgangsdrossel L_n der beiden Stromrichter bedingt. Die sehr gute Aufteilung der Blindleistung wird erreicht, weil vor den Versuchen bei beiden Wechselrichtern die Messung des Netzspannungseffektivwerts abgestimmt wurde.

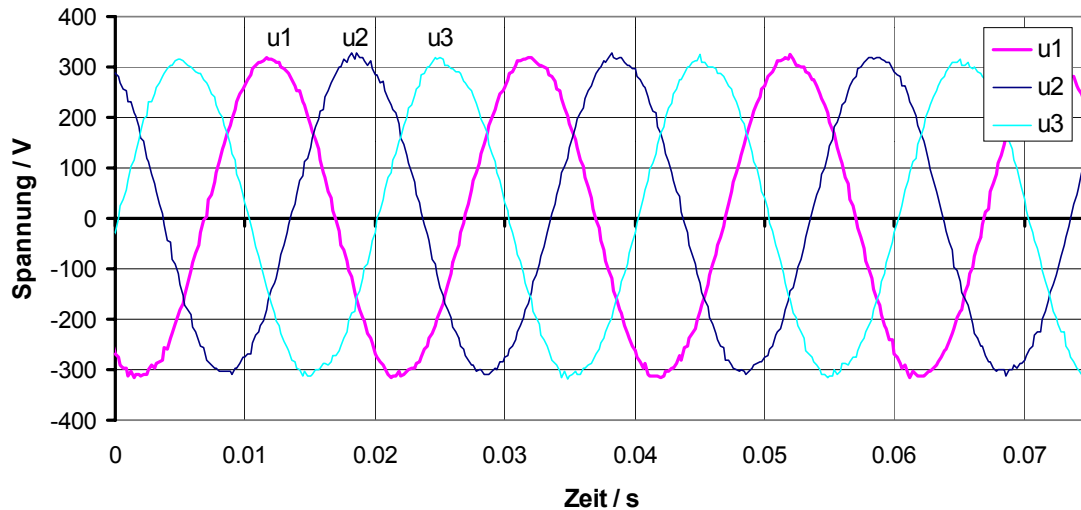


Bild 6.7: Sternspannungen an der Sammelschiene bei Speisung einer induktiven Last (stationärer Fall)

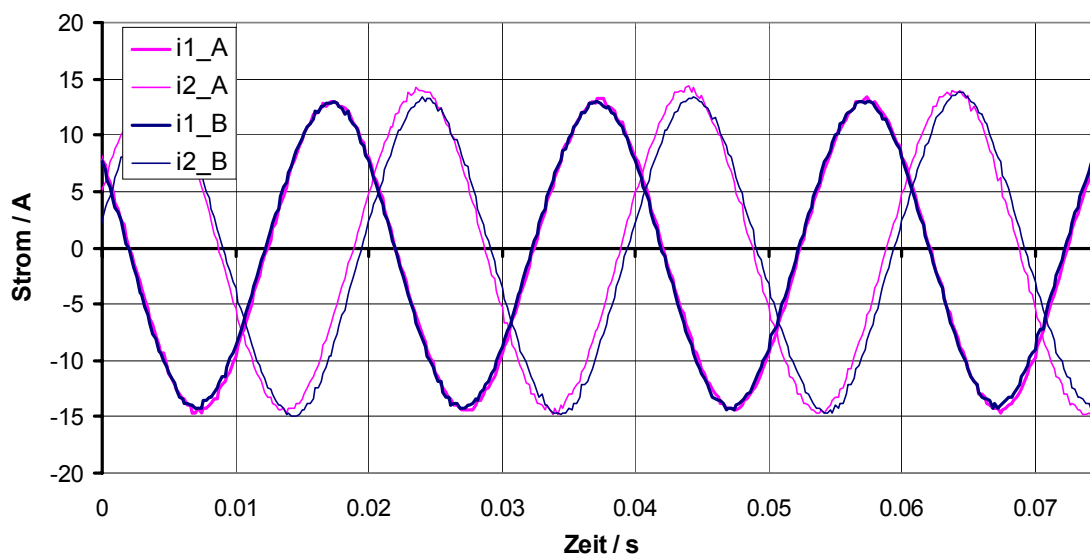


Bild 6.8: Ströme in der ersten und zweiten Phase von den Wechselrichtern A und B bei Speisung einer induktiven Last (stationärer Fall)

Mit der Messung 1 und der Messung 2 wird bestätigt, dass sowohl der Wirk- als auch der Blindleistungsregler stabil arbeiten. Die beiden Wechselrichter werden durch die Primärregelung sehr gut synchronisiert und durch die Verwendung von Statiken gelingt eine nahezu ideale Lastaufteilung.

Dass auch eine Lastaufteilung bei einer sprungförmigen Laständerung gelingt und die Regelung der Wechselrichterausgangsspannungen sehr schnell ist, wird mit den zwei nachfolgenden Messungen gezeigt.

6.2.1.3 Messung 3: Einschalten einer symmetrischen, ohmsch-induktiven Last

Die zwei Lasten, die in den vorherigen Messungen einzeln von den beiden Wechselrichtern versorgt wurden, werden nun gemeinsam eingeschaltet (Bild 6.9). Es werden die gleichen Spannungen und Ströme wie bisher gemessen. Die ohmsch-induktive Last ist symmetrisch und verlangt eine Wirkleistung $P = 10 \text{ kW}$ und eine Blindleistung $Q = 12,4 \text{ kVAr}$. Die Scheinleistung $S = 16 \text{ kVA}$ ($\cos\varphi = 0,63$) entspricht damit 80 % dessen, was beide Wechselrichter zusammen leisten können.

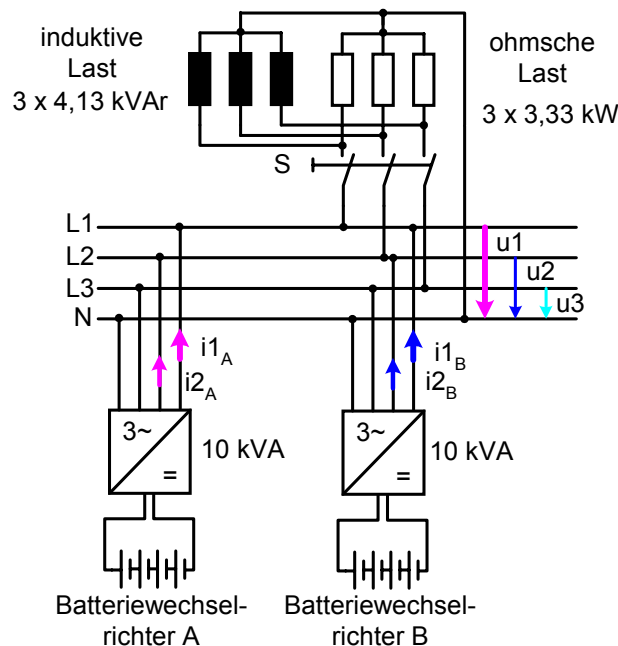


Bild 6.9: 2 Wechselrichter im Parallelbetrieb speisen eine ohmsch-induktive Last

Bevor die Last eingeschaltet wird sind alle vier gemessenen Wechselrichterströme (Bild 6.11) nahezu Null. Es fließen keine Kreisströme zwischen den Wechselrichtern, weil diese sehr gut synchronisiert sind. Dies ist ein wichtiger Nachweis der Qualität der Primärregelung.

Beim Einschalten der Last brechen die Netzspannungen (Bild 6.10) für 2 - 3 ms ein. Der Netzstrom, der sich sprunghaft ändert, ist für den Kondensatorspannungsregler eine Störgröße, deren Einfluss erst nach endlicher Zeit ausgeglichen werden kann. Aus Gründen die im Kapitel 3.1.3 genannt sind, wird diese Störgröße nicht in der Reglerstruktur berücksichtigt. Mit der hier durchgeführten Messung wird bestätigt, dass das Störverhalten der Kondensatorspannungsregelung trotzdem akzeptabel ist. Für den großen Lastsprung von 80 % der Bemessungsleistung wird der beobachtete Spannungseinbruch als klein angesehen. Die Spannungseinbrüche sind unter-

schiedlich ausgeprägt. Je größer der Augenblickswert der Spannung zum Zeitpunkt des Zuschaltens ist, umso größer ist der Spannungseinbruch.

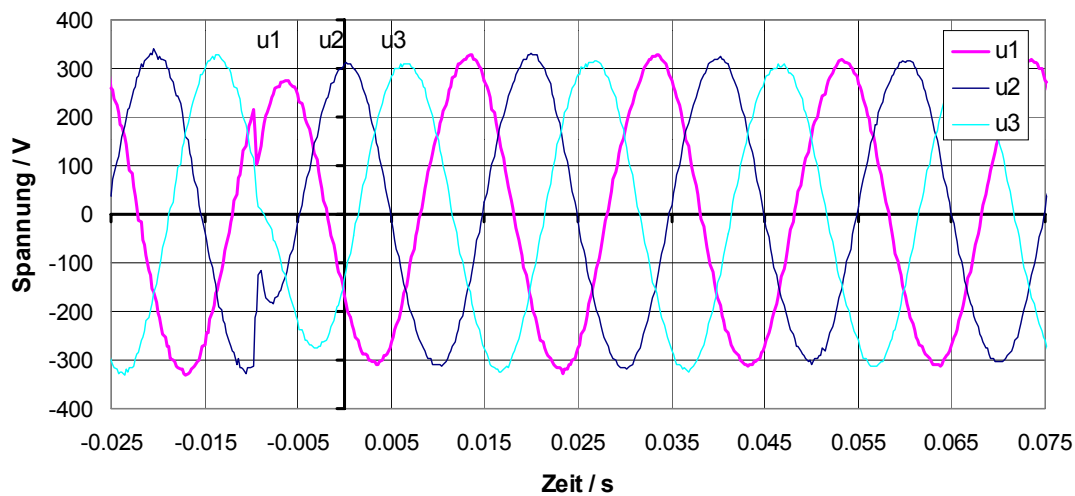


Bild 6.10: Sternspannungen an der Sammelschiene beim Zuschalten der ohmsch-induktiven Last

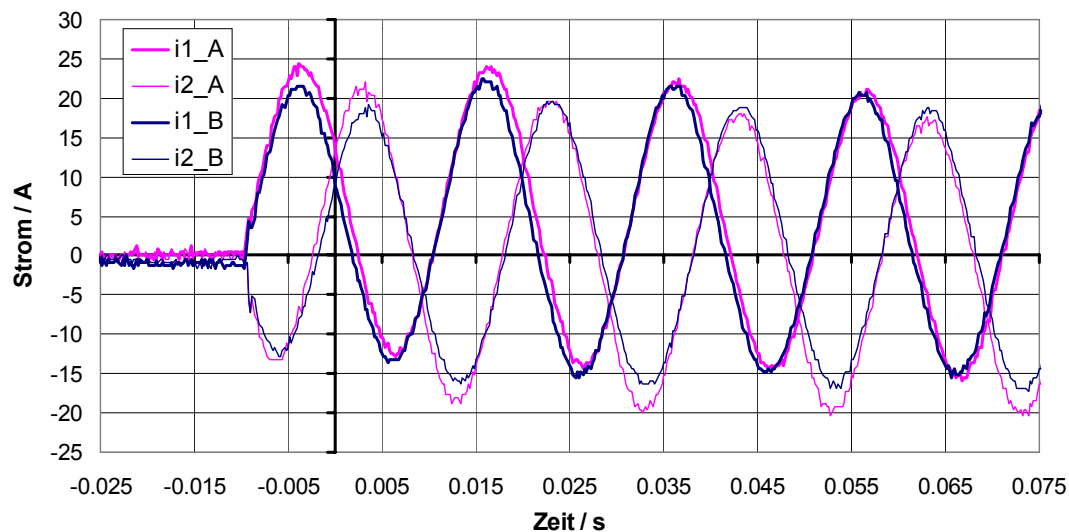


Bild 6.11: Ströme in der ersten und zweiten Phase von den Wechselrichtern A und B beim Zuschalten der ohmsch-induktiven Last

Die Ströme der Wechselrichter haben nach dem Zuschalten der Last einen Gleichanteil. Dieser ist dadurch verursacht, dass die Spannungszeitfläche an der induktiven Last während den ersten 10 ms nach dem Zuschalten nur im Ausnahmefall Null ist. Dies ist zum einen durch den Zeitpunkt des Zuschaltens bedingt zum anderen auch dadurch verursacht, dass die Netzspannungen zu Beginn einbrechen. Dieser Gleichanteil ist in den drei Phasen unterschiedlich.

Die Lastaufteilung ist auch bei diesem Lastsprung fast gleich. Allerdings ist vor allem in der zweiten Phase zu sehen, dass die Aufteilung des Gleichanteils im Strom nicht hälftig erfolgt. Dieser Unterschied wird erst langsam durch die Ausgangsspannungsregelung ausgeglichen, die Gleichanteile im Netzstrom und der Kondensatorspannung zu eliminieren versucht.

6.2.1.4 Messung 4: Einschalten einer unsymmetrischen, ohmsch-induktiven Last

Mit der folgenden Messung soll gezeigt werden, dass auch die Versorgung unsymmetrischer Lasten kein Problem ist. Möglich wird dies dadurch, dass die drei Ausgangsphasen jedes Wechselrichters unabhängig voneinander sind und durch drei getrennte Kondensatorspannungsregler kontrolliert werden. Die beiden Wechselrichter arbeiten wieder im Parallelbetrieb. Gemessen werden die gleichen Ströme und Spannungen wie in den Messungen zuvor. Es wird eine unsymmetrische ohmsch-induktive Last zugeschaltet (Bild 6.12).

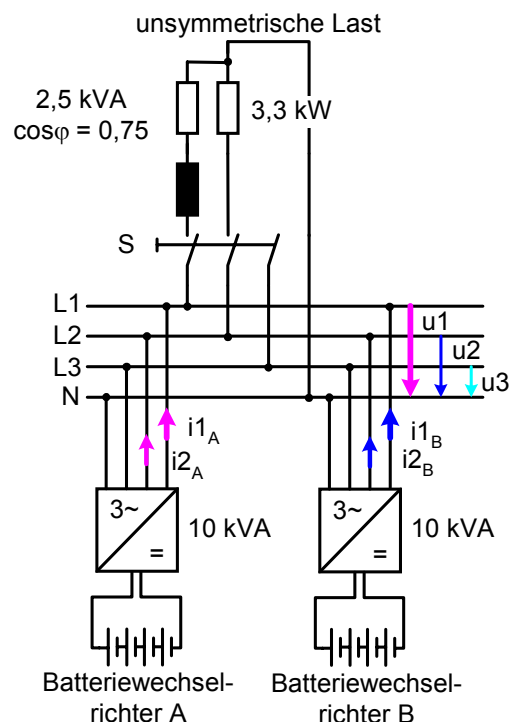


Bild 6.12: 2 Wechselrichter im Parallelbetrieb speisen eine unsymmetrische Last

Die Last ist im Stern geschaltet und hat folgende Daten:

L1: Serienschaltung von $R = 16 \Omega$ und $L = 43 \text{ mH} \Rightarrow$

$$Z = (16 + j13,5) \Omega = 20,9 \Omega \cdot e^{j40,2^\circ} \Rightarrow S = 2,53 \text{ kVA mit } \cos \varphi = 0,75$$

L2: $R = 16 \Omega \Rightarrow S = P = 3,3 \text{ kW}$

L3: unbelastet

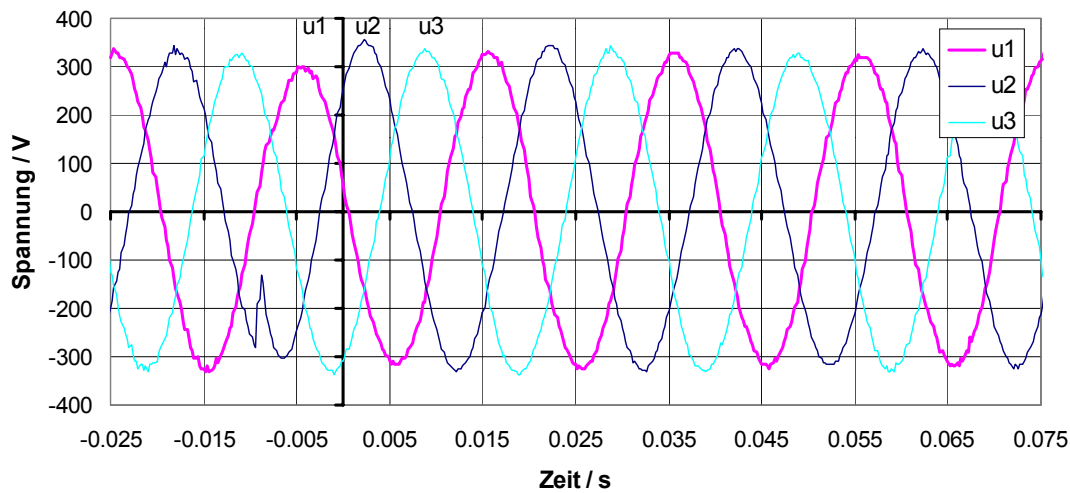


Bild 6.13: Sternspannungen an der Sammelschiene beim Zuschalten der unsymmetrischen Last

Die drei Sternspannungen (Bild 6.13) sind spätestens 20 ms nach dem Lastsprung wieder symmetrisch.

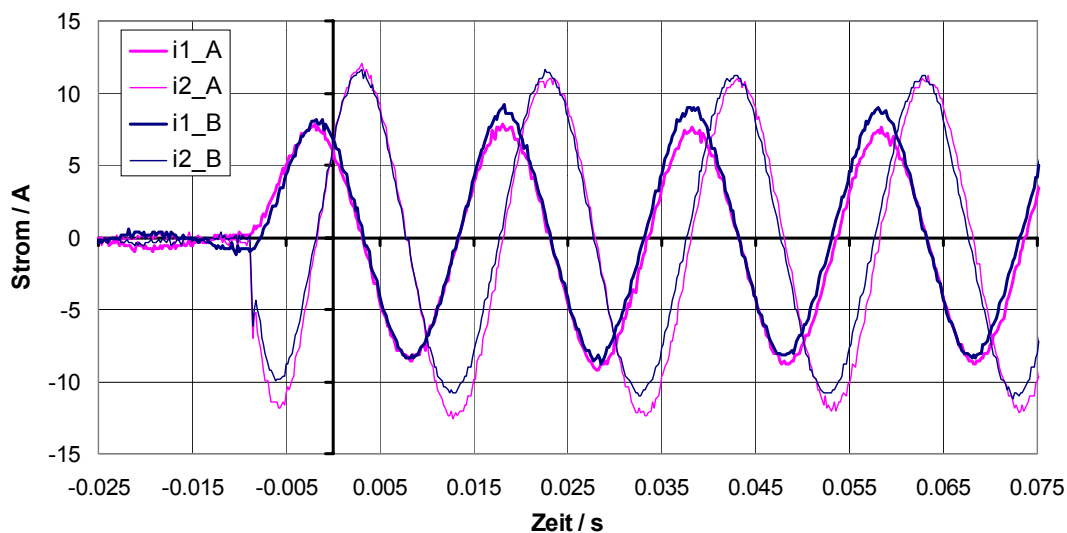


Bild 6.14: Ströme in der ersten und zweiten Phase von den Wechselrichtern A und B beim Zuschalten der unsymmetrischen Last

Die Lastaufteilung (Bild 6.14) ist wieder nahezu gleich, obwohl die Last unsymmetrisch ist. Die Ströme des Wechselrichters A haben nach dem Zuschalten der Last in beiden Phasen einen kleinen negativen Gleichanteil.

6.2.2 Speisung eines Motors

Es soll gezeigt werden, dass von den beiden Wechselrichtern im Parallelbetrieb nicht nur passive lineare Lasten gespeist werden können. In einem Inselnetz sollen auch Motoren betrieben werden können. Denkbare Anwendungen sind Pumpen, Hebevorrichtungen, Werkzeugmaschinen etc.. Ohne den Einsatz einer Regeleinrichtung haben alle Drehstrommaschinen einen hohen Anlaufstrom, der durch die geringe induzierte Gegenspannung bei niedrigen Drehzahlen bedingt ist. Um den hohen Anlaufstrom liefern zu können, müssen die Wechselrichter kurzfristig überlastbar sein. Der stationäre Betrieb eines Motors ist unproblematisch.

6.2.2.1 Messung 5: Einschalten einer unbelasteten Asynchronmaschine

Um zu zeigen, dass ein hoher Anlaufstrom für die Wechselrichter unproblematisch ist und dieser ebenfalls aufgeteilt wird, wurde eine unbelastete Asynchronmaschine an das Inselnetz geschaltet (Bild 6.15). Das Inselnetz wurde wieder von den beiden Batteriewechselrichtern im Parallelbetrieb bereitgestellt. Gemessen werden die gleichen Ströme und Spannungen wie bisher. Die Asynchronmaschine hat die Nennleistung $P_N = 5,5 \text{ kW}$ und eine Polpaarzahl $p = 1$.

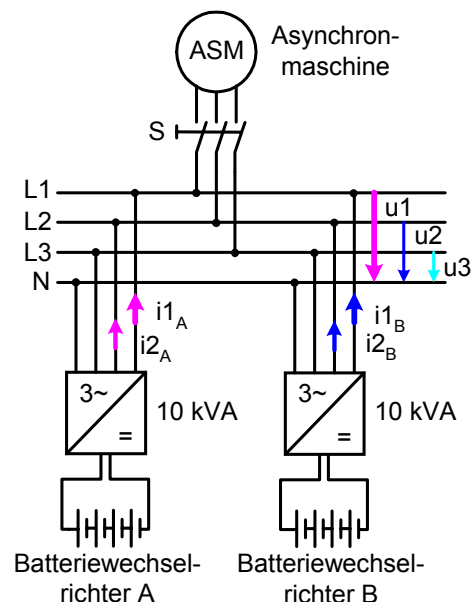


Bild 6.15: 2 Wechselrichter im Parallelbetrieb speisen eine Asynchronmaschine

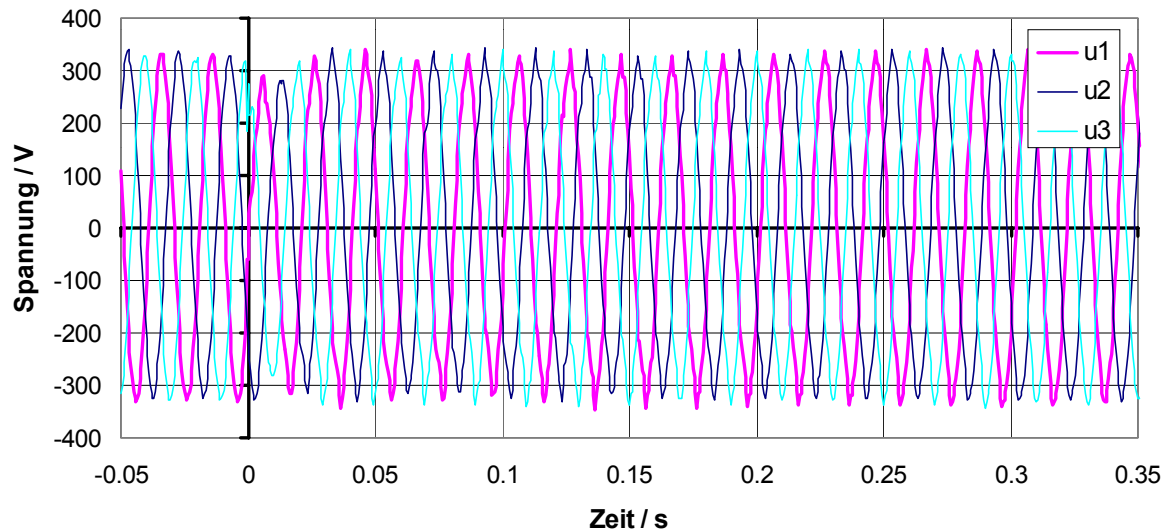


Bild 6.16: Sternspannungen an der Sammelschiene beim Zuschalten der unbelasteten Asynchronmaschine

Die Netzspannungen (Bild 6.16) sind für die Dauer einer Periode etwas reduziert.

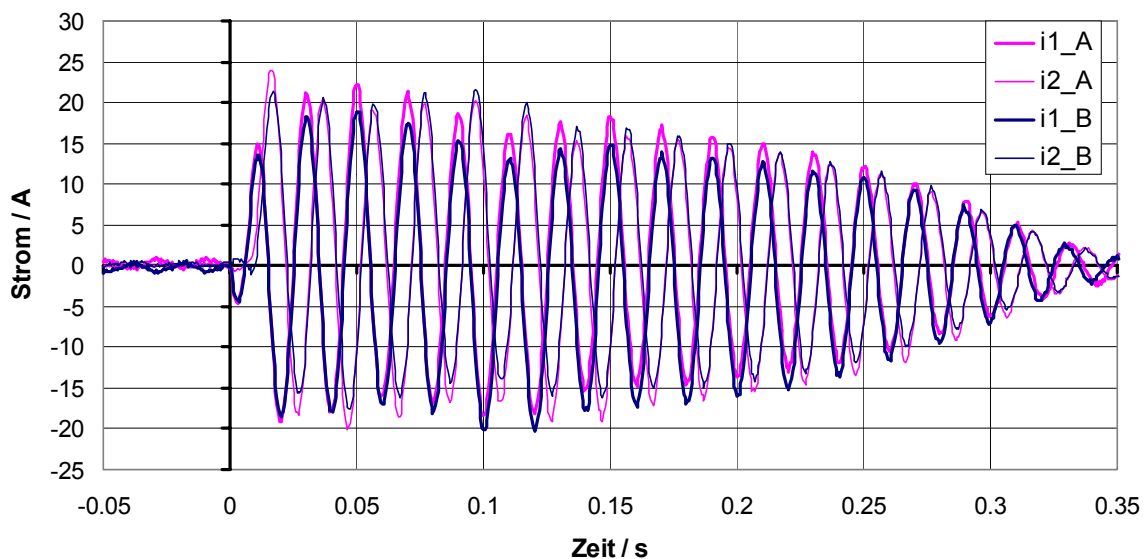


Bild 6.17: Ströme in der ersten und zweiten Phase von den Wechselrichtern A und B beim Zuschalten der unbelasteten Asynchronmaschine

Der hohe Anlaufstrom (Bild 6.17) der Asynchronmaschine, der einen Spitzenwert von 40 A übersteigt, wird zwischen den Wechselrichtern aufgeteilt. Etwa 0,35 s nach dem Zuschalten der Asynchronmaschine ist ihre Drehzahl etwa die Nenndrehzahl, und die beiden Wechselrichter müssen nur noch den Magnetisierungsstrom der leerlaufenden Maschine liefern.

Der selbe Motor läuft etwa genauso schnell an, wenn er nur von einem Wechselrichter gespeist wird. Der Anlaufstrom der Maschine ist doppelt so hoch wie der Nennstrom des einzelnen Wechselrichters. Dies ist kein Problem, da sich der Wechselrichter bei Überlast selber schützen kann (siehe Kapitel 7.2.4). Die Ausgangsspannung ist allerdings während der Überlastung nicht mehr ideal sinusförmig. Da in diesem Kapitel nur der Parallelbetrieb behandelt wird, wird keine Messung zu diesem Fall präsentiert.

6.3 Wechselrichter und Synchronmaschine im Parallelbetrieb

In der Mehrzahl der Fälle werden kleine Inselnetze durch einzelne Dieselgeneratoren bereitgestellt. Der Dieselgenerator ist im einfachsten Fall ein Synchrongenerator, der von einem Dieselmotor angetrieben wird. Für einen stabilen Betrieb ist zumindest eine Drehzahlregelung unabdingbar. Sinkt wegen einer zunehmenden Belastung die Drehzahl des Dieselgenerators ab, erhöht ein Drehzahlregler die Menge des eingespritzten Dieselkraftstoffes um die Wirkleistung zu erhöhen. Dieser Regler hat im Normalfall Proportionalverhalten, da er mechanisch oder hydraulisch ausgeführt wird. Damit verbleibt eine Regelabweichung. Dieses Verhalten entspricht dem, welches ein Wechselrichter bei der Verwendung einer Primärregelung mit Statiken aufgezwungen bekommt. Wird von dem Dieselgenerator Blindleistung gefordert, so geht die Klemmenspannung wegen der großen Synchronreaktanz der Synchronmaschine deutlich zurück. Zur Spannungshaltung ist deshalb eine Regelung der Erregung nötig. Auch diese wird am einfachsten als Proportionalregler ausgeführt.

Anstatt eines Verbrennungsmotors kann die Kraftmaschine eine Gas- oder Wasserturbine sein. Eine Dampfturbine ist in dem hier betrachteten relativ niedrigen Leistungsbereich unüblich. Auch in diesen Fällen wird die Umformung der mechanischen in die elektrische Energie durch eine Synchronmaschine durchgeführt, da eine Asynchronmaschine wegen ihres Blindleistungsbedarfs alleine kein Inselnetz bereitstellen kann. Die Regelung ist bei der Verwendung dieser Kraftmaschinen ähnlich wie beim Dieselmotor.

Bei einem Inselnetz, welches durch eine konventionelle Energiequelle versorgt wird, kann es sich lohnen, Energie aus regenerativen Energiequellen einzuspeisen. Da deren Leistungsangebot nicht regelbar oder konstant ist, ist der Einsatz eines

Speichers (meist ein Batteriespeicher) sinnvoll. Auch ohne die Einspeisung von regenerativen Energien macht der Verbundbetrieb von einer Kraftmaschine und einem Speicher Sinn. Im Schwachlastbetrieb kann die Kraftmaschine abgeschaltet werden, da diese im Teillastbereich normalerweise einen sehr schlechten Wirkungsgrad hat. Muss die Kraftmaschine arbeiten, kann der Speicher geladen und die Kraftmaschine besser ausgelastet werden.

Möchte man ein bestehendes Inselnetz aufwerten, so ist ein Parallelbetrieb der Kraftmaschine mit einem Batteriewechselrichter die einzige Möglichkeit, die keine Änderung des bestehenden Inselnetzes erfordert und nur eine neue Komponente integriert.

Wenn man ein neues Inselnetz aufbaut, ist der modulare und redundante Parallelbetrieb auf alle Fälle eine gute Versorgungsstrategie.

Mit den nachfolgenden Messungen soll belegt werden, dass der aufgebaute Batteriewechselrichter mit einer geregelten Synchronmaschine ohne Kommunikation parallel betrieben werden kann.

6.3.1 Beschreibung des benutzten Dieselgenerators

Für die Experimente stand ein Dieselgenerator zu Verfügung. Dieser Standarddieselgenerator (K-6/4 von Honda) hat eine Bemessungsleistung von 4,5 kVA. Der Drehzahlregler des Dieselgenerators hat das beschriebene Proportionalverhalten [Bechtel 1994]. Unbelastet liegt die Frequenz der Ausgangsspannung bei 52 Hz, unter Vollast bei 49 Hz. Dies entspricht einer $P(f)$ -Statik. Die Ausgangsspannung nimmt mit steigender induktiver Belastung ab. Dies entspricht einer $Q(U_n)$ -Statik. Es besteht keine Möglichkeit die Regelung des Dieselgenerators zu ändern. Der Dieselgenerator würde sich besser in das Inselnetz einpassen, wenn seine Drehzahl bei Vollast bis auf 48 Hz zurückgehen würde. Auch wurde festgestellt, dass bei der gleichen Belastung durchaus unterschiedliche Drehzahlen möglich sind.

Der Dieselgenerator hat eine Ausgangsspannung, die einen deutlichen Anteil höherer Harmonischen enthält (Bild 6.18). Diese Harmonischen sind durch die Nutzung des Synchrongenerators bedingt.

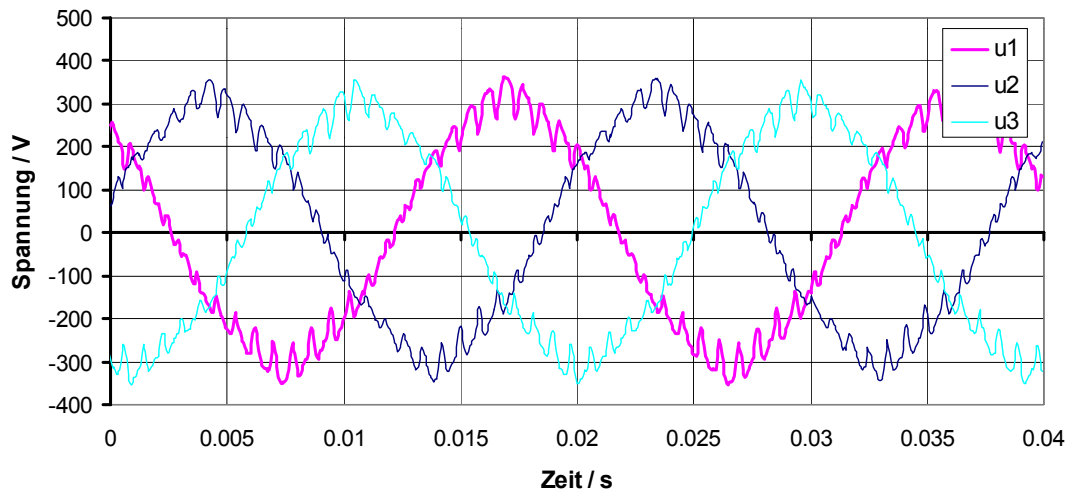


Bild 6.18: Sternspannungen des unbelasteten Dieselgenerators

Die beschriebenen Eigenschaften machen deutlich, dass der zur Verfügung stehende Dieselgenerator nicht unbedingt prädestiniert für einen Parallelbetrieb mit einer anderen Spannungsquelle ist. Trotzdem kann mit den folgenden Messungen gezeigt werden, dass ein Parallelbetrieb des Dieselgenerators mit den aufgebauten Batteriewechselrichtern stabil und auch sinnvoll ist.

6.3.2 Ein Batteriewechselrichter und der Dieselgenerator im Parallelbetrieb

6.3.2.1 Messung 6: Verbesserung der Spannungsqualität durch Einsatz eines Batteriewechselrichters

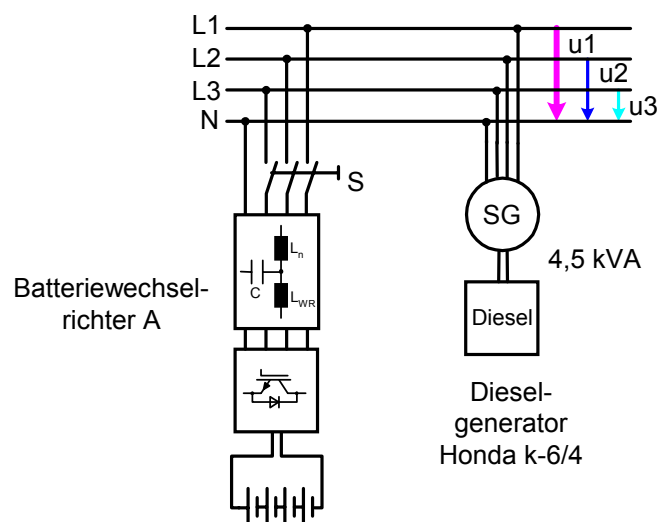


Bild 6.19: Wechselrichter mit Dieselgenerator im Parallelbetrieb (unbelastet)

Wie in Bild 6.18 gezeigt wurde, hat die Ausgangsspannung des Dieselgenerators im Leerlauf einen erheblichen Anteil an höheren Harmonischen. Durch den Parallelbetrieb mit einem Batteriewechselrichter lässt sich die Spannungsqualität erheblich verbessern.

Bei der Messung in Bild 6.18 war der Schalter S in Bild 6.19 geöffnet. Wird der Schalter S geschlossen, ohne dass die Pulse des Wechselrichters freigegeben werden, so bedeutet dies, dass drei Serienschaltungen von L_n mit C in einer Sternschaltung an das Netz gelegt werden. Es ergeben sich Sternspannungen des Netzes nach Bild 6.20.

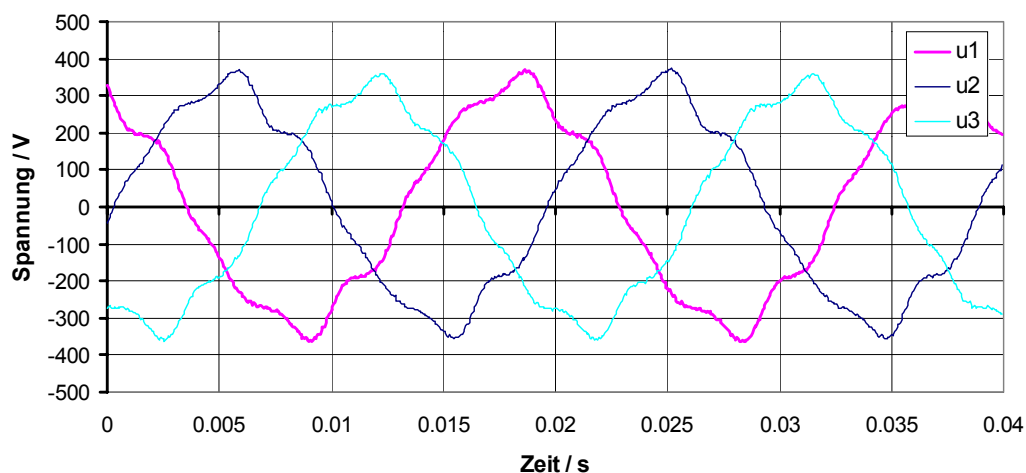


Bild 6.20: Sternspannungen des Dieselgenerators bei angeschlossenem LCL-Filter

Im Bild 6.21 werden die gleichen Spannungen gezeigt, wenn nun die Transistoren der Wechselrichterbrücke getaktet werden.

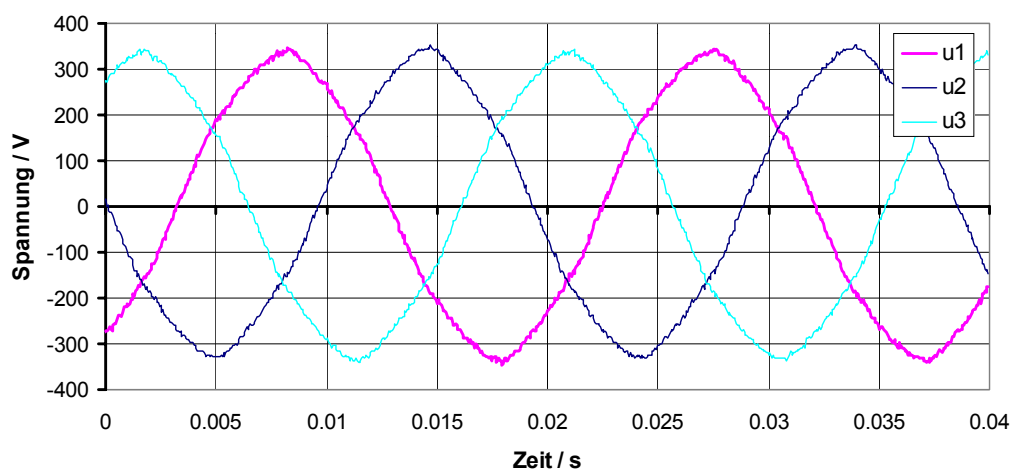


Bild 6.21: Sternspannungen an der Sammelschiene, wenn der Dieselgenerator und der Wechselrichter angeschlossen sind, aber keine Leistung austauschen

Die Synchronisation des Wechselrichters auf die nicht sinusförmige Netzspannung funktioniert problemlos, da das Synchronisationsverfahren nur die Grundschiwingung der Netzspannung betrachtet (siehe Kapitel 7.1). Der Wirk- und der Blindleistungsregler erhalten bei dieser Messung nicht wie sonst die Sollwerte aus Statiken, sondern diese werden zu Null vorgegeben, damit mit dem Dieselgenerator kein Leistungsaustausch erfolgt. Der Batteriewechselrichter läuft sozusagen im Stand-by als „voltage conditioner“. Die Netzspannung ist deutlich weniger verzerrt (Bild 6.21).

Mit diesen Messungen soll auch gezeigt werden, dass wenn die Netzspannung beim Parallelbetrieb von Wechselrichter und Dieselgenerator von der Sinusform abweicht, dies durch den Dieselgenerator verursacht wird, und der Wechselrichter im Rahmen seiner Möglichkeiten die Spannungsqualität verbessert.

Bei allen weiteren Versuchen, in denen ein oder zwei Batteriewechselrichter mit dem Dieselgenerator zusammenarbeiten, wird der Wechselrichter so behandelt, als ob er nur eine Bemessungsleistung von 5 kVA hätte. Damit ändern sich die Parameter der verwendeten Statiken nach (6.1). Ansonsten wird die Regelungsstruktur nicht verändert. Mit den veränderten Statiken haben der Dieselgenerator und der Wechselrichter etwa das gleiche Leistungsvermögen. Damit lässt sich die Stromaufteilung zwischen diesen verschiedenen Quellen besser beurteilen. Zudem wird auch dem Trugschluss vorgebeugt, dass der Parallelbetrieb nur deshalb möglich ist, weil der Batteriewechselrichter mit einer Bemessungsleistung von 10 kVA erheblich stärker ist als der Dieselgenerator und diesem seine Ausgangsspannung aufzwingt.

6.3.2.2 Messung 7: Speisung einer ohmschen Last

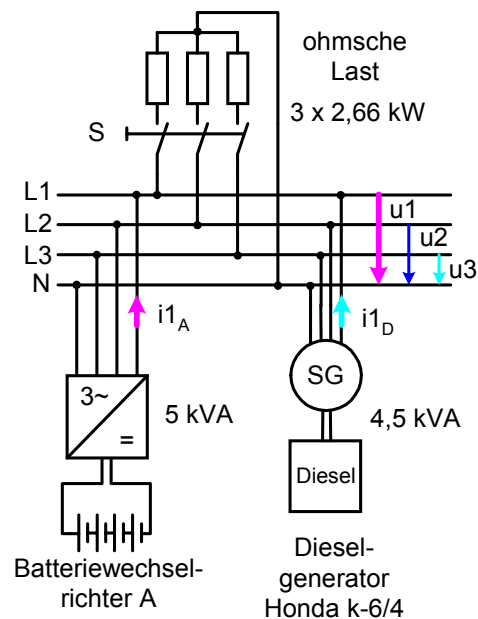


Bild 6.22: Wechselrichter und Dieselgenerator im Parallelbetrieb (ohmsche Last)

Der Dieselgenerator und ein Batteriewechselrichter arbeiten im Parallelbetrieb (Bild 6.22). Gezeigt werden die drei Netzspannungen (Bild 6.23) und die Netzströme des Wechselrichters und des Dieselgenerators in der ersten Phase (Bild 6.24).

Zuerst ist das Netz unbelastet. Die Statik des Wechselrichters und das Verhalten des Drehzahlreglers des Diesels führen dazu, dass wenn das Netz unbelastet ist, die Batterien des Wechselrichters geladen werden. Dies ist ein sinnvoller Betriebszustand, der alleine aus den Statiken der beiden Quellen folgt und nicht durch eine Betriebsführung veranlasst werden muss! Die Netzfrequenz ergibt sich aus den Statiken und ist etwa 51 Hz.

Zum Zeitpunkt $-0,05$ s wird die rein ohmsche dreiphasige Last eingeschaltet, die eine Leistung von 8 kW benötigt. Dies entspricht etwa 160 % der Leistungsfähigkeit einer der beiden Quellen. Im ersten Moment nach dem Zuschalten der Last stellen sich die Ströme der beiden Quellen unbeeinflusst von den Reglern ein. Da der Diesel vor dem Zuschalten der Last Wirkleistung geliefert hat, liefert er auch nun den größeren Strom. Der Strom des Wechselrichters macht einen Phasensprung von 180° . Im Anschluss daran verringert die Primärregelung des Wechselrichters die Leistungsabgabe, weil die Frequenz noch recht hoch ist. Der Synchrongenerator bringt die restliche Leistung auf, die zu einem Großteil aus der Rotationsenergie des Dieselgenerators gedeckt wird. Damit nimmt die Frequenz der Netzspannung

ausgehend von den bisherigen 51 Hz langsam ab. Mit sinkender Frequenz übernimmt der Wechselrichter ab etwa 0,02 s wieder mehr Leistung. Zum Zeitpunkt 0,17 s ist die Frequenz am weitesten abgesunken und der Wechselrichter gibt die größte Leistung ab. Der Drehzahlregler des Dieselgenerators hat ab diesem Zeitpunkt bewirkt, dass mehr Kraftstoff in den Motor eingespritzt wird. Der Diesel übernimmt wieder mehr Last und die Frequenz steigt leicht an.

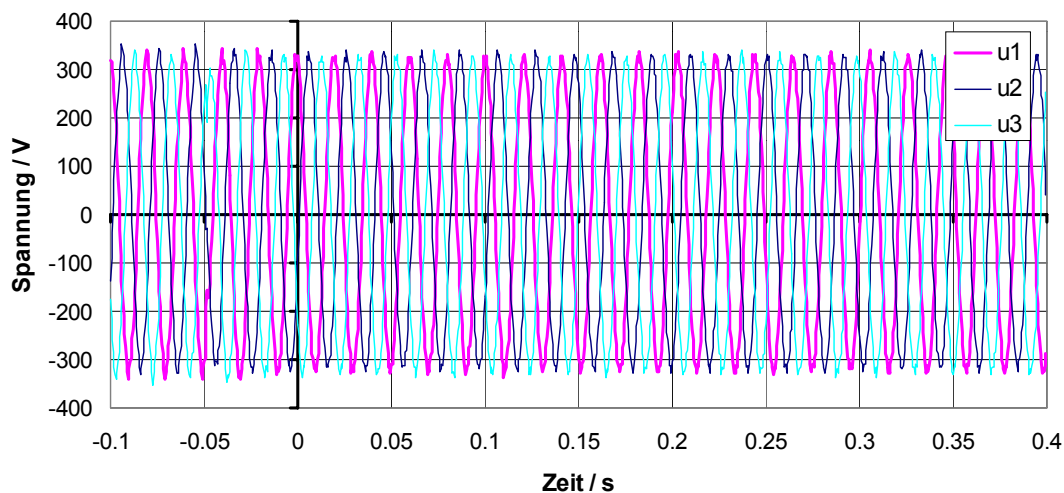


Bild 6.23: Sternspannungen an der Sammelschiene beim Zuschalten der ohmschen Last

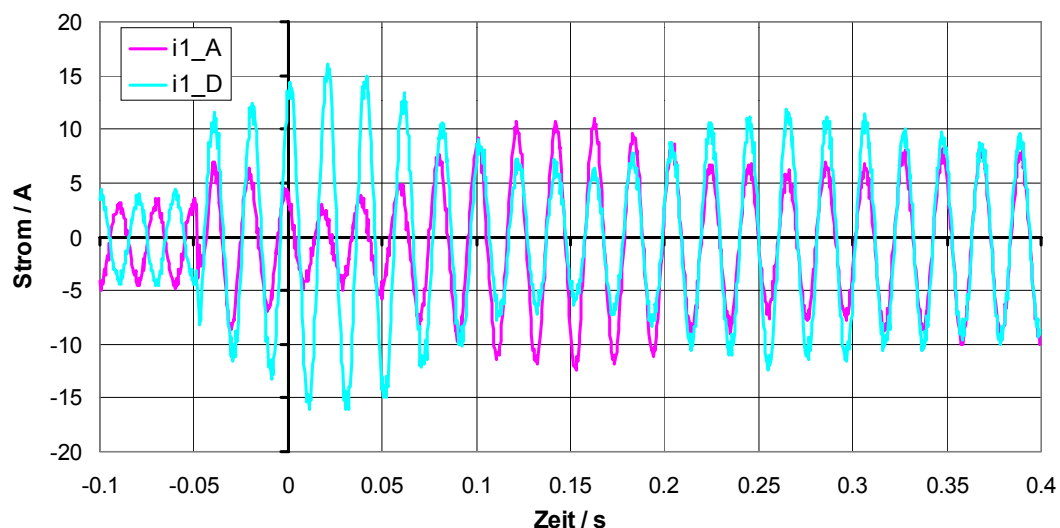


Bild 6.24: Ströme in der ersten Phase des Wechselrichters (A) und des Dieselgenerators (D) beim Zuschalten der ohmschen Last

In den ersten 200 ms wird also ein Teil der benötigten Wirkleistung aus der Rotationsenergie des Dieselgenerators geliefert, weshalb die Frequenz abnimmt.

Dabei können sich Ströme einstellen, die deutlich über dem Nennstrom des Dieselgenerators liegen. Dies ist für den Synchrongenerator kein Problem. Die beschriebene unsymmetrische Lastaufteilung während den ersten 200 ms nach dem Lastwechsel ist also keine Schwingung, wie sich auf den ersten Blick vermuten lässt, sondern nur dadurch bedingt, dass der Drehzahlregler des Dieselgenerators naturgemäß eine im Vergleich zum Wechselrichter erhebliche Totzeit hat bis die Einspritzung von Kraftstoff in den Motor erhöht wird.

Im stationären Zustand ist die Lastaufteilung gleich, obwohl die Regelung des Dieselgenerators nicht für den Parallelbetrieb ausgelegt ist. Beide Quellen speisen gemeinsam eine Last, die deutlich größer ist als die Nennlast einer einzelnen Quelle.

6.3.2.3 Messung 8: Speisung einer induktiven Last

Bei der nächsten Messung arbeiten wieder ein Batteriewechselrichter und der Dieselgenerator im Parallelbetrieb. Eine dreiphasige, symmetrische induktive Last wird zugeschaltet (Bild 6.25). Gemessen werden wieder die gleichen Spannungen und Ströme wie bei der vorherigen Messung.

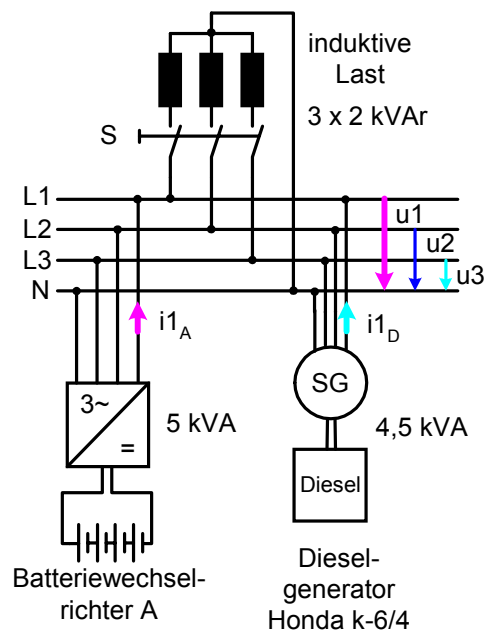


Bild 6.25: Wechselrichter und Dieselgenerator im Parallelbetrieb (induktive Last)

Im Leerlauf lädt der Wechselrichter wieder seine Batterien (Bild 6.27). Auch im stationären Fall nach dem Zuschalten der induktiven Last sind die Ströme von Dieselgenerator und Wechselrichter nicht phasengleich, da weiterhin die Frequenz bei etwa 51 Hz liegt, deshalb der Wechselrichter seine Batterien lädt und der Dieselgenerator die Wirkleistung dafür liefert. Die Lastaufteilung erfolgt deutlich schneller, da bei dem Dieselgenerator kein Drehzahlregler mit Totzeit zu reagieren hat, sondern die Spannung alleine wegen der Reaktanz der Synchronmaschine zurückgeht.

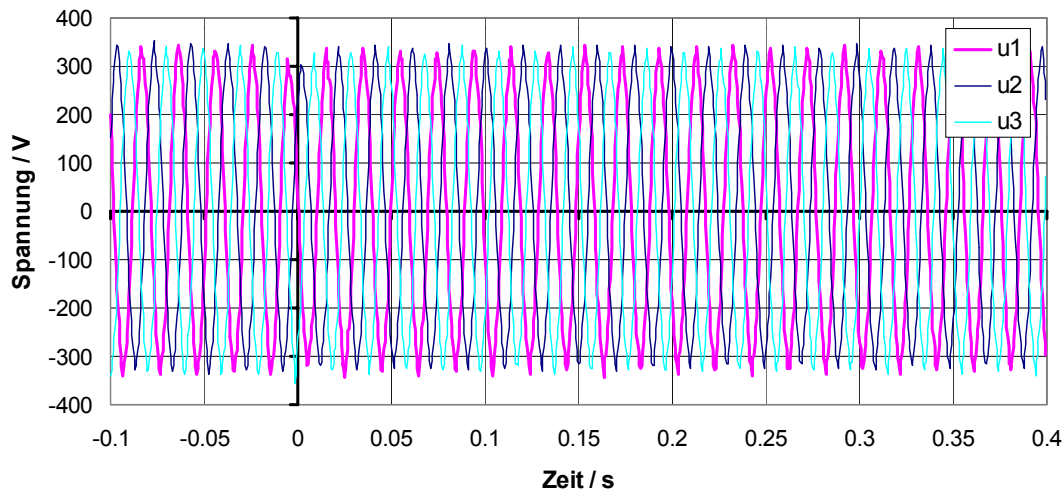


Bild 6.26: Sternspannungen an der Sammelschiene beim Zuschalten der induktiven Last

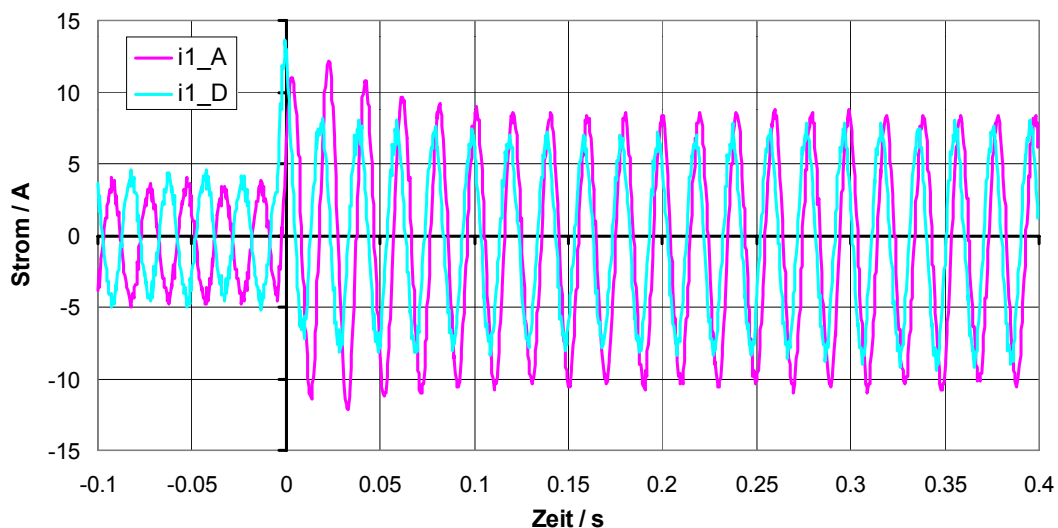


Bild 6.27: Ströme in der ersten Phase des Wechselrichters (A) und des Dieselgenerators (D) beim Zuschalten der induktiven Last

Ob die Synchronmaschine auch eine Regelung der Erregung hat ist nicht bekannt, aber höchst wahrscheinlich der Fall. Auch die Messung stützt diese Vermutung. Die Netzspannungen (Bild 6.26) werden etwa 20 ms nach der Zuschaltung der Last wieder erhöht. Dies kann nicht alleine dem Wechselrichter zugeschrieben werden, da die Lastaufteilung näherungsweise gleich bleibt. Auf alle Fälle ist auch die wahrscheinlich vorhandene Regelung der Erregung deutlich schneller als die Drehzahlregelung, da hier nur die Erregerzeitkonstante ins Gewicht fällt. Die Aufteilung der Blindleistung erfolgt jedenfalls überraschend gut.

6.3.2.4 Messung 9: Speisung einer ohmsch-induktiven Last

Bei dieser Messung werden der Dieselgenerator und der Wechselrichter mit einem Verbraucher belastet, der eine Wirkleistung $P = 8 \text{ kW}$ und eine Blindleistung $Q = 6 \text{ kVAr}$ benötigt (Bild 6.28). Dies entspricht einer Scheinleistung von 10 kVA und einem $\cos\varphi = 0,8$.

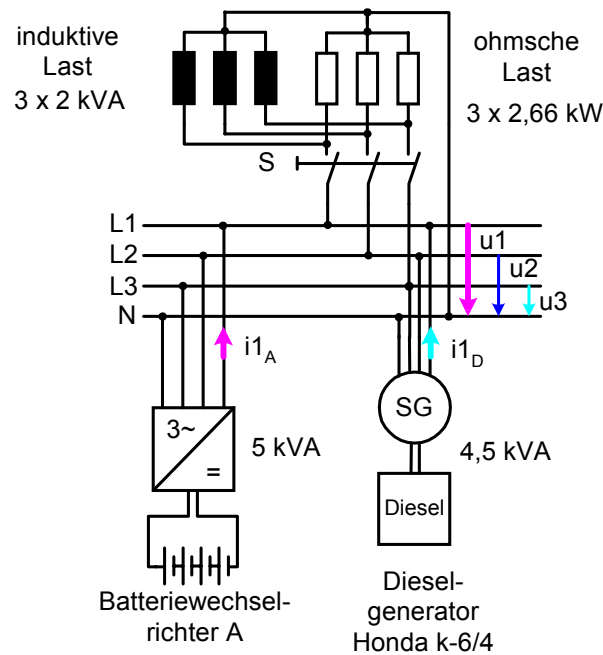


Bild 6.28: Wechselrichter und Dieselgenerator im Parallelbetrieb (ohmsch-induktive Last)

Die Interpretation der Zeitverläufe von Spannungen (Bild 6.29) und Strömen (Bild 6.30) entspricht der bei getrennter Zuschaltung der beiden Lasten. Die Messung zeigt, dass die zwei Quellen in der Lage sind gemeinsam eine Last zu speisen, die doppelt so groß ist wie die Leistungsfähigkeit einer Quelle, ohne dass eine der Quellen signifikant überlastet wird.

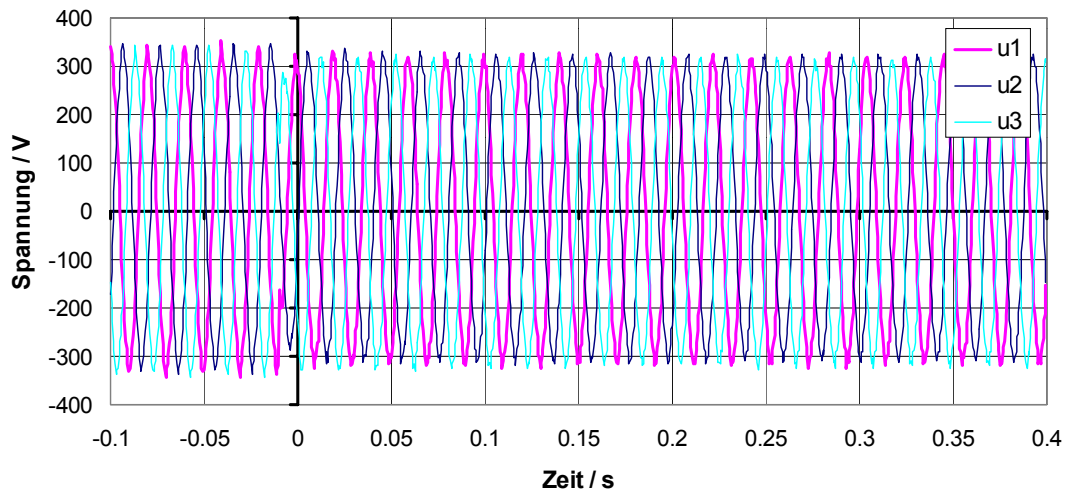


Bild 6.29: Sternspannungen an der Sammelschiene beim Zuschalten der ohmsch-induktiven Last

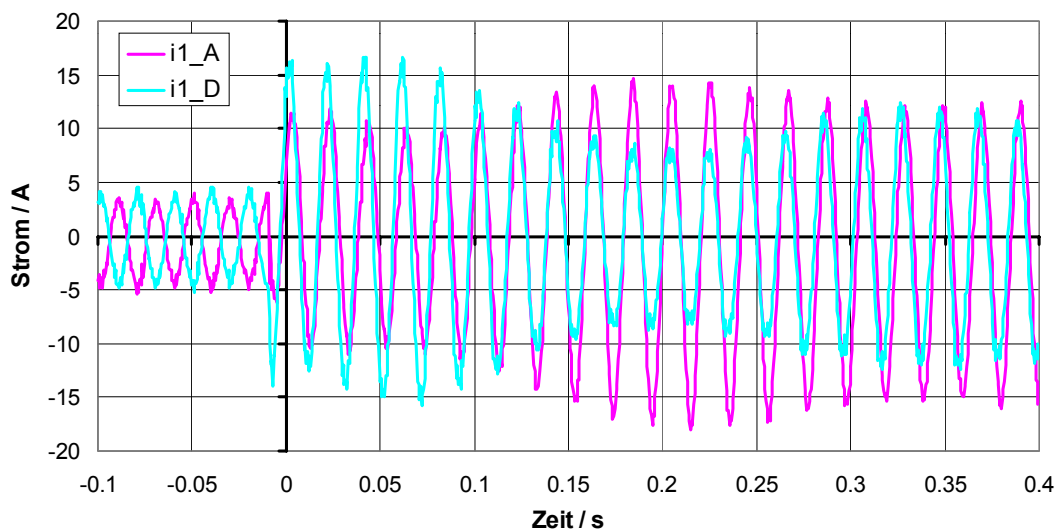


Bild 6.30: Ströme in der ersten Phase des Wechselrichters (A) und des Dieselgenerators (D) beim Zuschalten der ohmsch-induktiven Last

6.3.3 Zwei Batteriewechselrichter und der Dieselgenerator im Parallelbetrieb

In den folgenden Messungen werden zwei Wechselrichter zusammen mit dem Dieselgenerator betrieben. Beide Wechselrichter werden wieder so behandelt, als ob sie eine Bemessungsleistung von 5 kVA hätten, das heißt lediglich die Statiken waren verändert.

6.3.3.1 Messung 10: Leerlauf

Zuerst ist der Schalter S geöffnet, also das Netz nicht belastet. Gemessen werden die in Bild 6.31 eingetragenen Spannungen und Ströme. Im Leerlauf (Bild 6.32, Bild 6.33) laden beide Batteriewechselrichter ihre Batterie und der Diesel liefert die nötige Wirkleistung. Die höheren Harmonischen im Strom sind durch die nicht sinusförmige Polradspannung des Synchrongenerators bedingt. Die Ströme der beiden Wechselrichter sind nicht völlig identisch, da die Wechselrichter eine unterschiedliche Blindleistung liefern. Dies ist durch einen kleinen Unterschied in ihrer Netzspannungsmessung bedingt.

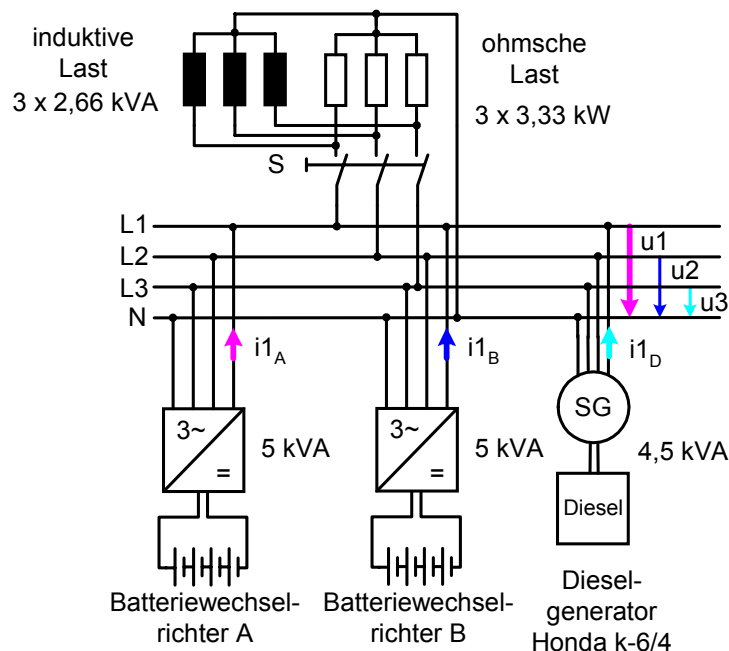


Bild 6.31: Die 2 Wechselrichter und der Dieselgenerator im Parallelbetrieb (ohmsch-induktive Last)

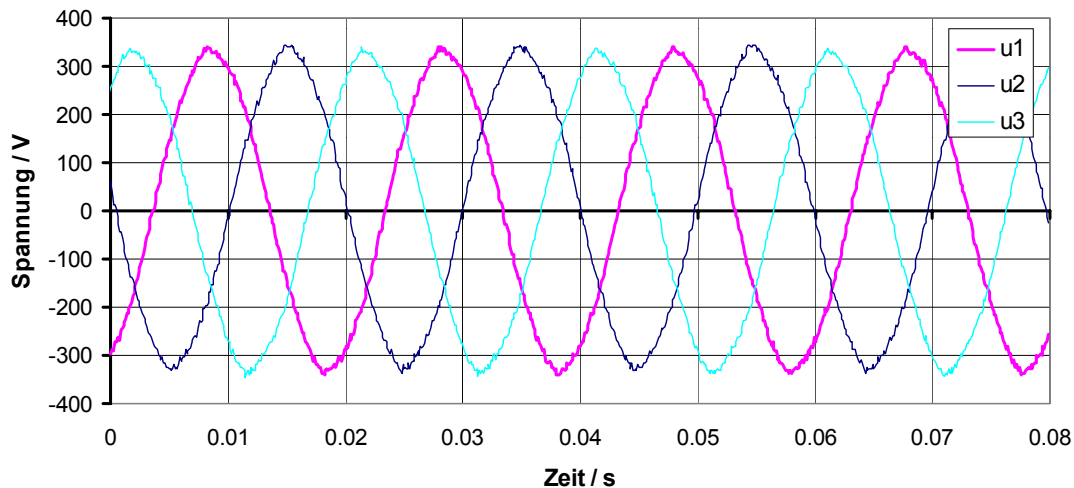


Bild 6.32: Sternspannungen an der Sammelschiene (Leerlauf, stationär)

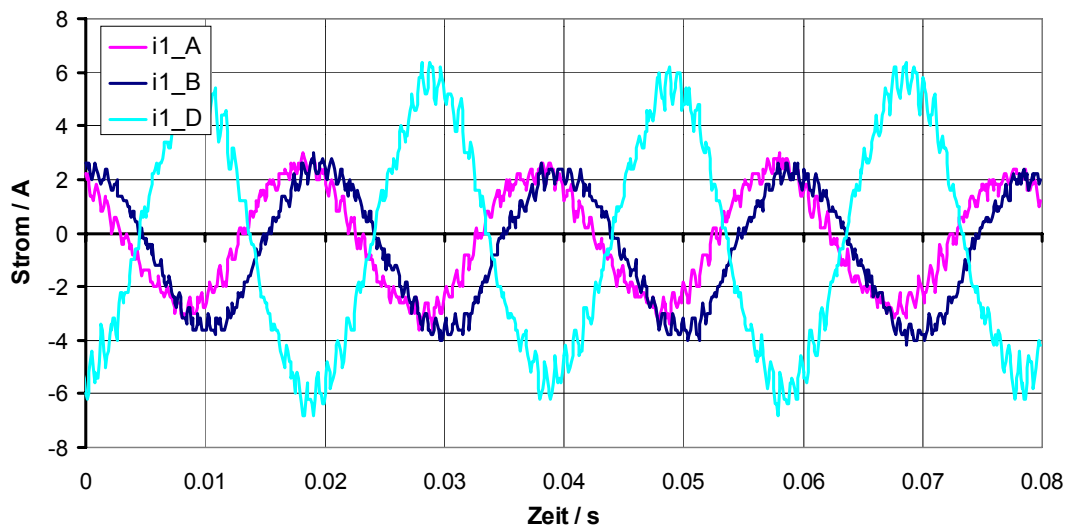


Bild 6.33: Ströme in der ersten Phase der Wechselrichter (A und B) und des Dieselgenerators (D) (Leerlauf, stationär)

6.3.3.2 Messung 11: Belastung mit einer ohmsch-induktiven Last

Wieder sind die beiden Batteriewechselrichter und der Dieselgenerator im Parallelbetrieb. Die Konfiguration ist die gleiche wie in Bild 6.31, der Schalter S ist nun geschlossen. Die Last fordert eine Blindleistung von $Q = 8 \text{ kVAR}$ und eine Wirkleistung von $P = 10 \text{ kW}$. Die Gesamtlast entspricht etwa $3 \times 85\%$ der Bemessungsleistung einer Quelle ($S = 12,8 \text{ kVA}$; $\cos\varphi = 0,78$). Die Netzspannungen (Bild 6.34) sind symmetrisch und sinusförmig. Die Aufteilung der Last (Bild 6.35) zwischen den Wechselrichtern ist sehr gut. Die Lastaufteilung mit dem Dieselgenerator kann nicht beeinflusst werden und hängt von dessen Drehzahl- und

Spannungsregelung ab. Die Lastaufteilung mit dem Dieselgenerator ist aber ebenfalls gut.

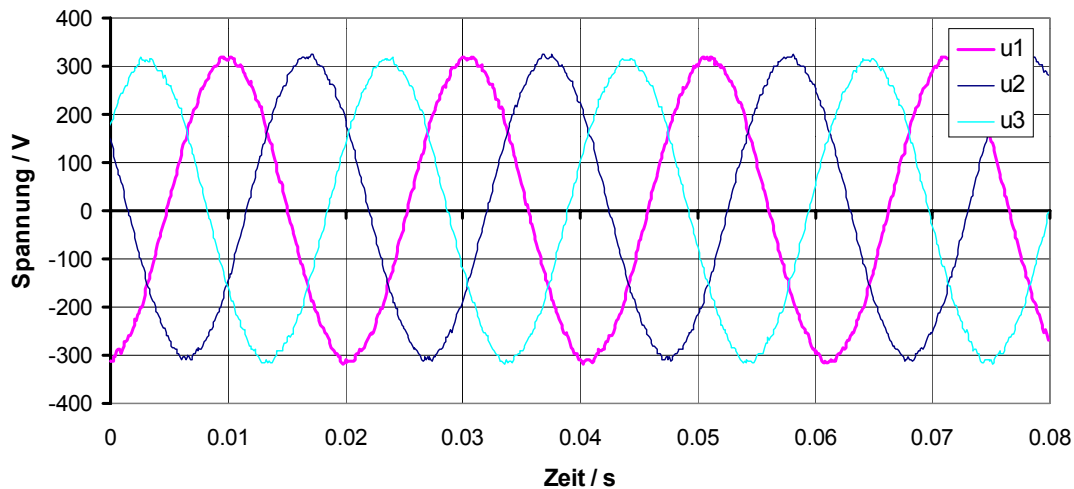


Bild 6.34: Sternspannungen an der Sammelschiene (ohmsch-induktive Last, stationär)

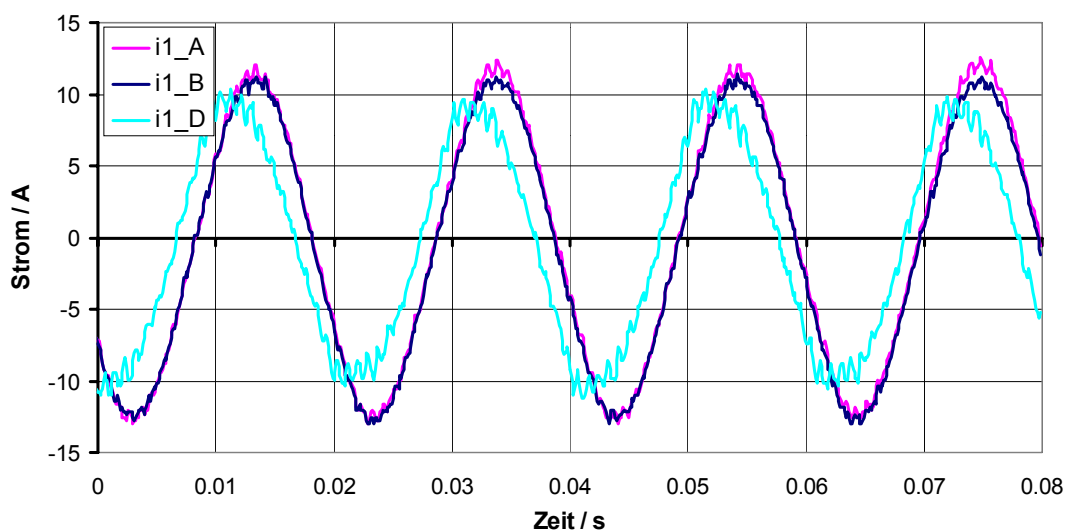


Bild 6.35: Ströme in der ersten Phase der Wechselrichter (A und B) und des Dieselgenerators (D) (ohmsch-induktive Last, stationär)

Lastzuschaltungen werden für diese Netzkonfiguration nicht gezeigt. Die Zeitverläufe in diesen Fällen sind sehr ähnlich zu denen, wenn nur ein Wechselrichter und der Dieselgenerator parallel betrieben werden. Die Ströme der beiden Wechselrichter sind auch bei Lastsprüngen fast gleich.

Mit den Messungen 10 und 11 wird gezeigt, dass auch der kommunikationslose Parallelbetrieb von mehr als zwei Quellen problemlos ist. Mehr Quellen standen nicht

zur Verfügung, aber theoretisch ist die Anzahl der parallelschaltbaren Quellen nicht begrenzt.

6.4 Wechselrichter als unterbrechungsfreie Stromversorgung (USV)

Die Kondensatorspannungsregelung mit überlagerten Leistungsreglern ermöglicht, den Batteriewechselrichter auch an einem starren Netz zu betreiben. Dabei ist es nicht nötig, die Sollwerte für die beiden Leistungsregler aus Statiken abzuleiten. Da das starre Netz jede beliebige Leistung aufnehmen bzw. abgeben kann, ist der Betrieb mit einer festen Leistungsvorgabe an einem starren Netz stabil. Werden Statiken benutzt um die Sollwerte für die Leistungsregler abzuleiten, dann stellt sich genau ein Wertepaar P^* und Q^* ein, das mit der festen Netzfrequenz und dem festen Effektivwert der Netzspannung korrespondiert. Werden Statiken des Typ 1 benutzt und sind die Basisfrequenz f_0 bzw. die Basisspannung U_{n0} gleich den Werten der starren Netzspannung, so sind die Sollwerte für die beiden Leistungsregler Null, und der Batteriewechselrichter tauscht mit dem Netz keine Leistung aus.

Mit vier Messungen soll gezeigt werden, dass der Batteriewechselrichter mit der vorgestellten Regelung hervorragend als unterbrechungsfreie Stromversorgung (USV) geeignet ist. Unter einer USV wird ein Gerät verstanden, welches dafür sorgt, dass eine Last immer versorgt wird, auch wenn ein normalerweise vorhandenes Versorgungsnetz ausfällt. Eine beispielhafte Konfiguration wird in Bild 6.36 gezeigt.

Im Normalfall ist der Schalter S geschlossen und die Last wird aus dem öffentlichen Netz versorgt. Der Batteriewechselrichter arbeitet im Parallelbetrieb und liefert eine feste Leistung, die aus den Statiken abgeleitet wird und die wie oben ausgeführt z. B. Null sein kann. Tritt im Versorgungsnetz ein Fehler auf, so kann dieses durch den Schalter S abgetrennt werden. Nun muss der Batteriewechselrichter die Last versorgen. Der Ausfall des Netzes muss vom Batteriewechselrichter nicht erkannt werden, und auch die Regelung ist beim Netzparallelbetrieb und bei dem sich im Notfall ergebenden Inselbetrieb die gleiche. Damit tritt keine zusätzliche Verzögerung bei der Versorgung der zu schützenden Last auf. Lediglich die Dynamik der Spannungsregelung bestimmt den Spannungseinbruch an der Last beim Wegfall des Versorgungsnetzes. Der Netzbereich, der vom Versorgungsnetz abgetrennt werden kann, wird „gesicherter Bereich“ genannt.

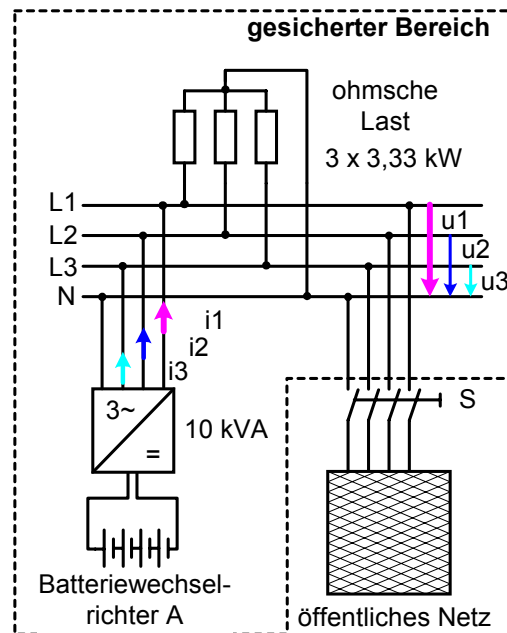


Bild 6.36: Wechselrichter als USV (ohmsche Last)

Es wird nicht näher darauf eingegangen, welche Fehler im Versorgungsnetz auftreten können und welche Kriterien dazu führen, dass der Schalter S geöffnet wird. Im Kapitel 7.2.1 wird gezeigt, dass der Batteriewechselrichter kurzschlussfest ist und auch in der Lage ist, Sicherungsautomaten schnell und zuverlässig auszulösen. Dies könnte eine Möglichkeit sein, das Netz bei einem Fehler durch eine Sicherung automatisch abzutrennen. Der Fehler müsste nicht mehr erkannt werden. Ob dieses Verfahren in der Praxis jeden Fehlerfall zuverlässig beherrscht und auch bezüglich Vorschriften zulässig ist wurde nicht geklärt, da die Entwicklung einer USV nicht das Ziel dieser Arbeit war.

USV-Anlagen werden überall dort eingesetzt, wo auch kurze Spannungsunterbrechungen zu erheblichen Schäden führen. Das sind z. B. Rechenzentren, Krankenhäuser oder sensible Industriebetriebe (Halbleiterfertigung).

6.4.1.1 Messung 12: Ein Wechselrichter als USV – ohmsche Last

Ein Batteriewechselrichter arbeitet im Netzparallelbetrieb. Die Konfiguration ist wie in Bild 6.36. Gemessen werden die drei Sternspannungen im gesicherten Bereich und die drei Ausgangsströme des Batteriewechselrichters. Solange das Netz verfügbar ist wird die symmetrische Last von 10 kW praktisch vollständig aus dem Netz versorgt, da der Batteriewechselrichter bei einer Netzfrequenz von 50 Hz aus seiner Statik den Leistungssollwert $P^* = 0 \text{ W}$ ableitet. Auch der Effektivwert der Netzspannung war bei der Messung etwa 230 V, so dass der Wechselrichter nur

wenig Blindleistung liefert. In Bild 6.38 ist zu sehen, dass die Ströme des Batteriewechselrichters sehr klein sind, solange das Netz vorhanden ist. Zum Zeitpunkt $-0,002$ s wird das Versorgungsnetz abgetrennt und der Wechselrichter muss die Last versorgen. Die Last entspricht der Nennlast! Die Spannungen (Bild 6.37) brechen ein und sind nach etwa 3 ms wiederhergestellt. Die Spannung in der dritten Phase bricht am stärksten ein, da zu dem Zeitpunkt als das Netz abgetrennt wird, der Strom in der ohmschen Last gerade sein Maximum hatte. Interessant ist auch, dass die vom Wechselrichter bereitgestellte Spannung deutlich sinusförmiger ist als die Netzspannung!

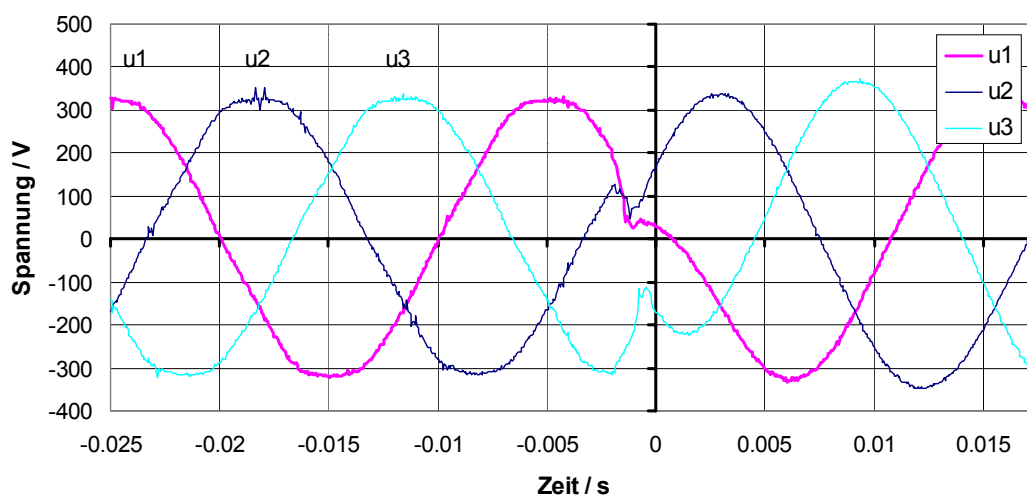


Bild 6.37: Sternspannungen im gesicherten Bereich (USV-Einsatz; ohmsche Last)

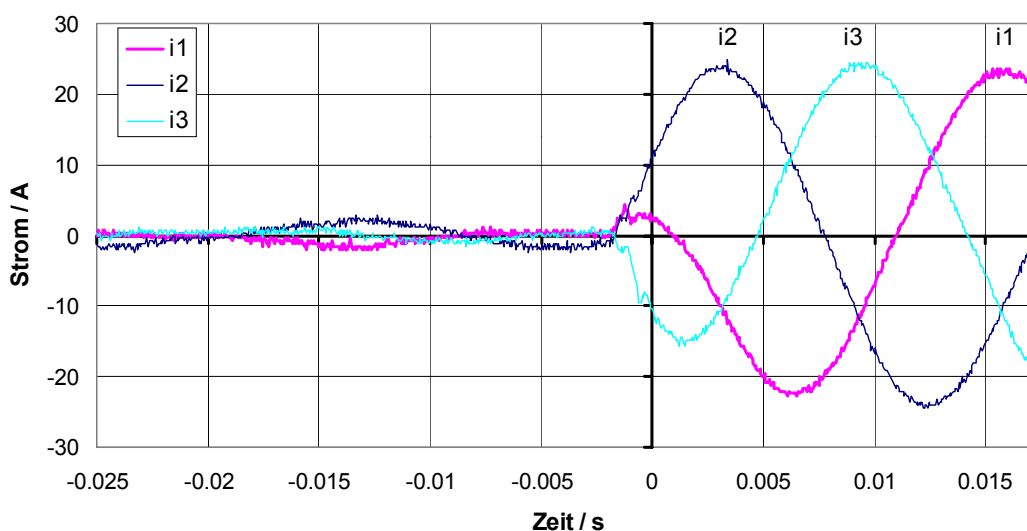


Bild 6.38: Ströme in den drei Phasen des Wechselrichters (USV-Einsatz; ohmsche Last)

6.4.1.2 Messung 13: Ein Wechselrichter als USV – ohmsch-induktive Last

Mit der Messung 13 wird der USV-Betrieb bei einer ohmsch-induktiven Last gezeigt. (Bild 6.39). Die Last benötigt eine Wirkleistung $P = 6 \text{ kW}$ und eine Blindleistung $Q = 5 \text{ kVAr}$. Dies entspricht einer Scheinleistung $S = 7,81 \text{ kVA}$ bei einem $\cos\varphi = 0,77$.

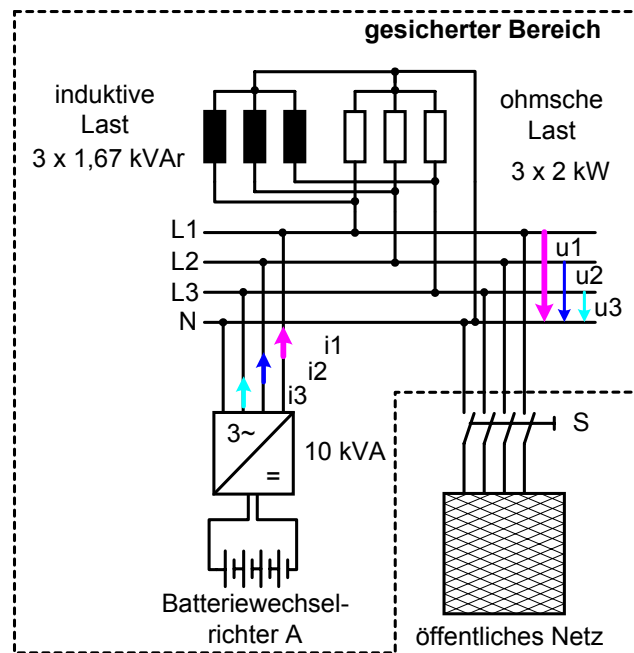


Bild 6.39: Wechselrichter als USV (ohmsch-induktive Last)

Die Einbrüche in den Spannungen (Bild 6.40) sind ähnlich wie in Messung 12. Geringere Einbrüche in den Spannungen des gesicherten Bereichs lassen sich nur mit einer schnelleren Spannungsregelung oder mit einer Berücksichtigung des Wechselrichterausgangsstroms (Bild 6.41) als Störgröße für die Regelung erreichen.

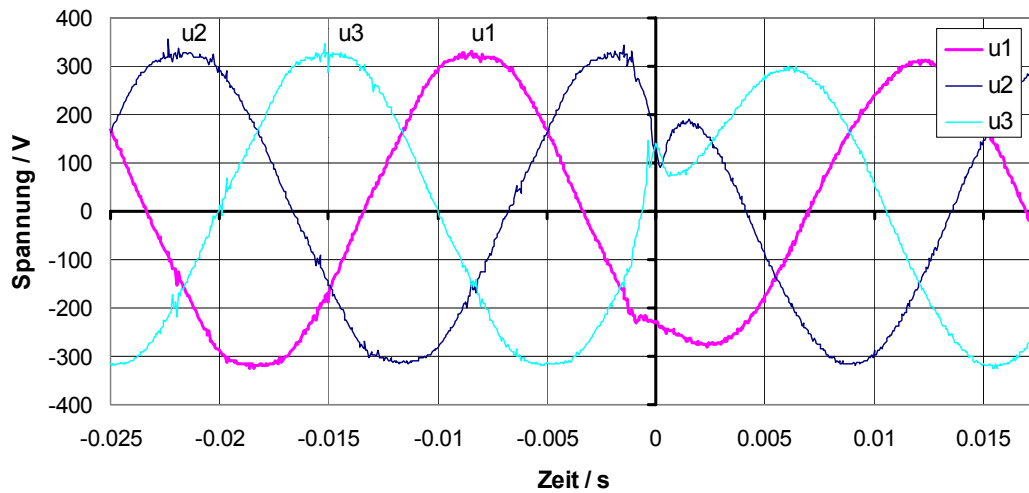


Bild 6.40: Sternspannungen im gesicherten Bereich (USV-Einsatz; ohmsch-induktive Last)

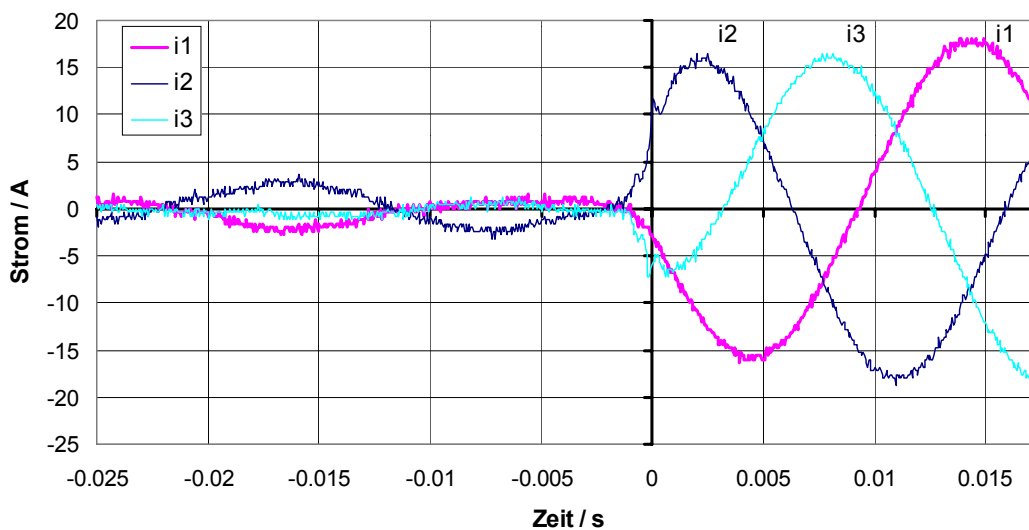


Bild 6.41: Ströme in den drei Phasen des Wechselrichters (USV-Einsatz; ohmsch-induktive Last)

6.4.1.3 Messung 14: Ein Wechselrichter als USV – unsymmetrische Last

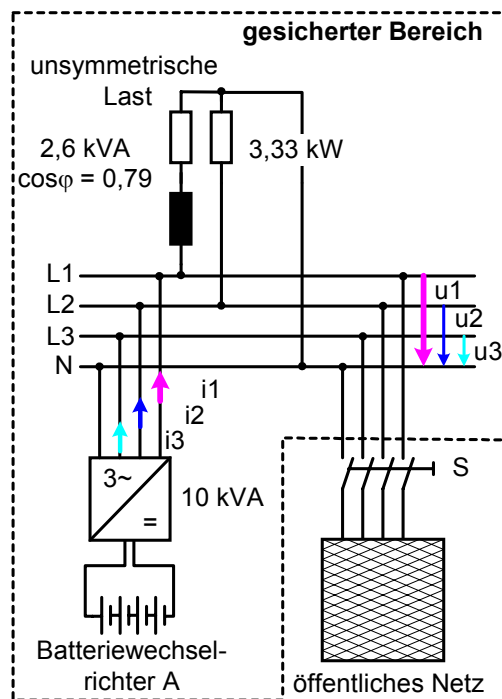


Bild 6.42: Wechselrichter als USV (unsymmetrische Last)

Mit Messung 14 wird gezeigt wie die sichere Versorgung einer unsymmetrischen ohmsch-induktiven Last erfolgt.

Die Last in Bild 6.42 ist im Stern geschaltet und hat folgende Daten:

L1: Serienschaltung von $R = 16 \Omega$ und $L = 40 \text{ mH} \Rightarrow$

$$Z = (16 + j12,6) \Omega = 20,4 \Omega \cdot e^{j38,2^\circ} \Rightarrow S = 2,6 \text{ kVA mit } \cos\varphi = 0,79$$

L2: rein ohmsch belastet mit 3,33 kW

L3: unbelastet

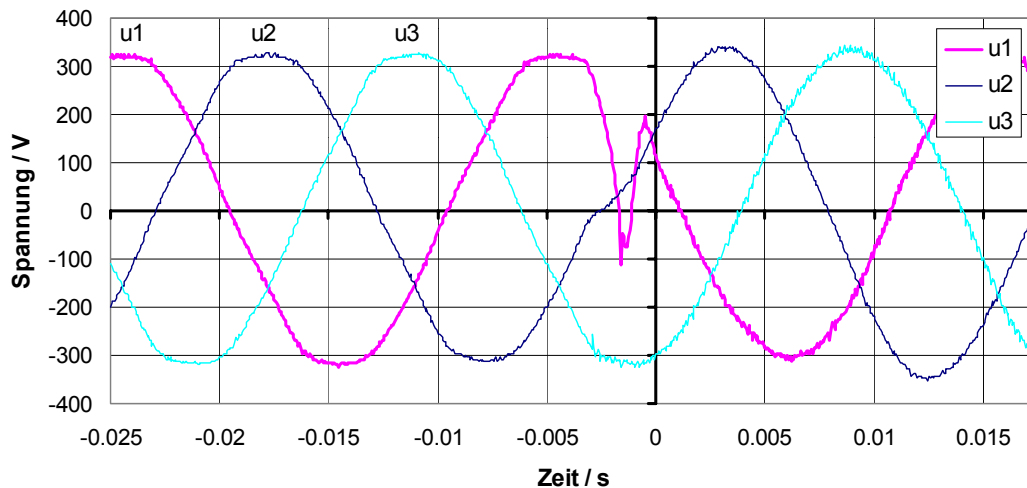


Bild 6.43: Sternspannungen im gesicherten Bereich (USV-Einsatz; unsymmetrische Last)

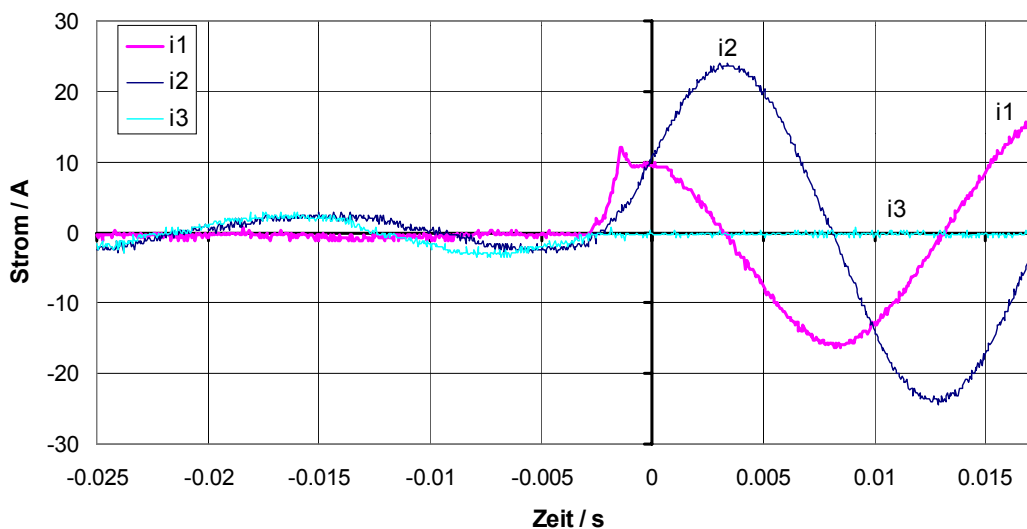


Bild 6.44: Ströme in den drei Phasen des Wechselrichters (USV-Einsatz; unsymmetrische Last)

Der Spannungseinbruch (Bild 6.43) in der ersten Phase ist relativ stark, dauert aber auch nur etwa 3 ms. Die Spannung in der zweiten Phase ist nahezu unverändert, obwohl die Last dieser Phase der Nennlast entspricht, da das Netz fast im Spannungsnulldurchgang weggeschaltet wird. Die Spannung der unbelasteten Phase 3 ist völlig unbeeinflusst durch das Wegschalten des Netzes. Die Ausgangsströme des Wechselrichters sind in Bild 6.44 zu sehen.

6.4.1.4 Messung 15: Zwei Wechselrichter im Parallelbetrieb als USV

Um die Zuverlässigkeit der Versorgung des gesicherten Bereichs zu erhöhen, kann man mehrere Batteriewechselrichter anschließen. Es können zu beliebigen

Zeitpunkten Wechselrichter an den gesicherten Bereich angeschlossen werden oder z. B. für Wartungsmaßnahmen entfernt werden. Dazu müssen die Wechselrichter nicht anders konfiguriert werden. Das Hinzufügen von Wechselrichtern ist nicht nur aus Gründen der Redundanz nötig, sondern kann auch dazu dienen, die Leistungsfähigkeit der USV-Anlage zu erhöhen, wenn sich der Bedarf erhöht. Die Konfiguration für die Messung ist in Bild 6.45 dargestellt.

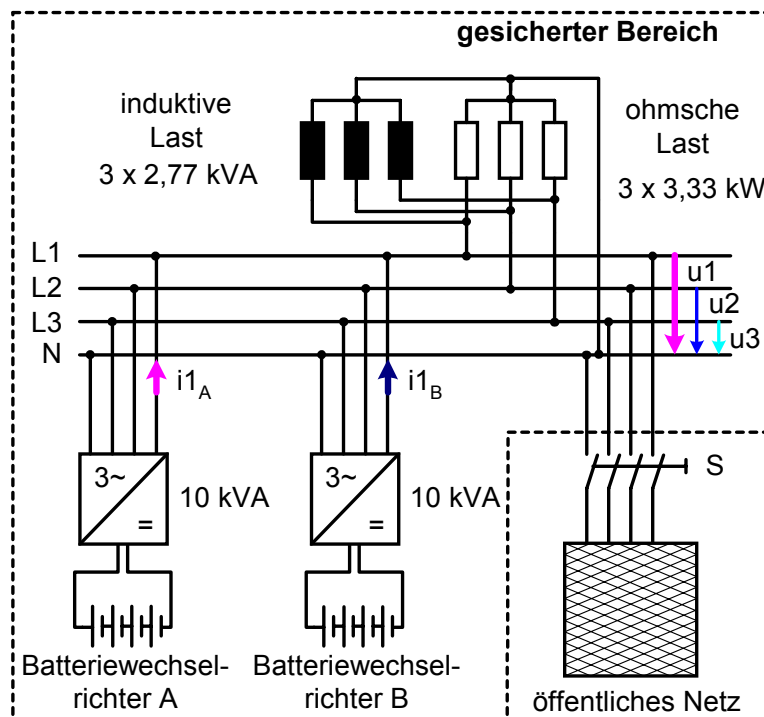


Bild 6.45: 2 Wechselrichter als USV (ohmsch-induktive Last)

Die zu versorgende Last ist ohmsch-induktiv und symmetrisch. Sie benötigt eine Wirkleistung von 10 kW und eine Blindleistung von 8,3 kVAr. Dies entspricht einer Scheinleistung von 13 kVA und einem $\cos\varphi$ von 0,77. Gemessen werden die drei Sternspannungen des gesicherten Bereichs und die Netzströme von beiden Wechselrichtern in der ersten Phase.

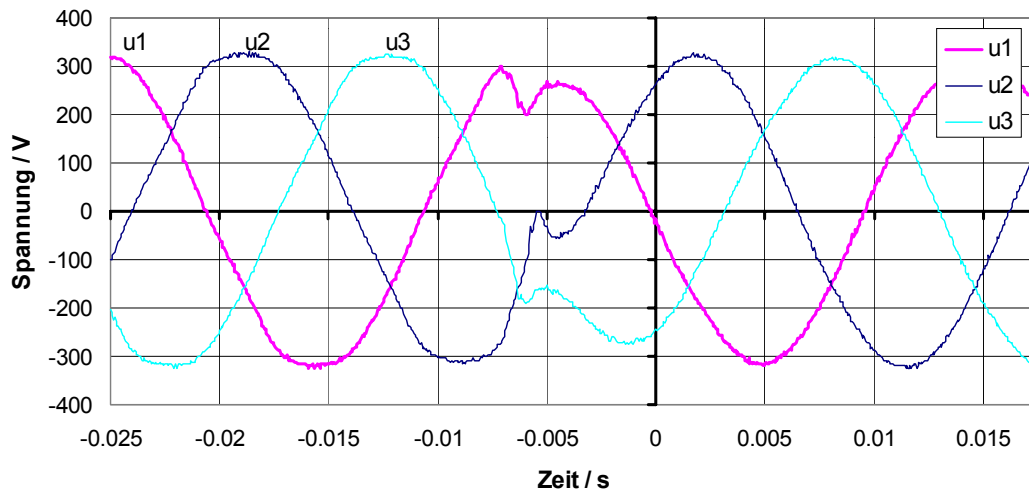


Bild 6.46: Sternspannungen im gesicherten Bereich (USV-Einsatz; 2 Wechselrichter ohmsch-induktive Last)

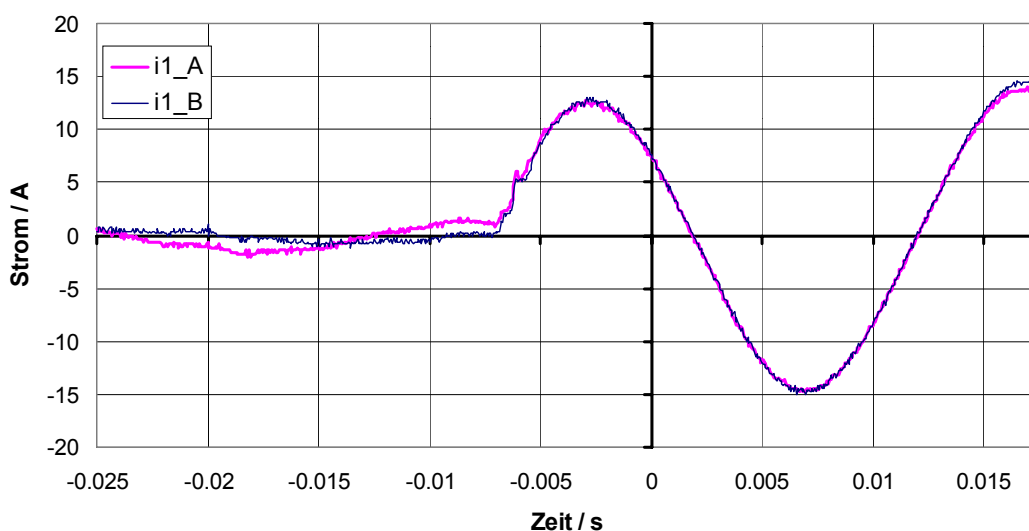


Bild 6.47: Ströme in der ersten Phase der zwei Wechselrichter (USV-Einsatz; ohmsch-induktive Last)

Die Spannungseinbrüche Bild 6.46 sind nicht ganz so ausgeprägt wie bei den vorherigen Messungen, bei denen nur ein Wechselrichter die Last gespeist hat. Dies liegt daran, dass der Lastsprung kleiner ist - jeder Wechselrichter wird „nur“ mit 65 % seiner Bemessungsleistung beansprucht. Die Aufteilung der Ströme Bild 6.47 ist ideal.

Mit den Messungen zum USV-Betrieb wird gezeigt, dass der Batteriewechselrichter innerhalb von 3 ms den Ausfall eines Versorgungsnetzes vollständig kompensieren kann. Ein Parallelbetrieb mit weiteren Wechselrichtern bietet sich an, um die Versorgungssicherheit zu erhöhen.

Wenn das Versorgungsnetz vorhanden ist, kann durch Verschieben der $P(f)$ -Statik des Wechselrichters jede erlaubte Wirkleistung eingestellt und z. B. die Batterie geladen werden. Fällt das Netz aus, muss an der Regelung nichts geändert werden! Durch Verschieben der $Q(U_n)$ -Statik könnte der Wechselrichter Grundschiwungsblindleistung kompensieren. Dafür müsste ihm aber ein Sollwert mitgeteilt werden.

Möchte man ohne die Vorgabe eines Sollwerts eine Blindleistungskompensation durchführen, so kann man den gesicherten Bereich über eine Drossel mit dem Versorgungsnetz verbinden. Dann wird ein Blindleistungsaustausch mit dem Netz den Effektivwert der Spannung im gesicherten Bereich verändern und der Batteriewechselrichter wird entsprechend Blindleistung einspeisen. Wenn der gesicherte Bereich durch eine Drossel vom Netz entkoppelt ist, lässt sich auch die Spannungsqualität durch den Wechselrichter verbessern. Die Blindleistungskompensation und die Verbesserung der Spannungsqualität hängen natürlich von der Leistungsfähigkeit des/der Wechselrichter(s) und der Größe der Entkopplungsdrossel ab. Ein USV-System welches diese Möglichkeit nutzt, wurde in [Kawabata 2001] vorgestellt. Das USV-System erlaubt einen Parallelbetrieb mit dem Netz aber keinen Parallelbetrieb mit weiteren USV-Einheiten.

6.5 Wechselrichter für die Energieeinspeisung

Dass es möglich ist, einen hohen Anteil von regenerativen Energien in unsere Elektrizitätsversorgung zu integrieren, wurde in [Quaschnig 2000] beschrieben. Im vorhergehenden Kapitel 6.4 wird gezeigt, dass der Netzparallelbetrieb mit einer Spannungsregelung möglich ist. Man kann also dieses Regelungsverfahren auch für Wechselrichter benutzen, die eine bestimmte Wirkleistung in ein bestehendes Netz einspeisen sollen. Das können z. B. Windkraftanlagen, Photovoltaikanlagen, Brennstoffzellenkraftwerke oder Blockheizkraftwerke mit Mikrogasturbinen sein. Dem Wirkleistungsregler der Primärregelung muss dann die gewünschte Einspeisleistung fest vorgegeben werden, sie wird also nicht mehr aus einer Statik abgeleitet. Die Spannungsregelung mit überlagerter Leistungsregelung ist aufwändiger, als

einen Strom in ein bestehendes Netz einzuspeisen. Dieser größere Aufwand lässt sich aber rechtfertigen. Erfolgt zusätzlich zur festgelegten Wirkleistungseinspeisung eine Blindleistungseinspeisung, die aus einer Statik des Typ 1 abgeleitet wird, so leistet der Wechselrichter einen Beitrag zur Spannungsstabilität. An zwei Beispielen soll veranschaulicht werden, dass dies sinnvoll ist.

Im öffentlichen Verbundnetz kann es in schwachen Netzbereichen Probleme bei der Spannungshaltung geben. Windparks in den Küstengebieten Deutschlands befinden sich zumeist in weniger dicht besiedelten Gebieten an Endpunkten des Verteilungsnetzes. Wenn die Spannungsstabilität durch die Einspeisungen verbessert wird, kann auf zusätzliche Einrichtungen oder einen Ausbau der Netze verzichtet und trotzdem die Einspeiseleistung erhöht werden. Ähnliche Probleme werden auftreten, falls sich in Zukunft Brennstoffzellen-BHKWs im privaten Bereich durchsetzen. Die Netze in unseren Städten sind zumeist nicht dafür ausgelegt, dass sich die Energieflussrichtung umkehrt. Stufentransformatoren müssen z. B. nur dafür sorgen, dass ihre Ausgangsspannung bei starker Belastung erhöht wird. Bei einer umgekehrten Energieflussrichtung erhöht sich ihre Ausgangsspannung, und die Stufentransformatoren müssten ihre Ausgangsspannung reduzieren können. Wenn die Einspeisungen ihre Blindleistung regulieren können, lassen sich die Spannungserhöhungen vermeiden.

Damit ist ein gewichtiges Argument gegen den Ausbau von regenerativen Energiequellen und gegen den Einsatz dezentraler Energieerzeugung entkräftet.

7 Schutzfunktionen

In diesem Kapitel werden wichtige Funktionen vorgestellt, die für einen sicheren Betrieb des Batteriewechselrichters nötig sind. Es werden Strategien entwickelt, die dem Schutz des Wechselrichters, aber auch dem Schutz des Netzes und der angeschlossenen Verbraucher dienen.

7.1 Synchronisation

Falls der Wechselrichter nicht alleine arbeitet, müssen die Sollwerte der Kondensatorspannungsregler vor dem Einschalten des Wechselrichters auf eine eventuell anstehende Netzspannung synchronisiert werden. Erst nach erfolgter Synchronisation dürfen die Ansteuersignale für die Transistoren der Wechselrichterbrücke freigegeben oder ein möglicherweise vorhandener Netzschalter geschlossen werden. Falls ein Netzschalter verwendet wird, muss dem Wechselrichter zur Synchronisation die Spannung hinter dem offenen Schalter bekannt sein. Im Kapitel 7.2.2 wird gezeigt, dass der Wechselrichter bei einer Fehlsynchronisation auf ein starres Netz sich selber schützen kann ohne abzuschalten. Trotzdem ist ein synchronisiertes Zuschalten immer anzustreben.

Der Effektivwert und die Frequenz der Netzspannung werden gemessen, so dass die Sollwerte für die Kondensatorspannungsregler bis auf die Phase bestimmt sind (vgl. Gleichungen (5.11)). Analog zum Effektivwert und der Frequenz könnte man versuchen, die Phase der Netzspannung zu bestimmen und diese im Sollwert zu berücksichtigen. Die Phase ist aber keine absolute Größe und lässt sich nur gegenüber einem Bezugssystem bestimmen. Es ist deshalb naheliegend, die Phasendifferenz zwischen Netzspannung und Sollwert nicht explizit zu bestimmen, sondern mit einem Regelkreis zu minimieren.

Es wird ein einfacher Phasenregelkreis (engl. Phase Locked Loop – PLL) gesucht, der die Phase ϑ zwischen der Netzspannung und dem Sollwert minimiert. Der klassische PLL besteht aus einem Phasendetektor PD, der die Aufgabe hat, an seinem Ausgang ein Signal zu liefern, welches ein Maß für die Phase zwischen den beiden Eingangssignalen ist. Da dieses Signal normalerweise kein reines Gleich-

signal ist, muss es noch mit einem Tiefpass TP gefiltert werden. Das gefilterte Signal ist das Steuersignal für einen spannungsgesteuerten Oszillator (engl. voltage controlled oscillator – VCO). Der VCO liefert ein Ausgangssignal mit einer bestimmten Frequenz, die durch das Eingangssignal erhöht oder erniedrigt wird. Im stationären Zustand haben die beiden Eingangssignale des Phasendetektors die gleiche Frequenz und je nach Ausführung des VCO eine kleine oder gar keine Phasendifferenz.

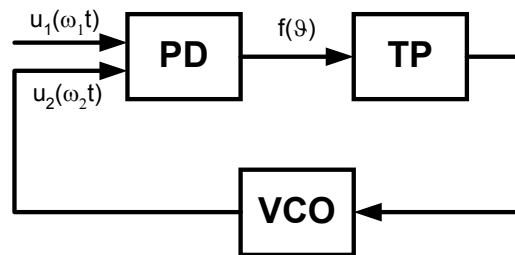


Bild 7.1: Klassischer Phasenregelkreis (Phase Locked Loop, PLL)

Ist der Wechselrichter noch nicht mit dem Netz verbunden oder die Pulse für die Wechselrichterbrücke noch nicht freigegeben, so müssen die Sollwerte der Kondensatorspannungen auf die Netzspannungen synchronisiert werden. Für die Wirkleistungsregelung wird wie in Kapitel 5.2 bzw. Bild 5.4 beschrieben, die Phase der Kondensatorspannungssollwerte geregelt. Es bietet sich somit die Möglichkeit, einen Phasenregelkreis zur Synchronisation in diese Regelungsstruktur einzufügen. Der Schalter in Bild 7.2 verbindet die Punkte 1 und 0 im normalen Betrieb. Müssen die Sollwerte der Kondensatorspannungen synchronisiert werden, so sind die Punkte 2 und 0 verbunden.

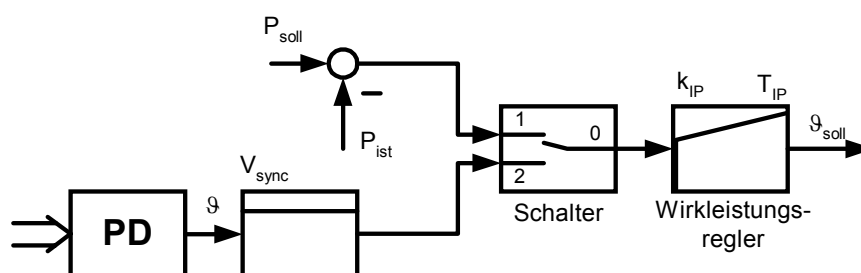


Bild 7.2: Reglerstruktur, die die Synchronisation ermöglicht

Der Phasendetektor PD soll die Phase zwischen den Netzspannungen und den Sollwerten der Kondensatorspannungen liefern. Die noch festzulegende Verstärkung V_{sync} ist negativ. Damit erhält der Wirkleistungsregler während der Synchronisationsphase ein Signal, welches proportional zur negativen Phasendifferenz ist. Eine

Phasendifferenz größer als Null führt damit zu einem verringerten ϑ_{soll} und eine Phasendifferenz kleiner Null führt zu einem vergrößerten ϑ_{soll} . Der Wirkleistungsregler führt somit die Synchronisation durch. Auch wenn von dem Wirkleistungsregler während der Synchronisation keine Wirkleistung geregelt wird, wird er weiterhin als Wirkleistungsregler bezeichnet. Für die Synchronisation muss noch ein Phasendetektor gefunden werden, der die benötigte negative Phasendifferenz als Ausgangssignal liefert. Der entwickelte Phasendetektor wird im Folgenden beschrieben.

Um den Effektivwert und die Frequenz der Netzspannung zu ermitteln, wird ein rückgekoppelter VI benutzt, der auf die Netzfrequenz abgestimmt ist. Dieser liefert bei einer mittelwertfreien Eingangsgröße zwei bandpassgefilterte Signale: die Grundschiwingung und eine dazu orthogonale Komponente.

$$u_n(t) = \sqrt{2}U_n \sin(\omega t), \quad u_{n\perp}(t) = -\sqrt{2}U_n \cos(\omega t)$$

Die Kondensatorspannungssollwerte werden auf dem DSP berechnet. Der Sollwert hat den gleichen Effektivwert wie die Netzspannung aber eine Phasendifferenz ϑ , die minimiert werden soll. Es ist jederzeit möglich zu dem sinusförmigen Kondensatorspannungssollwert $u_{q,\text{soll}}$ ein um 90° verschobenes Signal $u_{q,\text{soll}\perp}$ zu erhalten, indem der Kosinus berechnet wird.

$$u_{q,\text{soll}}(t) = \sqrt{2}U_n \sin(\omega t + \vartheta), \quad u_{q,\text{soll}\perp}(t) = -\sqrt{2}U_n \cos(\omega t + \vartheta)$$

Da der Effektivwert U_n bekannt ist, kann mit diesen vier Funktionen der Sinus des Winkels ϑ bestimmt werden.

$$\sin \vartheta = \frac{u_n(t) \cdot u_{q,\text{soll}\perp}(t) - u_{q,\text{soll}}(t) \cdot u_{n\perp}(t)}{2U_n^2} \quad (7.1)$$

Beweis:

$$\begin{aligned} & \left(\sqrt{2}U_n \sin(\omega t) \cdot \left(-\sqrt{2}U_n \cos(\omega t + \vartheta) \right) \right) - \left(\sqrt{2}U_n \sin(\omega t + \vartheta) \cdot \left(-\sqrt{2}U_n \cos(\omega t) \right) \right) \\ &= \left(\sqrt{2}U_n \sin(\omega t + \vartheta) \cdot \sqrt{2}U_n \cos(\omega t) \right) - \left(\sqrt{2}U_n \sin(\omega t) \cdot \sqrt{2}U_n \cos(\omega t + \vartheta) \right) \\ &= 2U_n^2 \sin((\omega t + \vartheta) - \omega t) = 2U_n^2 \sin(\vartheta) \end{aligned}$$

Berechnet man den Arcussinus, so liefert die Gleichung (7.1) einen idealen Phasendetektor (Bild 7.3).

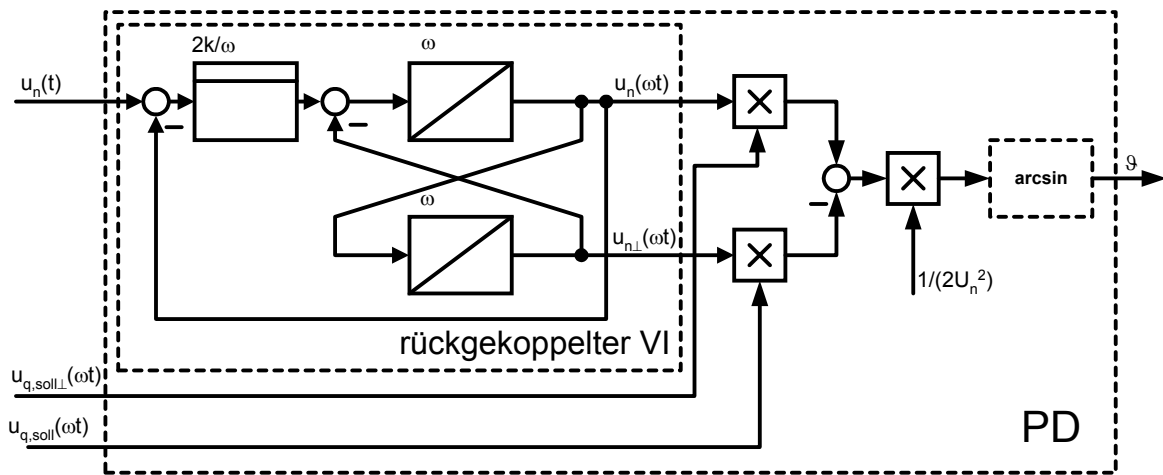


Bild 7.3: Phasendetektor mit verallgemeinertem Integrator

Da durch den rückgekoppelten VI das Eingangssignal bandpassgefiltert wird und die synthetischen Größen $u_{q,soll}$ und $u_{q,soll\perp}$ ebenfalls sinusförmig sind, ist das bei einem herkömmlichen PLL nötige Tiefpassfilter nach dem Phasendetektor nicht nötig.

Somit ergibt sich der gesamte Regelkreis für die Synchronisation (Bild 7.4). Bei dem realisierten Wechselrichter wird auf die Berechnung des Winkels ϑ verzichtet um Rechenzeit zu sparen, so dass der Phasendetektor den Sinus des Winkels ϑ als Ausgangssignal liefert.

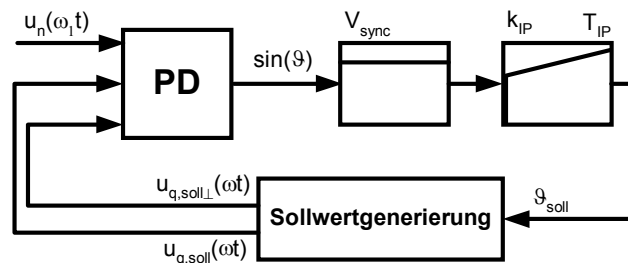


Bild 7.4: Regelkreis für die Synchronisation

Die Verstärkung dieses Regelkreises ist noch festzulegen. Der Integralanteil des

Reglers $G(s) = \frac{k_{PI}}{s}$ kann mit der Rechteckregel in die zeitdiskrete Übertragungsfunktion des digitalen Reglers $G(z) = \frac{k_{IP} \cdot T_A}{1 - z^{-1}}$ transformiert werden. Dabei ist k_{IP} die in

Tabelle 5.1 festgelegte Verstärkung. Nimmt man an, dass $\sin(\vartheta) \approx \vartheta$ ist, dann ist für die zeitdiskrete Regelung

die zeitdiskrete Regelung

$$V_{sync} = -1 / (k_{IP} \cdot T_A) \quad (7.2)$$

die ideale Verstärkung.

Dies wird wie folgt begründet: Aus dem Strukturbild Bild 7.4 ist der Zusammenhang von ϑ_{soll} und ϑ ersichtlich. Der Index k bezeichnet den aktuellen Abtastwert, $k-1$ den Abtastwert von dem vorherigen Abtastschritt.

$$\frac{\vartheta_{\text{soll},k}}{\vartheta_k} = V_{\text{sync}} \cdot G(z)$$

Damit wird

$$\frac{\vartheta_{\text{soll},k}}{\vartheta_k} = V_{\text{sync}} \cdot G(z) = \frac{-1}{1-z^{-1}}$$

und

$$\vartheta_{\text{soll},k} = \vartheta_{\text{soll},k-1} - \vartheta_k \quad .$$

Der aktuelle Sollwert für den Winkel ϑ ergibt sich aus dem alten Sollwert abzüglich der aktuellen Phasendifferenz. Durch den Integralanteil des Reglers wird also in einem Abtastschritt der gesamte Phasenfehler ausgeglichen. Die Regelung hat Deadbeat-Verhalten. Die Phase wird dabei sprungförmig geändert. Dies ist für einen Wechselrichter unproblematisch, bei einer Maschine hingegen nicht möglich. Der Proportionalanteil des Reglers ist während der Synchronisation nicht nötig und deshalb gesperrt.

Der Phasenregelkreis ist unempfindlich gegenüber einer Fehlmessung der Frequenz. Der Kondensatorspannungssollwert wird nach der Gleichung

$$u_{q,\text{soll}}(t) = \sqrt{2} \cdot U_n \sin(\omega t + \vartheta_{\text{soll}}) = \sqrt{2} \cdot U_n \sin(2\pi f \cdot t + \vartheta_{\text{soll}})$$

berechnet. Dabei ist U_n der gemessene Effektivwert der Netzspannung und f die gemessene Netzfrequenz. ϑ_{soll} wird vom Phasenregelkreis bestimmt. Ist die Messung der Netzfrequenz fehlerbehaftet, so muss die Differenz zwischen der Frequenz des Sollwerts und der wahren Netzfrequenz durch eine kontinuierliche Änderung des Winkels ϑ_{soll} ausgeglichen werden. Dies erfordert eine konstante Phasendifferenz am Eingang des Wirkleistungsreglers also einen Phasenfehler. Der Phasenfehler lässt sich in Abhängigkeit von dem Fehler der Frequenzmessung bestimmen. Bei gesperrtem P-Anteil des Wirkleistungsreglers ergibt sich der Ausgang des Wirkleistungsreglers bei zeitkontinuierlicher Betrachtung zu:

$$\vartheta_{\text{soll}} = V_{\text{sync}} \cdot k_{IP} \cdot \int \sin \vartheta dt \quad .$$

Für kleine Winkel ϑ gilt die Näherung

$$\vartheta_{\text{soll}} \approx V_{\text{sync}} \cdot k_{IP} \cdot \int \vartheta dt \quad . \quad (7.3)$$

Die Differenz Δf von Sollwert- und Netzfrequenz wird durch eine Änderung von ϑ_{soll} kompensiert:

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi} \dot{\vartheta}_{\text{soll}} \quad .$$

Mit (7.3) ergibt sich

$$\Delta f \approx \frac{1}{2\pi} \cdot V_{\text{sync}} \cdot k_{IP} \cdot \vartheta \quad . \quad (7.4)$$

Bei einer konstanten Differenz Δf ist ϑ ein konstanter Phasenfehler ϑ_F . Mit (7.2) berechnet sich dieser zu

$$\vartheta_F = \frac{2\pi \cdot \Delta f}{V_{\text{sync}} \cdot k_{IP}} = -2\pi \cdot T_A \cdot \Delta f \quad . \quad (7.5)$$

Mit der Abtastzeit $T_A = 125 \mu\text{s}$ folgt für den Phasenfehler

$$\vartheta_F = -7,85 \cdot 10^{-4} \text{s} \cdot \Delta f \quad . \quad (7.6)$$

Ein Fehler bei der Frequenzmessung von 1 Hz hat somit nach (7.6) einen Phasenfehler $\vartheta_F = -7,85 \cdot 10^{-4} = -0,045^\circ$ zur Folge. Dieser ist zu vernachlässigen. Der geringe Phasenfehler liegt in der hohen Verstärkung des PLL begründet.

Anhand von zwei Messungen wird die Funktion des Phasenregelkreises demonstriert. Es werden „Werte des DSPs“ gezeigt. Bei der ersten Messung (Bild 7.5) wird die Netzspannung zugeschaltet und der Sollwert der Kondensatorspannung muss synchronisiert werden. Außerdem müssen der Effektivwert und die Frequenz der Netzspannung bestimmt werden. Dazu werden die in Kapitel 4 vorgestellten Verfahren benutzt. Kurz nach dem sprunghaftigen Zuschalten der Netzspannung ist zu erkennen, dass das Ausgangsfilter des Wechselrichters zum Schwingen angeregt wird. Die Synchronisation des Sollwerts für die erste Phase (U_soll1) auf die Spannung der ersten Phase (U_Kond1) ist erst nach 40 ms vollständig erfolgt, wenn der Effektivwert der Netzspannung bestimmt ist. Dieser Messwert (U1_eff) ist

ebenfalls angegeben. Die Phasendifferenz des Sollwerts bezüglich der Netzspannung ist sehr schnell identisch Null.

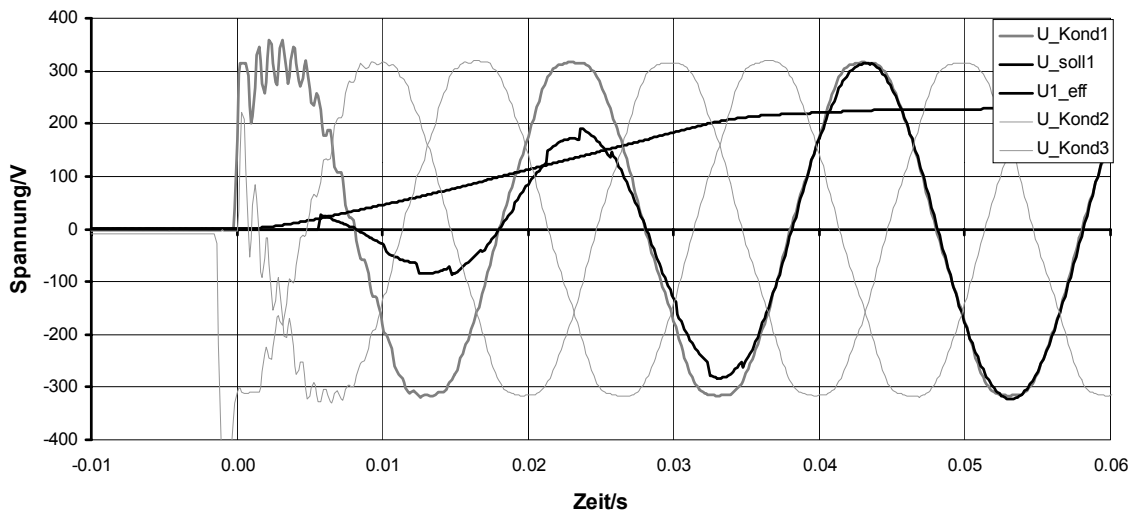


Bild 7.5 Synchronisation des Spannungssollwerts beim Zuschalten des Netzes

Um die Funktion des Phasenregelkreises alleine zu bewerten, wird eine zweite Messung (Bild 7.6) präsentiert. Bei dieser Messung sind die Netzfrequenz und der Effektivwert der Netzspannung bekannt, bevor der PLL zum Zeitpunkt $t = 0$ s freigegeben wird. Es muss nur die Phase des Sollwerts synchronisiert werden.

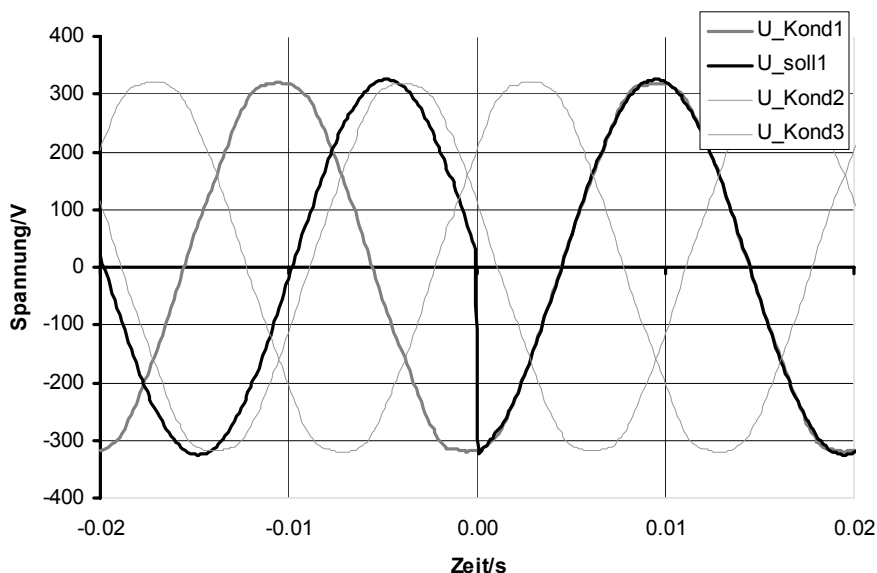


Bild 7.6: Synchronisation der Phase des Spannungssollwerts

Die Synchronisation des Sollwerts für die erste Phase (U_{soll1}) auf die Spannung der ersten Phase (U_{Kond1}) erfolgt innerhalb von zwei Abtastschritten. Der Idealfall

von einem Abtastschritt wird nicht erreicht, da der Phasendetektor nicht ϑ bestimmt sondern $\sin(\vartheta) \approx \vartheta$ gesetzt wird.

Diese Methode zur Synchronisation hat sich beim experimentellen Betrieb als ausgesprochen robust und zuverlässig erwiesen. Sie funktioniert auch sehr gut bei Netzspannungen, die erhebliche Anteile an höheren Harmonischen haben, da durch die Verwendung des VI nur die Grundschiwingung der Netzspannung berücksichtigt wird. Eine Netzspannung mit deutlichen Oberschwingungen wird im Laborexperiment von einem Dieselaggregat bereitgestellt (Kapitel 6.3.1). Die Synchronisation erfolgte immer problemlos.

7.2 Verhalten bei unzulässigen Betriebszuständen

Wenn der Batteriewechselrichter alleine oder zusammen mit anderen Einspeisungen ein Inselnetz bildet, werden besondere Ansprüche an die Verfügbarkeit gestellt. Fehler, die die Verfügbarkeit beeinträchtigen, können zum einen in der (den) Einspeisung(en) auftreten, zum anderen im Netz, sei es durch defekte Betriebsmittel und Verbraucher oder nicht zulässige Netz- bzw. Lastkonfigurationen (z. B. Überlast).

Fehler in der Einspeisung führen bei einer einzigen zentralen Quelle zu einem vollständigen Netzausfall. Dies begründet das Bestreben ein Inselnetz mit mehreren Quellen zu bilden. Wird das Inselnetz durch mehrere Quellen gebildet, die nach einem Master-Slave-Prinzip arbeiten [Chiang 1996], ist nur der Verlust eines Slaves kompensierbar. Fällt der Master aus, kommt es wieder zu einem kompletten Ausfall des Netzes, oder es müssen Strategien gefunden werden, wie ein Slave im Fehlerfall die Masterfunktion übernehmen kann (Multi-Master) [Holtz 1990]. Dies erfordert aber in jedem Fall eine Kommunikation zwischen den Einspeisungen.

Der Parallelbetrieb mit Primärregelung und Statiken arbeitet ohne eine Kommunikation zwischen den Einspeisungen und ist insofern sehr störunanfällig und einfach zu installieren. Dadurch, dass die Primärregelung es ermöglicht, mehrere Wechselrichter vollkommen gleichberechtigt parallel zu betreiben, ist eine ideale $n+1$ -Redundanz möglich. Das heißt, es können mehr Einspeisungen angeschlossen sein als für die Speisung des Netzes nötig sind. Bei dem Ausfall einer Komponente tritt dann noch kein unzulässiger Betriebszustand ein. Für die restlichen funktionsfähigen Einspeisungen entspricht der Ausfall einer Quelle einem Lastsprung und ist somit ein normaler Betriebsfall, der keine zusätzliche Maßnahme erfordert.

Die ideale $n+1$ -Redundanz der Einspeisungen ist bezüglich der Verfügbarkeit eines Netzes die einzige Lösung, die Fehler in einer Einspeisung toleriert.

Fehler, die in einem Netzbetriebsmittel oder in einem Verbraucher auftreten, sollten von der (den) Netzeinspeisung(en) beherrscht werden und dürfen nicht zu einer Abschaltung der Versorgungs führen. Strategien, die bei einem Überstrom den Wechselrichter abschalten und bei denen der Fehler zuerst gefunden und behoben werden muss, ehe das Netz wieder zur Verfügung steht, sind nicht akzeptabel.

7.2.1 Kurzschluss

Ein Kurzschluss kann durch einen Fehler in einem Netzbetriebsmittel oder einem Verbraucher entstehen. Eine weitere Ursache kann auch ein Fehleingriff eines Menschen sein. Vor allem im letzten Fall ist aus Gründen des Personenschutzes, in den anderen Fällen um Sachschäden zu verhindern oder zu begrenzen, ein Schutz des betroffenen Netzabschnitts durch Sicherungen nötig. Das Netz muss in einem Fehlerfall einen ausreichend hohen Kurzschlussstrom liefern können, damit eine Sicherung schnell und zuverlässig ausgelöst wird.

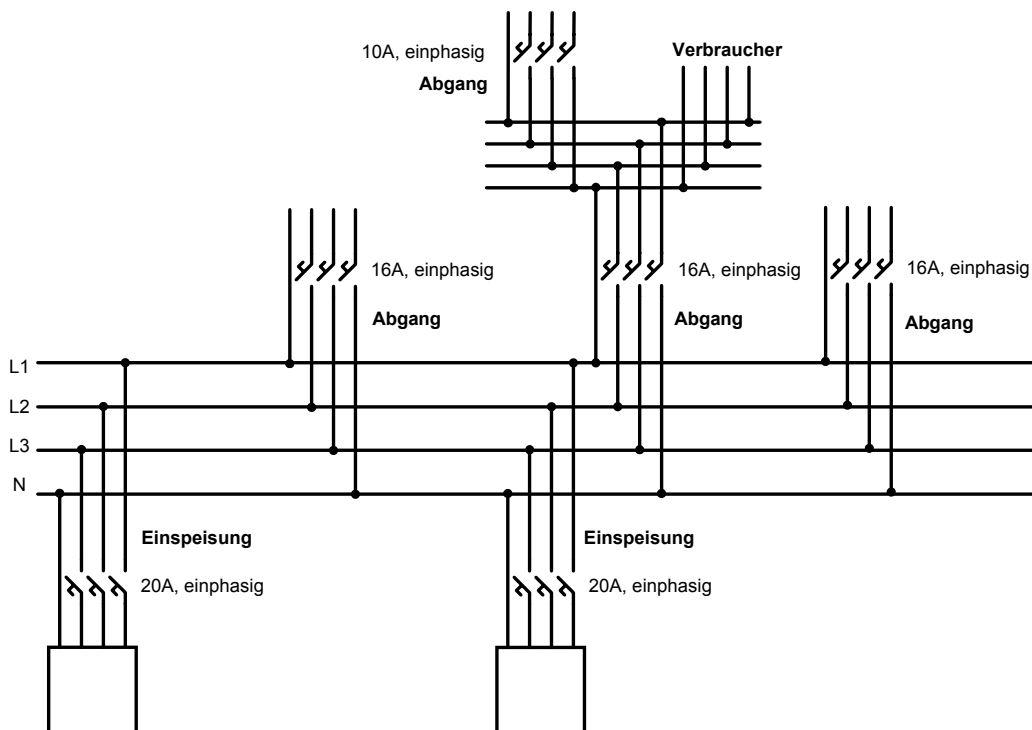


Bild 7.7 Netztopologie mit selektivem Schutz

Der Schutz durch Sicherungen sollte selektiv sein, also nur den Netzabschnitt vom Netz trennen, in dem der Fehler aufgetreten ist. Eine beispielhafte Topologie zeigt Bild 7.7. Es wird von einem 400 V-Netz ausgegangen, so dass konventionelle Sicherungsautomaten zum Schutz ausreichen. Die angegebenen Werte der Sicherungen sind beispielhaft. Sicherungsautomaten mit dem Nennstrom 16 A überwachen normalerweise die einzelnen Stromkreise bei einer Hausinstallation. Der Einsatz von einphasigen Sicherungsautomaten ist sinnvoll, da einphasige Lasten zugelassen sind.

In [Burger 1997] wird ein Wechselrichter mit einer Bemessungsleistung von 20 kVA beschrieben, der in der Lage ist, einen 25 A Sicherungsautomaten sicher innerhalb einer Netzperiode auszulösen. Dazu ist mindestens der dreifache Bemessungsstrom nötig, wenn man Sicherungsautomaten mit einer schnellen Auslösecharakteristik einsetzt (z. B. Siemens 5SX2125-5 mit der Auslösecharakteristik A), also ein Spitzenstrom von $i_{\min} = 3 \cdot \sqrt{2} \cdot I_N = 106 \text{ A}$. Dass ein Versorgungsnetz eine ausreichende Kurzschlussleistung hat, um eine Sicherung auszulösen, sollte erwartet werden. Diese Funktionalität war aber bis dahin in von Wechselrichtern gespeisten Inselnetzen nicht gegeben.

Tritt ein Kurzschluss im Netz auf, so darf die Ausgangsspannungsregelung des Wechselrichters nicht aufrechterhalten werden, da sich sonst ein Strom einstellt, der die verwendeten IGBTs zerstört. In [Burger 1997] wird deshalb nach der Detektion eines Kurzschlusses die Ausgangsspannungsregelung durch eine reine Steuerung ersetzt. Dabei wird eine Spannung gestellt, die im Falle eines satten Kurzschlusses gerade einen noch zulässigen Strom durch die verwendeten Halbleiterschalter zur Folge hat. Die zu stellende Spannung wurde experimentell ermittelt. Die Detektion eines Kurzschlusses beruht auf der Feststellung, dass das LCL-Ausgangsfiler des Wechselrichters durch einen Kurzschluss zum Schwingen angeregt wird. Diese Schwingung wird im Strom des Filterkondensators erkannt. Diese Lösung wurde in der zitierten Arbeit hauptsächlich deshalb gewählt, weil für den Netzstrom des Wechselrichters im spannungsgeregelten Betrieb kein Messwert verfügbar war. Diese Lösung wird aus mehreren Gründen nicht übernommen.

- Es ist nicht auszuschließen, dass ein Kurzschluss "schleichend" auftritt und so eine Anregung des Ausgangsfilters nicht stattfindet, und der Kurzschluss auf die erwähnte Art nicht detektiert werden kann.

- Falls es zu einer Anregung des Ausgangsfilters kommt, ist noch nicht gesichert, dass die Schwingung auch erkannt wird.
- Eine Anregung des Ausgangsfilters kann auch durch eine schnelle Laständerung oder eine andere zulässige Störung erfolgen. In diesem Fall würde fehlerhaft ein Kurzschluss erkannt und entsprechend reagiert werden.
- Durch das Stellen einer festgelegten Spannung kann es sein, dass bei einem räumlich entfernten oder nicht "satten" Kurzschluss der sich einstellende Strom nicht genügt, um einen Sicherungsautomaten auszulösen.
- Die Umschaltung von einer Spannungsregelung zu einer Spannungssteuerung ist nicht elegant und birgt Fehlerquellen.

Aufgrund dieser Bedenken wird eine andere Möglichkeit gesucht, um in einem Kurzschlussfall einen Sicherungsautomaten auszulösen. Idealerweise sollte dies möglich sein, ohne dass der Kurzschluss erkannt werden muss und ohne Eingriff in die Reglerstruktur.

Ziel ist es, den Netzstrom des Wechselrichters, der im wesentlichen dem Strom, der über die Wechselrichterbrücke fließt, entspricht, auf einen maximal zulässigen Wert zu begrenzen. Dabei ist es nicht nötig zu wissen, ob dieser Überstrom durch einen Kurzschluss verursacht wird. Der Netzstrom steht als Messwert zur Verfügung. Er wird nicht geregelt sondern stellt sich in Abhängigkeit von der Last ein. Er wird getrieben von der Spannungsdifferenz, die an der Filterausgangsdrossel L_N liegt (Bild 3.19). Die Netzspannung ist von außen vorgegeben, weshalb die Spannungsdifferenz nur durch eine Änderung der Kondensatorspannung beeinflusst werden kann. Um den Netzstrom zu begrenzen, muss somit der Sollwert für den Kondensatorspannungsregler in der betroffenen Phase modifiziert werden. Der Effektivwert und der Phasenwinkel der Kondensatorspannung werden von den übergeordneten Leistungsreglern vorgegeben (Bild 5.4). Da nach Möglichkeit nur die Kondensatorspannung der betroffenen Phase geändert werden soll, verbietet sich ein Eingriff im Bereich der Leistungsregler. Erst wenn die Sollwerte $u_1(t)$, $u_2(t)$, $u_3(t)$ der Kondensatorspannungsregler gebildet wurden, kann auf den Kondensatorspannungssollwert phasenselektiv zugegriffen werden. Dies geschieht derart, dass der momentane Sollwert bei einem zu hohen Netzstrom reduziert wird, um den Netzstrom zu reduzieren. Bei einem negativen aber betragsmäßig großen Strom wird

der Ausgangsspannungssollwert erhöht. Dieser Eingriff ist immer aktiviert, greift aber erst bei Strömen ein, die größer sind als die im Normalbetrieb zu erwartenden Ströme. Proportional zum aktuellen Wert des Überstroms wird die Spannung modifiziert (Bild 7.8). Die einzuregelnde Spannung ist dann nicht mehr sinusförmig.

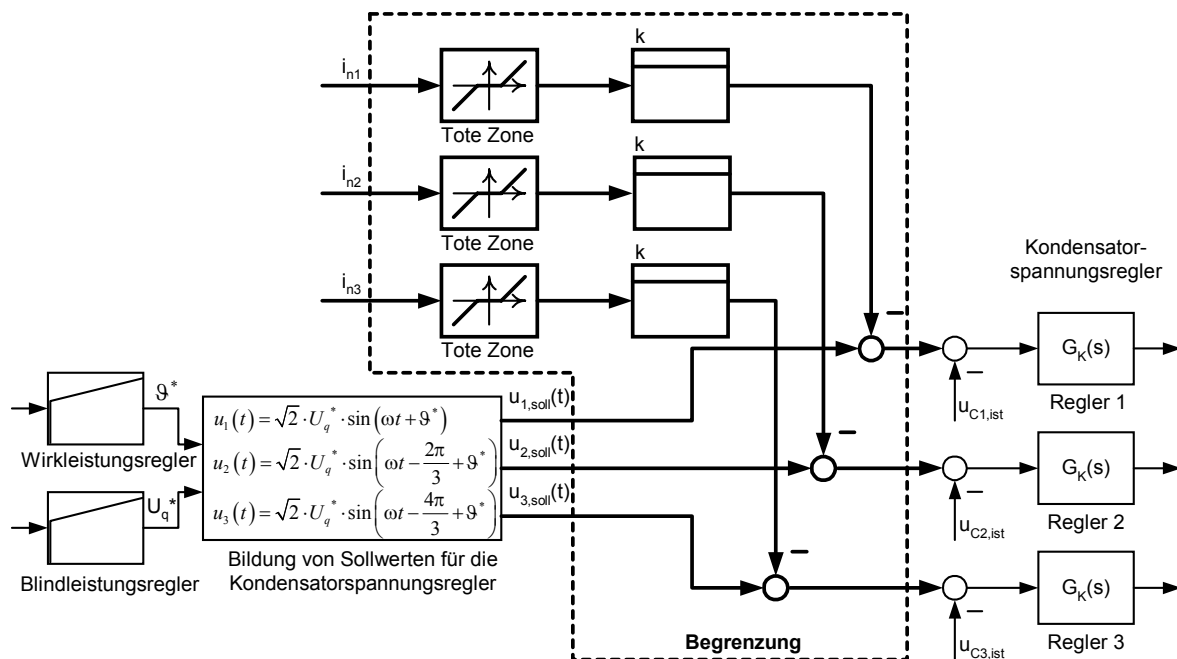


Bild 7.8 Netzstrombegrenzung

Die Tote Zone ist symmetrisch und reicht bei dem realisierten 10 kVA Wechselrichter von -55 A bis 55 A. Das heißt, dass die Begrenzung erst bei knapp dem dreifachen Nennstrom eingreift. Die relativ hohe Grenze wurde gewählt, weil der Wechselrichter kurzfristig überlastbar sein soll. Die eingesetzten 75 A IGBT-Module sind für eine Überlastung ausreichend dimensioniert; sie dürfen für 1 ms mit einem Strom von 150 A belastet werden. Der Verstärkungsfaktor k wurde zu 40 V/A gewählt. Das heißt, ein Strom der 16,25 A über der Grenze liegt, hat eine Veränderung der Sollspannung um 650 V zur Folge. Das ist der doppelte Amplitudenwert der Phasenspannung und damit theoretisch der größte Unterschied, der zwischen Netzspannung und Kondensatorsollspannung auftreten kann. In der Praxis gelingt es nicht immer, den Strom genau in diesem engen Band zwischen 55 A und 71,25 A zu halten. Dies liegt daran, dass Schwingungen im Kondensatorstrom nicht kontrolliert werden können und die Kondensatorspannungsregelung eine Totzeit hat.

In den folgenden Messungen war die Last über schnelle Sicherungsautomaten (Siemens 5SX2116-5) mit einem Nennstrom von 16 A geschützt.

In den Diagrammen Bild 7.9, Bild 7.10 wird auf die zweite Phase des leerlaufenden Wechselrichters ein Kurzschluss geschaltet.

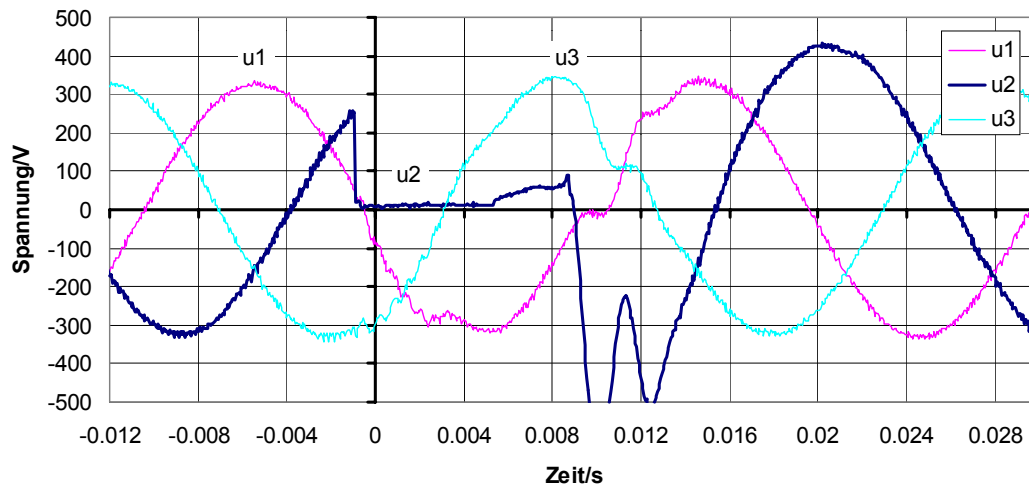


Bild 7.9: Netzspannungen - satter Kurzschluss gespeist durch einen Wechselrichter

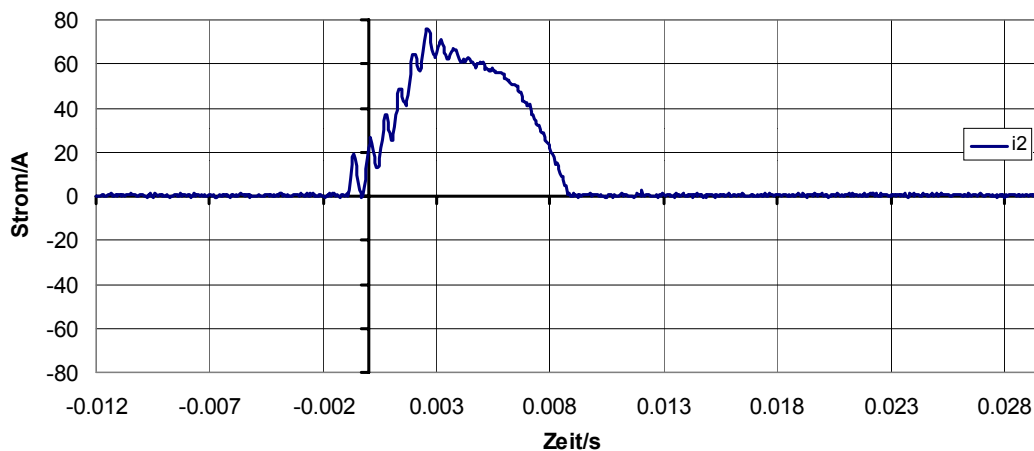


Bild 7.10: Wechselrichterstrom in der kurzgeschlossenen Phase

Die Schwingung des Wechselrichterstroms ist deutlich zu sehen. Etwa 6 ms, nachdem der Kurzschluss aufgeschaltet wurde, öffnet der Sicherungsautomat. Der Strom ist dann noch nicht gelöscht und im Automat steht ein Lichtbogen. Die Netzspannung, die in etwa der Kondensatorspannung entspricht, steigt aufgrund des Lichtbogenwiderstands etwas an. Erst nach dem Stromnulldurchgang erlischt der Lichtbogen und der Kurzschluss ist vom Netz getrennt. Die Kondensatorspannung kann wieder frei eingeregelt werden. Es kommt zu einem Überschwinger und auch die nächste Halbwelle der Kondensatorspannung ist zu hoch. Dies liegt an dem für

den Kondensatorspannungsregler verwendeten VI-Anteil. Die Überspannung wurde als nicht kritisch eingestuft, so dass der VI-Anteil während des Kurzschlusses nicht angehalten wird. Dies könnte bei Bedarf durchgeführt werden. Die Spannungen der beiden Phasen, die nicht kurzgeschlossen wurden, sind während dem Kurzschluss nicht mehr ideal sinusförmig. Dies wird durch die übergeordnete Leistungsregelung verursacht. Diese versucht Effektivwert und Phase der Ausgangsspannung zu verändern und dies für alle drei Phasen gemeinsam.

In den Diagrammen Bild 7.11, Bild 7.12 wird kein satter Kurzschluss sondern ein Widerstand von $2,5 \Omega$ zugeschaltet. Die charakteristische Schwingung auf dem Wechselrichterstrom fehlt und eine Kurzschlusserkennung nach [Burger 1997] würde somit versagen.

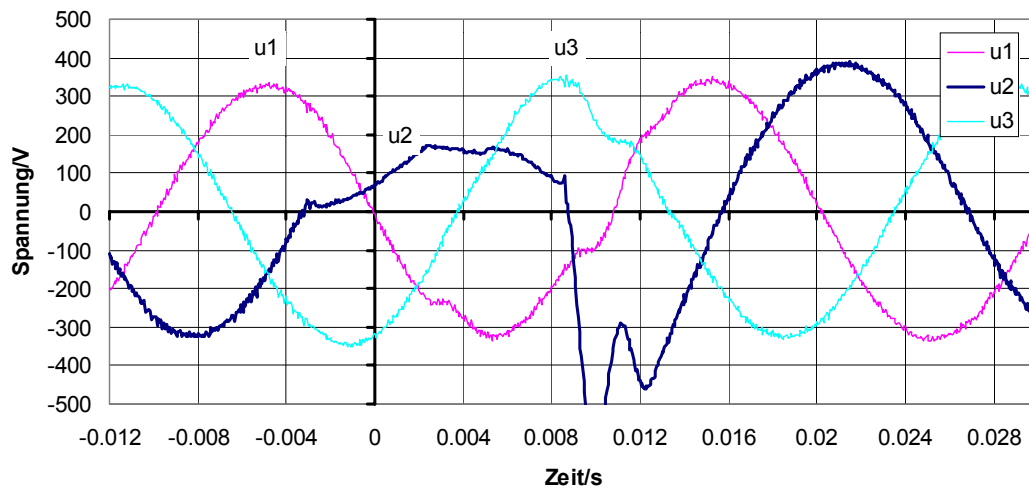


Bild 7.11: Netzspannungen – $2,5 \Omega$ gespeist durch einen Wechselrichter

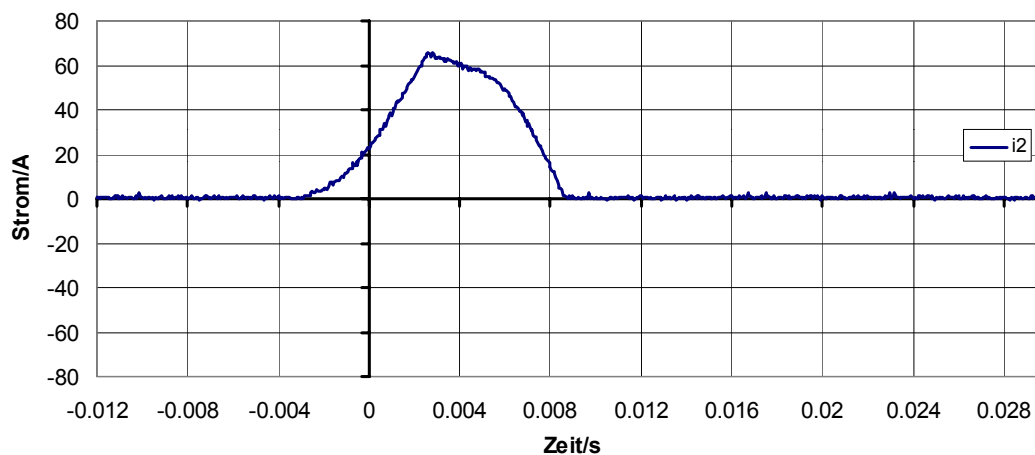


Bild 7.12: Wechselrichterstrom in der überlasteten Phase

Auch bei diesem Fehlerfall wird der Sicherungsautomat zuverlässig ausgelöst. Der Kurzschlussstrom ist etwa gleich groß wie in Bild 7.10, obwohl dafür nun eine höhere Spannung nötig ist.

In den Diagrammen Bild 7.13, Bild 7.14 wird gezeigt, wie zwei Wechselrichter gleicher Bemessungsleistung im Parallelbetrieb auf das Zuschalten eines satten Kurzschlusses reagieren.

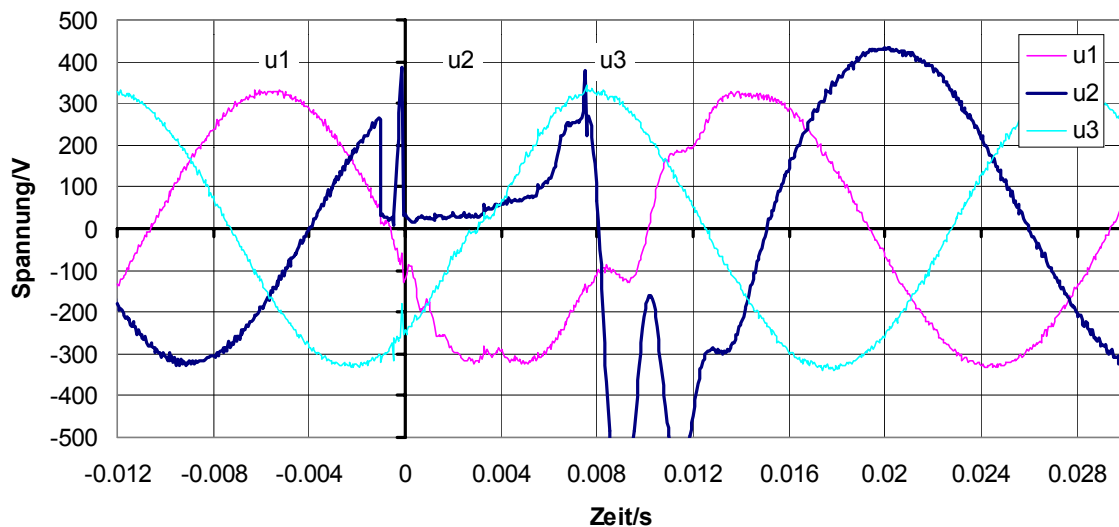


Bild 7.13: Netzspannungen – satter Kurzschluss gespeist durch zwei Wechselrichter

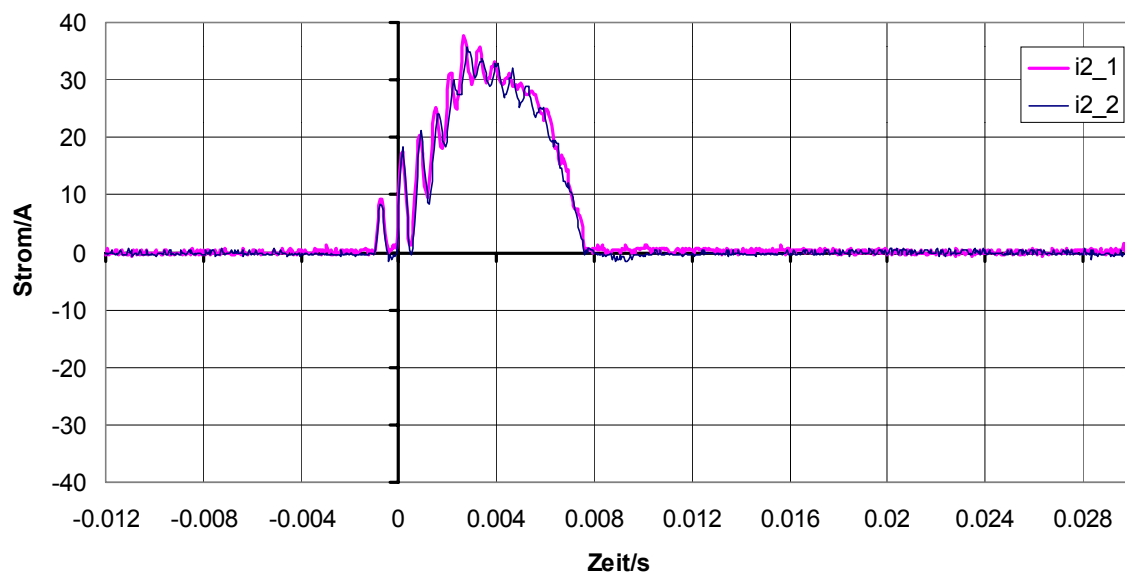


Bild 7.14: Wechselrichterströme – Kurzschluss gespeist durch zwei Wechselrichter

Der Kurzschlussstrom wird sehr gut zwischen den Wechselrichtern aufgeteilt. Der Strom pro Wechselrichter ist nur noch halb so hoch wie wenn ein Wechselrichter

alleine den Kurzschluss speist (Bild 7.10). Die Kondensatorspannung steigt bei dieser Messung zu Beginn des Kurzschlusses noch einmal kurz auf den normalen Wert an, da der Schalter, der zum Zuschalten benutzt wurde, "geprellt" hat. Dieses unerwartete Verhalten wirkt sich nicht störend auf das Auslösen der Sicherung aus.

7.2.2 Fehlsynchronisation

Eine Fehlsynchronisation des Wechselrichters auf ein bestehendes Netz wird ausgeschlossen, da sich die Synchronisation als zuverlässig erwiesen hat. Es ist aber nicht ausgeschlossen, dass durch einen Bedienereingriff zwei Teilnetze, die nicht synchronisiert sind, miteinander verbunden werden.

Wird der Wechselrichter unsynchronisiert auf ein bestehendes starres Netz aufgeschaltet, so führen die Kondensatorspannungen praktisch einen Phasensprung durch. Die Sollwerte entsprechen somit nicht mehr den veränderten Istwerten. Schon geringe Phasenunterschiede führen zu nicht mehr zulässigen Überströmen. Ein Abschalten des Wechselrichters sollte aber vermieden werden. Die unzulässige große Phasendifferenz zwischen Soll- und Istwert der Kondensatorspannung könnte bestimmt und danach umgehend ausgeglichen werden. Dazu muss aber die Fehlsynchronisation erkannt und in die Struktur des Wirkleistungsreglers eingegriffen werden, da der Phasenwinkel der Kondensatorspannung im stationären Betrieb dem I-Anteil des Wirkleistungsreglers entspricht. Sowohl das Detektieren des unzulässigen Betriebszustands als auch ein Eingriff in die Reglerstruktur sind unerwünscht, da dies Fehlerquellen birgt. Soll die Phasendifferenz ohne Regleränderung durch den Wirkleistungsregler ausgeglichen werden, so dauert dies längere Zeit. Während dieser Zeit muss sich der Wechselrichter schützen ohne abzuschalten. Dies gelingt durch die zur Kurzschlussfestigkeit eingeführte Netzstrombegrenzung (vgl. Bild 7.8).

In den Diagrammen Bild 7.15, Bild 7.16 ist das Verhalten des Wechselrichters gezeigt, wenn ein starres Netz unsynchronisiert zugeschaltet wird. Es wird der kritischste Fall, nämlich eine Phasendifferenz von 180° , gezeigt. Die Ströme in den drei Phasen erreichen Werte bis knapp 100 A. Die Wechselrichterausgangsspannungen u_1 , u_2 , u_3 führen zum Zeitpunkt der Fehlsynchronisation ($t = -0,015$ s) einen Phasensprung von 180° durch.

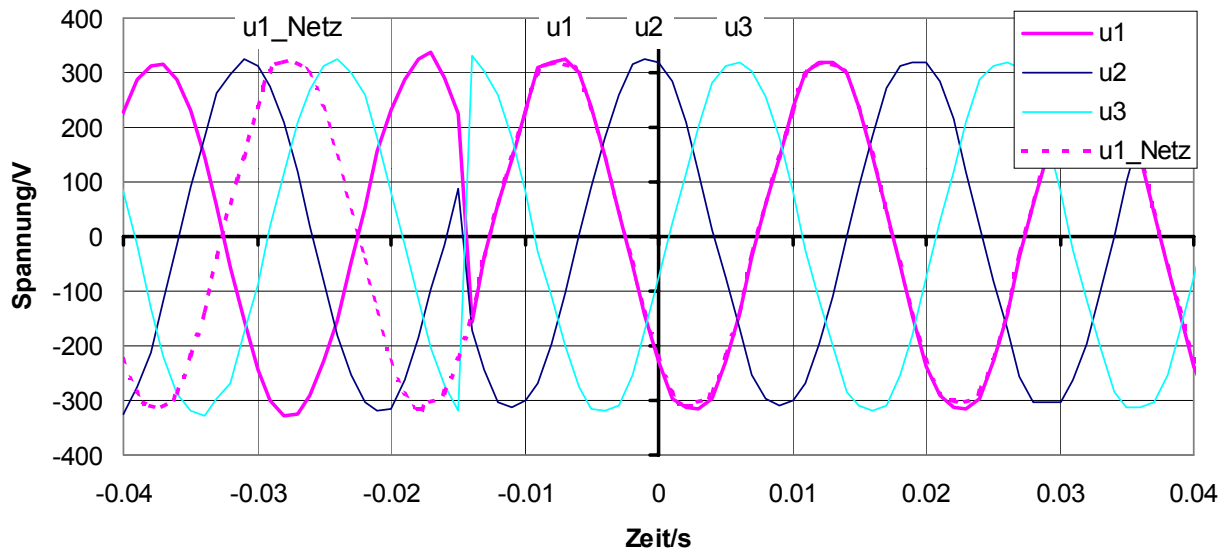


Bild 7.15: Fehlsynchronisation – Wechselrichterspannungen und eine Netzspannung

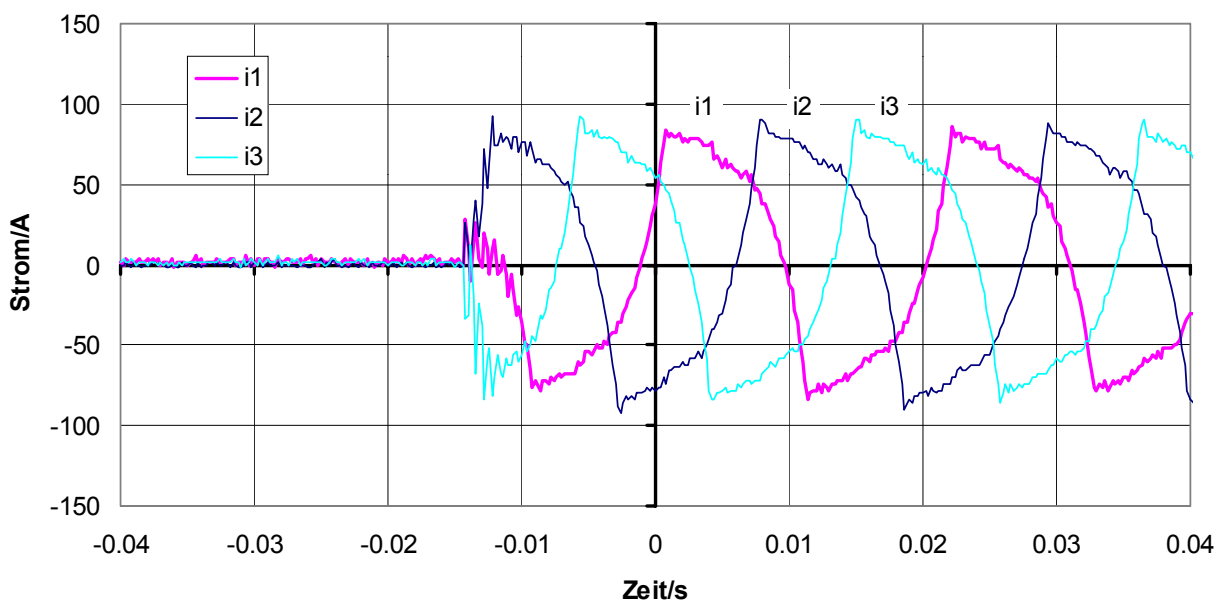


Bild 7.16: Fehlsynchronisation – Wechselrichterströme

In den Diagrammen Bild 7.17, Bild 7.18 ist der gesamte Verlauf zu sehen bis der Wechselrichter wieder synchronisiert ist. Die Synchronisation ist erfolgt, wenn die Ausgangsströme des Wechselrichters nicht mehr größer sind als der Nennstrom. Bei der Bemessungsleistung von 10 kVA hat der Nennstrom eine Amplitude von 20,29 A. Die Resynchronisation dauert länger als eine halbe Sekunde, stellt aber keine Gefährdung des Wechselrichters dar. Der Wechselrichter war bei dieser Fehl-

synchronisation durch 20 A Sicherungsautomaten geschützt. Diese haben bei den sich einstellenden Strömen noch nicht ausgelöst, was auch nicht gewünscht war, da sich der Wechselrichter selber schützen kann. Nach erfolgter Resynchronisation kann der Wechselrichter wieder normal arbeiten.

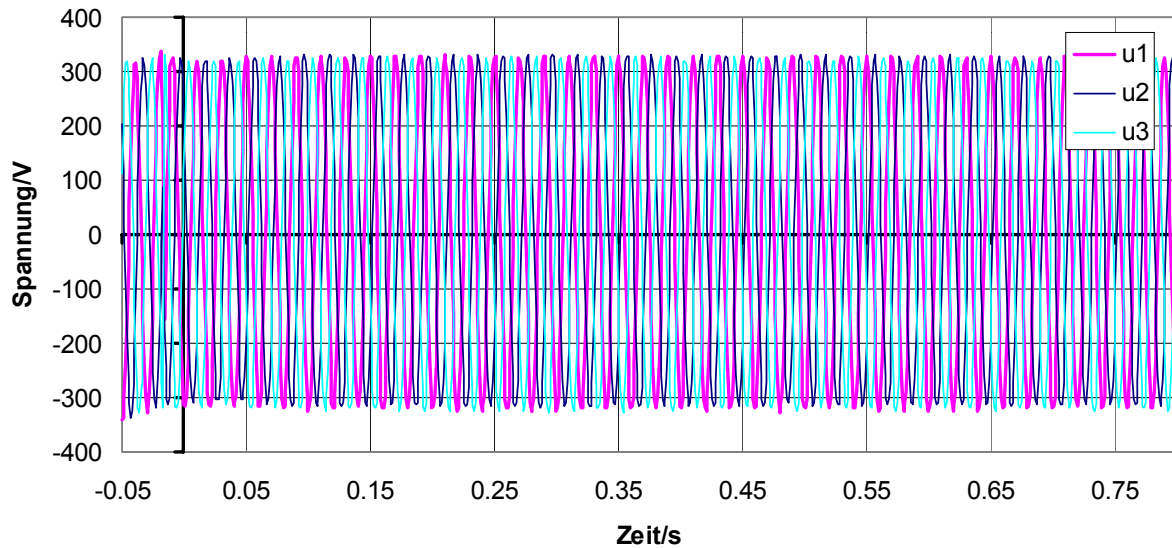


Bild 7.17: Resynchronisation – Wechselrichterspannungen

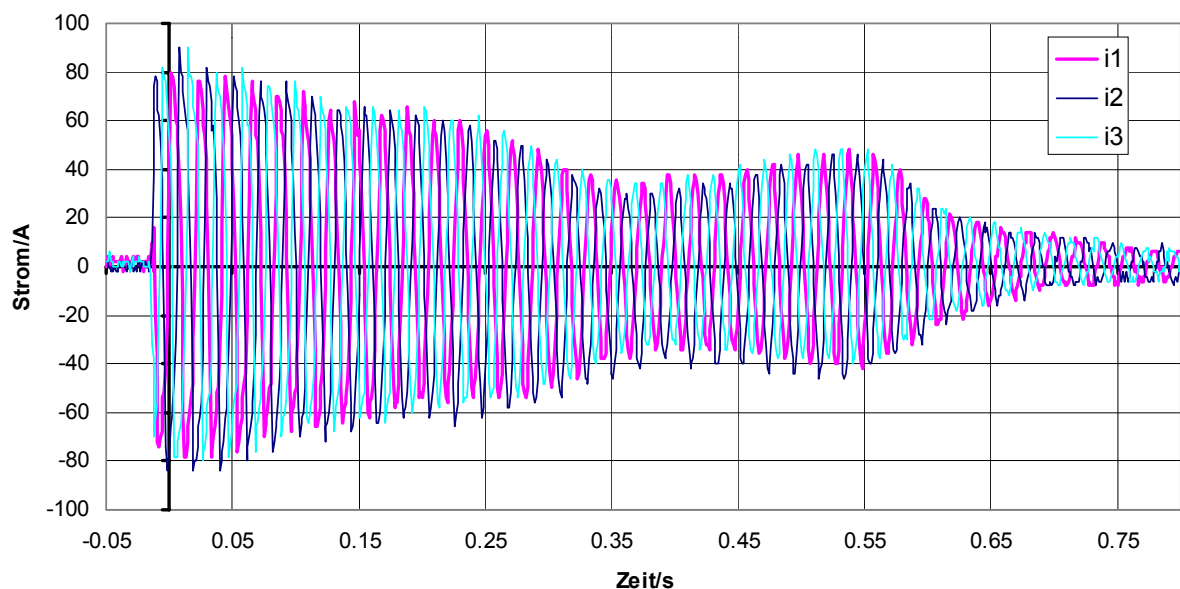


Bild 7.18: Resynchronisation – Wechselrichterströme

Die Resynchronisation kann bei Benutzung des Wechselrichters als unterbrechungsfreie Stromversorgung (USV) sinnvoll sein. Bei einem Fehler im Versorgungsnetz

kann dieses durch den Schalter S abgetrennt werden (Bild 7.19). Die Versorgung des gesicherten Bereichs wird dann durch die USVs gewährleistet. Im gesicherten Bereich wird die Spannung dann eine andere Frequenz haben und nicht mehr synchron zum Versorgungsnetz sein, falls dieses wieder verfügbar wird. Für die USV-Wechselrichter ist dann ein unsynchronisiertes Schließen des Schalters S erlaubt. Natürlich darf der dann auftretende Phasensprung in der Netzspannung des gesicherten Bereichs die Verbraucher nicht schädigen. Bei Motoren ist dies möglicherweise nicht gegeben.

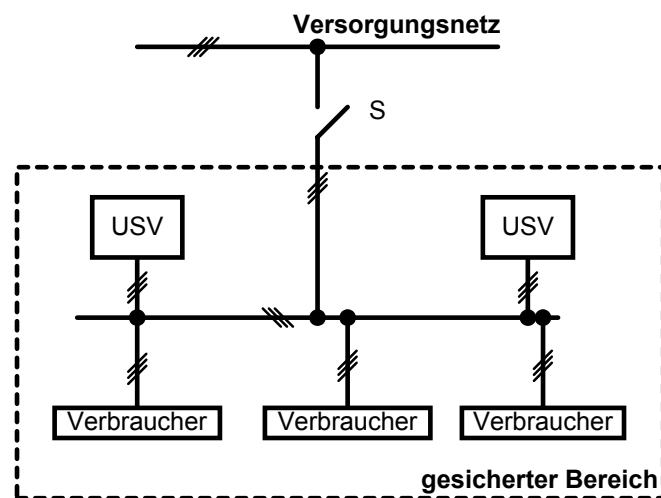


Bild 7.19: Beispielhafte Netztopologie für eine USV

7.2.3 Betrieb mit weniger als drei Phasen

Einen weiteren Beitrag zur Versorgungssicherheit liefern die unabhängigen einphasigen Kondensatorspannungsregler. Falls eine Ausgangsphase des Wechselrichters eine Fehlfunktion hat, können die beiden anderen Phasen weiterhin problemlos betrieben werden. Da in die Statiken der Leistungsregelung die maximale Gesamtleistung des Wechselrichters eingeht, muss dies im Betrieb berücksichtigt werden, damit der Wechselrichter nicht versucht, die dreiphasig mögliche Leistung über zwei Phasen zu liefern.

7.2.4 Überlast

Wenn in dem zu versorgenden Inselnetz Lasten mit größerer Leistung angeschlossen werden als die Einspeisungen liefern können, führt diese nicht unmittelbar zu einer Zerstörung der Wechselrichter. Diese sind für einige Minuten überlastbar. Damit die Überlast nicht zu einer Zerstörung führt, muss die Kühlkörpertemperatur

der Leistungshalbleiterbauelemente überwacht werden. Wird eine kritische Temperatur überschritten, muss die Leistung wieder reduziert werden. Die Überlastfähigkeit wird in der Wirkleistungsstatik (Bild 7.20) berücksichtigt. Außerhalb des erlaubten Frequenzbands nimmt $\Delta P/\Delta f$ noch einmal stark zu. Die Leistungsgrenze $P_{\text{Überlast}}$ kann dabei variabel sein und hängt von der Kühlkörpertemperatur ab.

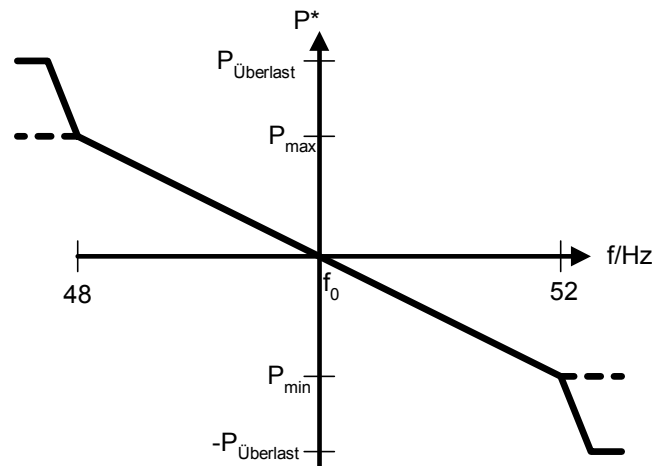


Bild 7.20: Wirkleistungsstatik für eine überlastbare Quelle

Steigt die von der Last geforderte Wirkleistung trotzdem über den maximalen Wert der Gesamtstatik des Netzes ($P_{\text{ges}}(f)$ nach Gleichung (5.5)), wird das Netz instabil. Die Netzfrequenz sinkt kontinuierlich ab, weil die Wirkleistungsregler der Primärregelung nicht mehr die geforderte Last einregeln können.

Spätestens dann sind Gegenmaßnahmen dringend erforderlich, um die Einspeisungen zu schützen und die Stabilität des Netzes zu erhalten. Die Gegenmaßnahmen hängen von den Netzbedingungen ab. Im schlimmsten Fall muss sich der / die Wechselrichter abschalten, was zu einem Totalausfall des Netzes führt. Um dies zu vermeiden ist es sinnvoll Lasten, die nicht unbedingt versorgt werden müssen, abzuschalten. Dieser Lastabwurf ist auch im Verbundnetz das letzte Mittel, bevor die Kraftwerke vom Netz genommen werden. Wenn man beim Inselnetz wie bisher auf eine Kommunikation zwischen Komponenten verzichten möchte, kann man ausgewählte Lasten zusammen mit einem Frequenzwächter installieren, der die Last abschalten kann. Da mit steigender Netzbelastung die Netzfrequenz absinkt, können Lasten geordnet nach Priorität sukzessive automatisch abgeschaltet werden. Für Kühlaggregate, Klimaanlage, Heizofen etc. ist eine vorübergehende Abschaltung unproblematisch, da diese eine große thermische Zeitkonstante haben,

also ihre Funktion auch bei einer Unterbrechung der Energieversorgung noch gewisse Zeit aufrecht erhalten können.

Eine Überlastung droht nicht nur durch eine zu große Last, sondern es ist auch denkbar, dass es Einspeisungen gibt, die keine Primärregelung haben sondern eine feste Leistung ins Netz einspeisen. So wird zum Beispiel bei Photovoltaikwechselrichtern versucht, die maximal mögliche von der Sonne eingestrahlte Leistung ins Netz einzuspeisen. Diese Geräte sollten ebenfalls eine Frequenzüberwachung haben und bei einer Überfrequenz vom Netz gehen. Dies ist bei handelsüblichen Wechselrichtern der Fall. Reduziert sich die unkontrollierte Einspeisung nicht, kann als vorletzte Lösung noch eine Last zugeschaltet werden, ehe als letzte Lösung alle netzbildenden Wechselrichter vom Netz genommen werden müssen.

Theoretisch wäre es auch möglich bei Überlast die Spannungsamplitude über den normalerweise zulässigen Bereich hinaus zu verändern, da sich so die Leistungsaufnahme von linearen Lasten beeinflussen lässt. Ob die dazu nötige erhebliche Spannungsänderung in dem Netz erlaubt ist, muss im entsprechenden Anwendungsfall entschieden werden. Auf diese Art ließe sich das Abschalten der Einspeisungen vermeiden.

8 Sekundärregelung

Die Verwendung von Statiken für die Primärregelung hat zur Folge, dass der Effektivwert und die Frequenz der Netzspannung in bestimmten Grenzen variieren. Eine Regelung, die versucht, unabhängig vom Lastzustand wieder die Nennfrequenz und die Nennspannung einzustellen, wird im Verbundnetz Sekundärregelung genannt.

8.1 Sekundärregelung im Verbundnetz

Im Verbundnetz sind ausgewählte Kraftwerke für die Frequenz- und Spannungshaltung verantwortlich, die sogenannten Regelkraftwerke. Diese sind zumeist Wasserkraftwerke, die ihre Leistungsabgabe schnell ändern können und im Fall von Pumpspeicherkraftwerken auch Wirkleistung aufnehmen können. Die Regelkraftwerke versuchen Änderungen der Frequenz und des Spannungseffektivwerts, die nur vorübergehend sind, durch eine Veränderung ihrer Leistungsabgabe auszugleichen.

Kommt es zu längerfristigen oder signifikanten Leistungsänderungen bzw. zu starken Abweichungen von den Spannungsnennwerten, werden von den Regelkraftwerken, den Grund- und Mittellastkraftwerken neue Sollwerte für ihre Statiken ((5.1), (5.2)) mitgeteilt. In Bild 8.1 wird beispielhaft gezeigt, wie die Statik eines Drehzahlreglers durch die Wahl einer neuen Sollfrequenz $n_{0,neu}$ um den Betrag Δn verschoben wird. Die aktuelle Wirkleistung P_{akt} wird nun nicht mehr bei der zu niedrigen alten Drehzahl n_{alt} sondern bei der Nenndrehzahl n_0 abgegeben.

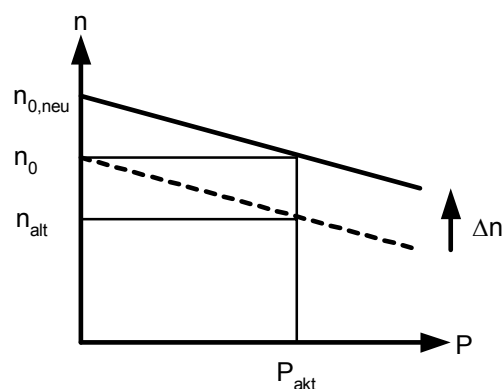


Bild 8.1: Verschieben der Statik des Drehzahlreglers

Verschieben alle Kraftwerke ihre Statiken um den selben relativen Betrag, werden die Nennwerte der Netzspannung wieder erreicht, ohne dass sich die Lastaufteilung zwischen diesen Kraftwerken ändert.

8.2 Sekundärregelung ohne Kommunikation

Für die Wechselrichter, die ein Inselnetz aufbauen, soll eine Sekundärregelung gefunden werden, die ohne Kommunikation funktioniert. Dies wird exemplarisch anhand der Frequenzregelung durchgeführt. Für die Spannungsregelung gelten äquivalente Zusammenhänge.

Die $P(f)$ -Statiken aller Wechselrichter (Bild 5.3) müssen in gleichem Maße verschoben werden. Das grundlegende Problem ist, dass die Verschiebung der Statik eines Wechselrichters ein anderer nicht von einem Lastsprung unterscheiden kann und seine Statik nicht verschieben wird. Damit kommt es zwangsläufig zu einer veränderten Lastaufteilung. Diese veränderte und nicht beabsichtigte Lastaufteilung wird als „unsymmetrische Lastaufteilung“ bezeichnet. Im Gegensatz dazu, wird die Lastaufteilung, die durch die ursprünglichen Statiken festgelegt ist, „symmetrische Lastaufteilung“ genannt. Das Bestreben, die ursprüngliche Lastaufteilung wieder zu erreichen, wird „Symmetrierung“ genannt.

8.2.1 Wiederherstellung der Nennfrequenz

Eine naheliegende Lösung ist, die Abweichungen der Frequenz mit einem Integral-Regler zu eliminieren. Der I-Regler erhält als Eingangssignal die Differenz zwischen aktueller Frequenz und Nennfrequenz und liefert eine neue Basisfrequenz $f_{0,W}$ für die Statik. Der I-Regler arbeitet bis die Nennfrequenz wiederhergestellt ist. Diese in Bild 8.2 dargestellte Komponente wird "Wiederherstellung" genannt.

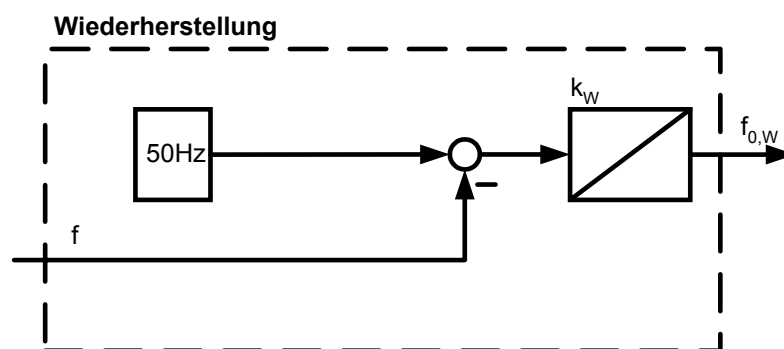


Bild 8.2: Regler für die Wiederherstellung der Nennfrequenz

Diese Lösung wird in [Chandorkar 1994] vorgeschlagen. Es gelingt zwar die Nennfrequenz wiederherzustellen, dies allerdings auf Kosten der Lastaufteilung. Problematisch ist z. B. wenn Wechselrichter zu unterschiedlichen Zeitpunkten mit dem Netz verbunden werden. Dann haben ihre Integratoren unterschiedliche Werte und folglich auch ihre Statiken unterschiedliche Basisfrequenzen. Somit ist die Lastaufteilung unsymmetrisch.

Bei Benutzung des Reglers aus Bild 8.2 braucht man unbedingt die zusätzliche Möglichkeit, eine auftretende Unsymmetrie der Lastaufteilung zu verringern. Dafür kann die aktuelle Belastung als zusätzliches Kriterium berücksichtigt werden. Die Verstärkung des Integrators kann mit dem reziproken Betrag der aktuellen Wirkleistung gewichtet werden (Bild 8.3). Dadurch verschiebt ein weniger ausgelasteter Wechselrichter seine Statik stärker als ein Wechselrichter, der schon mehr Leistung liefert.

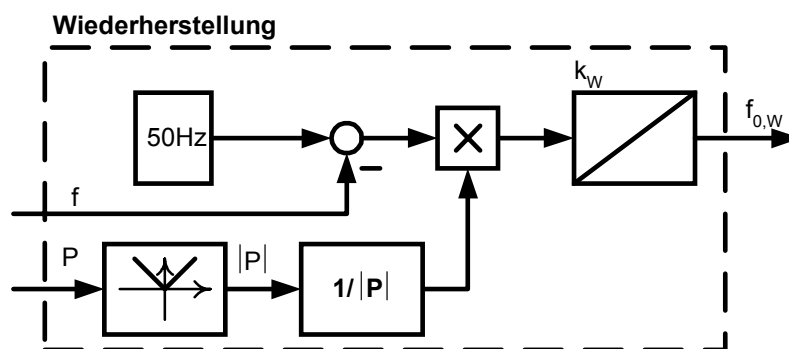


Bild 8.3: Modifizierte Wiederherstellung

Damit wird während jeder Frequenzabweichung die Lastaufteilung symmetriert. Dieser theoretisch richtige Lösungsversuch ist empfindlich gegenüber einem Fehler bei der Messung der Netzfrequenz.

Eine Simulation soll dies veranschaulichen. Zwei Wechselrichter mit der selben Statik $P(f) = -5000 \text{ W/Hz} \cdot (f - f_0)$ speisen eine Last von 10 kW. Als Sekundärregelung kommt die "Wiederherstellung" mit einer gewichteten Verstärkung des Integrators nach Bild 8.3 zum Einsatz. Der erste Wechselrichter misst die Netzfrequenz um 0,02 Hz zu hoch der zweite um 0,02 Hz zu niedrig. Die Verstärkung des Integrators ist $k_w = 0,1 \text{ s}^{-1} \cdot 5000 \text{ W}$. Die Leistungsregelung ist als ideal angenommen worden. Das Ergebnis der Simulation ist in Bild 8.4 dargestellt. Der Nullpunkt von der Leistungs- und der Frequenzachse ist im Diagramm unterdrückt.

Beim Start der Simulation ist die Lastaufteilung unsymmetrisch und die Netzfrequenz zu niedrig. Wie erwartet symmetriert sich anfangs die Lastaufteilung und die Frequenz wird zur Nennfrequenz zurückgeführt. Wenn die Nennfrequenz erreicht ist, wird die Lastaufteilung wieder schlechter aufgrund der Offsets bei der Frequenzmessung. Der erste Wechselrichter möchte die Frequenz wieder erniedrigen, der zweite weiter erhöhen. Beide Wechselrichter arbeiten gegeneinander und verschieben die Basisfrequenz f_0 ihrer Statik in eine unterschiedliche Richtung. Die Lastaufteilung wird unsymmetrisch, die Netzfrequenz ändert sich aber nicht. Nach 40 s gibt es einen Lastsprung auf 14 kW. Da sich dadurch die Frequenz ändert, kommt es anfangs wieder zu einer Symmetrierung der Lastaufteilung.

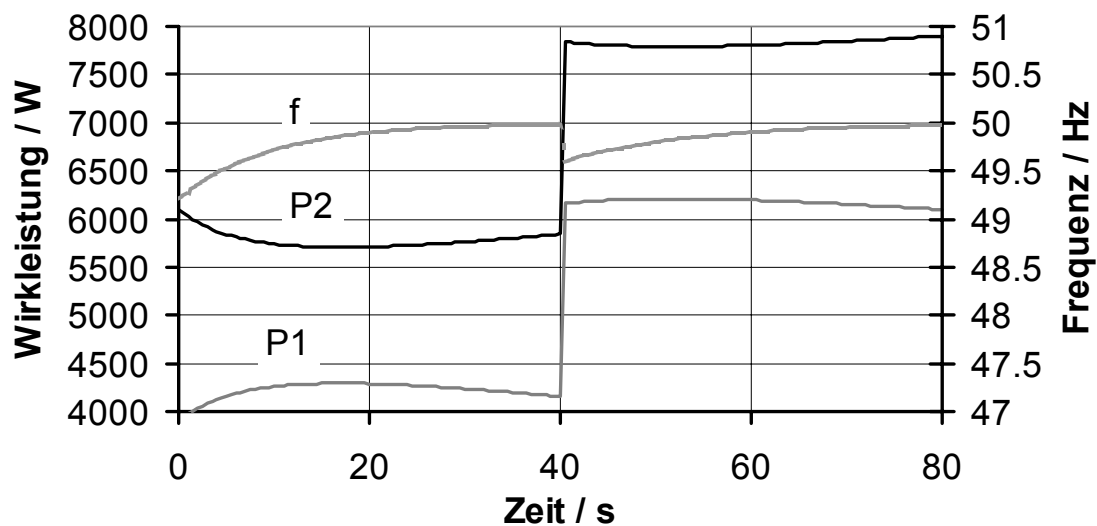


Bild 8.4: Simulation - modifizierter Regler für die Frequenzwiederherstellung

Das Problem der Verschlechterung der Lastaufteilung aufgrund von Fehlern bei der Frequenzmessung besteht natürlich ebenso bei der ersten Lösung (Bild 8.2), die eine nicht belastungsabhängige Verstärkung des Integrators benutzt.

Um das vollständige Auseinanderlaufen zu verhindern, kann eine Totzone implementiert werden, so dass die Frequenzwiederherstellung nur aktiv ist, wenn die Netzfrequenz außerhalb dieser Totzone ist. Die Totzone muss größer gewählt werden als der Messfehler. Da aber nach einer Laständerung die Messwerte der Frequenz der einzelnen Wechselrichter zu unterschiedlichen Zeitpunkten in die Totzone eintreten, führt dies weiterhin zu einer Unsymmetrie in der Lastaufteilung. Zudem ist zu erwarten, dass einer der Wechselrichter am Rand der Totzone bleiben

wird und es so schleichend zu einer weiteren Unsymmetrie kommt. Es wird eine bessere Lösung gesucht, die ohne Totzone auskommen kann.

8.2.2 Ausgleich von Unsymmetrien bei der Lastaufteilung

Das Problem bei der im letzten Abschnitt präsentierten Methode (modifizierte Wiederherstellung) ist, dass die Symmetrierung der Lastaufteilung nur durchgeführt wird, wenn es eine Frequenzabweichung gibt, die größer ist als die Messgenauigkeit. Deshalb wird für die Symmetrierung der Lastaufteilung ein eigenständiger Regler vorgeschlagen. Dieser ist im Bild 8.5 dargestellt und wird im Weiteren "Symmetrierung" genannt. Wenn $P_{\text{soll,S}} = 0 \text{ W}$ gewählt wird, so versucht dieser Regler den Betrag der Wirkleistung zu minimieren. Dies umso stärker je größer der Betrag der Leistung ist. Mehrere Wechselrichter arbeiten somit gegeneinander und verändern ihre Lastaufteilung. Wenn die Wechselrichter die gleiche relative Leistung P/P_N liefern, verschieben alle ihre Basisfrequenz f_0 um den gleichen Betrag und es kommt zu keiner Veränderung der Lastaufteilung mehr. Dieses Verfahren funktioniert unabhängig von Fehlern in der Frequenzmessung. Fehler in der Leistungsmessung führen bei der Lastaufteilung zu einer konstanten Differenz, die lediglich diesem Messfehler entspricht.

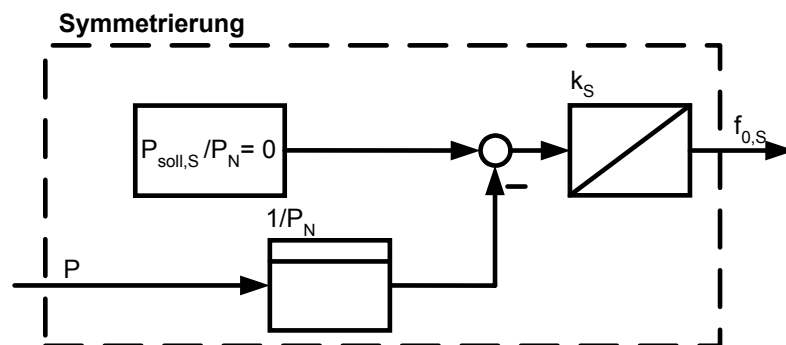


Bild 8.5: Regler zur Symmetrierung der Lastaufteilung

Die Funktion der "Symmetrierung" wird mit einer Simulation überprüft. Das Simulationsergebnis ist in Bild 8.6 dargestellt. Auch hier ist der Nullpunkt von beiden y-Achsen unterdrückt. Es sind wieder zwei Wechselrichter miteinander verbunden. Sie haben die selbe Statik wie in der ersten Simulation (Bild 8.4) und machen auch den selben Fehler bei der Frequenzmessung. Die zu speisende Last benötigt wieder eine Leistung von 10 kW. Die Verstärkung des Integrators ist $k_S = 0,2 \text{ s}^{-2}$. Aufgrund des Fehlers bei der Frequenzmessung ist die Lastaufteilung zu Beginn der

Simulation nicht symmetrisch. Da beide Wechselrichter Wirkleistung ins Netz speisen, reduzieren beide aufgrund des Symmetrierungsreglers ihre Frequenz um Leistung abzugeben. Der zweite Wechselrichter zunächst stärker, da er eine größere Leistung einspeist. Die Symmetrierung gelingt vollständig. Allerdings wird die Frequenz weiter vermindert, wenn die Last symmetriert ist. Das Verfahren geht voll zu Lasten der Frequenzhaltung, was darin begründet ist, dass der Sollwert $P_{\text{soil,S}}/P_N = 0$ des Symmetrierungsreglers nicht erreicht werden kann, da die abgegebene Wirkleistung nur bei einer möglichen Symmetrierung verändert werden kann, ansonsten jedoch von der Last abhängt.

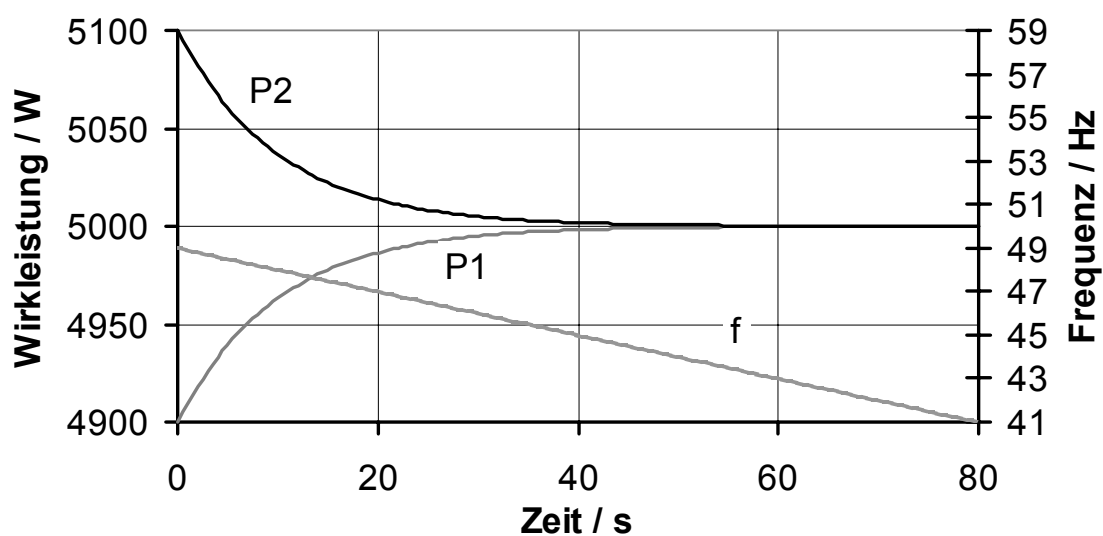


Bild 8.6: Simulation – Symmetrierung der Lastaufteilung

Es liegt der Gedanke nahe, die "Symmetrierung" (Bild 8.5) mit der "Wiederherstellung" (Bild 8.2) zu kombinieren. Eine dritte Simulation soll das Zusammenspiel der beiden Komponenten veranschaulichen. Wieder sind zwei Wechselrichter mit den selben Statiken und Messfehlern wie in den ersten beiden Simulationen zusammengeschlossen. Die beiden Integratoren haben die Verstärkungen $k_W = 1 \text{ s}^{-1}$, $k_S = 0,2 \text{ s}^{-2}$. Das Simulationsergebnis ist in Bild 8.7 dargestellt, die Nullpunkte der beiden y-Achsen sind unterdrückt.

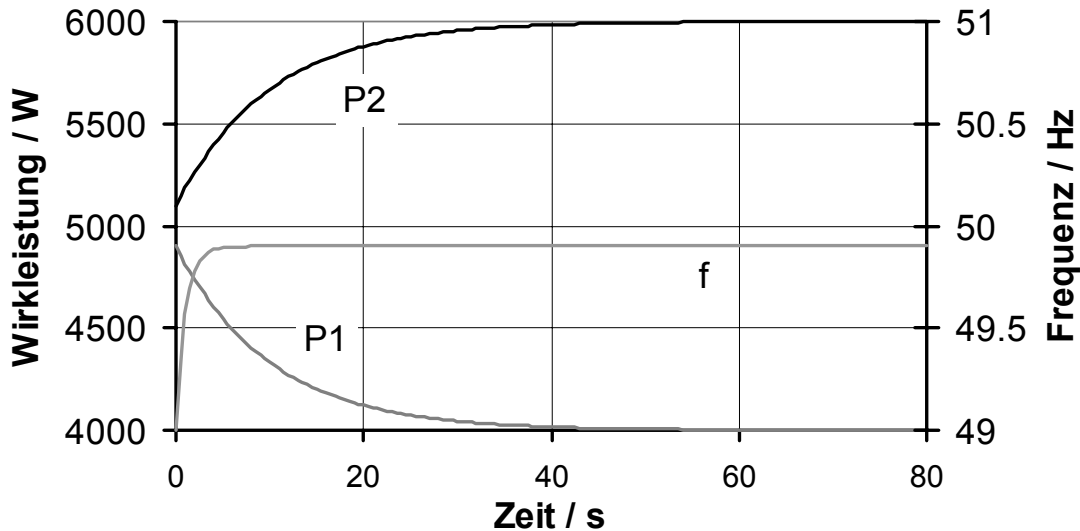


Bild 8.7: Simulation – Wiederherstellung und Symmetrierung im Zusammenspiel

Da beide Regelziele (Symmetrierung und Wiederherstellung) gegeneinander gerichtet sind, wird für beide keine stationäre Genauigkeit erreicht. Im stationären Fall müssen bei jedem Wechselrichter die Ausgänge der beiden I-Regler für Frequenzwiederherstellung ($f_{0,W}$) und Lastsymmetrierung ($f_{0,S}$) den gleichen Betrag, aber ein gegensätzliches Vorzeichen haben.

$$f_{0,W} = -f_{0,S}$$

$$\Rightarrow k_W \cdot \int (50 \text{ Hz} - f) dt = -k_S \cdot \int (0 - P/P_N) dt \quad (8.1)$$

$$\Rightarrow k_W \cdot (50 \text{ Hz} - f) = k_S \cdot (P/P_N)$$

Man erhält somit für jeden Wechselrichter einen Frequenzfehler,

$$\Delta f = (50 \text{ Hz} - f) = \frac{k_S}{k_W} \cdot P/P_N \quad (8.2)$$

der proportional zu der relativen Wirkleistung ist, die von ihm eingespeist wird. Die Frequenz f ist dabei der möglicherweise mit einem konstanten Offset c_{Offset} behaftete Messwert:

$$f = f_{\text{real}} + c_{\text{Offset}} \quad (8.3)$$

Der eigentliche Frequenzfehler ist somit

$$\Delta f_{\text{real}} = \Delta f + c_{\text{Offset}}$$

Daraus folgt mit (8.2) der eigentliche Frequenzfehler Δf_{real} , der mit diesem kombinierten Verfahren gemacht wird.

$$\Delta f_{\text{real}} = \frac{k_S}{k_W} \cdot P/P_N + c_{\text{Offset}} \quad (8.4)$$

Die Auswirkung des Offsets bei der Frequenzmessung auf die Lastaufteilung zwischen zwei ausgewählten Wechselrichtern kann ebenfalls berechnet werden. Aus (8.2) folgt:

$$(50 \text{ Hz} - f_1) = \frac{k_S}{k_W} \cdot P_1/P_{N1} \quad \text{Wechselrichter 1}$$

$$(50 \text{ Hz} - f_2) = \frac{k_S}{k_W} \cdot P_2/P_{N2} \quad \text{Wechselrichter 2}$$

Beide Gleichungen subtrahiert und (8.3) eingesetzt:

$$f_1 - f_2 = c_{1,\text{Offset}} - c_{2,\text{Offset}} = \Delta f_{\text{mess}} = \frac{k_S}{k_W} \cdot \left(\frac{P_2}{P_{N2}} - \frac{P_1}{P_{N1}} \right) = -\frac{k_S}{k_W} \cdot \Delta \frac{P}{P_N}$$

Zwischen zwei Wechselrichtern kommt es somit zu einer Differenz in der relativen Leistungsabgabe, die proportional zu der Differenz der Messoffsets ist.

$$\Delta \frac{P}{P_N} = -\frac{k_W}{k_S} \cdot \Delta f_{\text{mess}} \quad (8.5)$$

Die Gleichung (8.5) kann auch so interpretiert werden, dass dies der Fehler in der Leistungsabgabe *eines* Wechselrichters aufgrund eines Offsets in der Frequenzmessung ist. Dies folgt aus der einfachen Überlegung, dass von zwei Wechselrichtern der erste einen Messoffset hat, der zweite aber nicht. Dann gibt Gleichung (8.5) genau den Fehler des ersten Wechselrichters an.

Der Fehler bei der Lastaufteilung ist unabhängig von den verwendeten Statiken und ist sehr sensibel gegenüber Offsets in der Frequenzmessung. Die beiden verbleibenden Fehler - Frequenzabweichung und Unsymmetrie bei der Lastaufteilung - sind gegenläufig, es ist also ein Kompromiss zwischen beiden Zielen zu machen.

Bei der Simulation, die in Bild 8.7 dargestellt ist, waren die Reglerparameter zu $k_W = 1 \text{ s}^{-1}$, $k_S = 0,2 \text{ s}^{-2}$ gewählt. Damit ergeben sich für die Wechselrichter nach den abgeleiteten Formeln die folgenden Fehler.

Fehler in der Leistungsabgabe des ersten Wechselrichters:

$$\Delta \frac{P_1}{P_N} = -\frac{k_W}{k_S} \cdot \Delta f_{\text{mess},1} = -\frac{1\text{s}}{0,2} \cdot (+0,02 \text{ Hz}) = -0,1 = -10\% \quad .$$

Fehler in der Leistungsabgabe des zweiten Wechselrichters:

$$\Delta \frac{P_2}{P_N} = -\frac{k_W}{k_S} \cdot \Delta f_{\text{mess},2} = -\frac{1\text{s}}{0,2} \cdot (-0,02 \text{ Hz}) = 0,1 = 10\% \quad .$$

Absoluter Frequenzfehler:

$$\Delta f_{\text{real}} = \frac{k_S}{k_W} \cdot P_1/P_N + c_{\text{Offset},1} = 0,2 \text{ s}^{-1} \cdot \frac{4000 \text{ W}}{10000 \text{ W}} + 0,02 \text{ Hz} = 0,1 \text{ Hz} \quad .$$

Der selbe Frequenzfehler lässt sich auch über die Gleichung für den zweiten Wechselrichter ausrechnen.

Die berechneten Fehler stimmen mit denen der Simulation überein.

Im stationären Zustand sind die Beträge der Ausgänge des Symmetrierungsreglers und des Wiederherstellungsreglers gleich groß. Sie wachsen dabei ständig an, da Regelabweichungen verbleiben. In der Praxis ist es nicht zulässig, dass der Wert eines Integrators ständig wächst, weshalb die Symmetrierung und die Wiederherstellung einen gemeinsamen Integrator beaufschlagen (Bild 8.8). Dies ist zulässig, da Integration und Summation vertauscht werden dürfen. Weil sich die beiden Komponenten getrennt besser verstehen lassen, werden sie aber weiterhin separat behandelt.

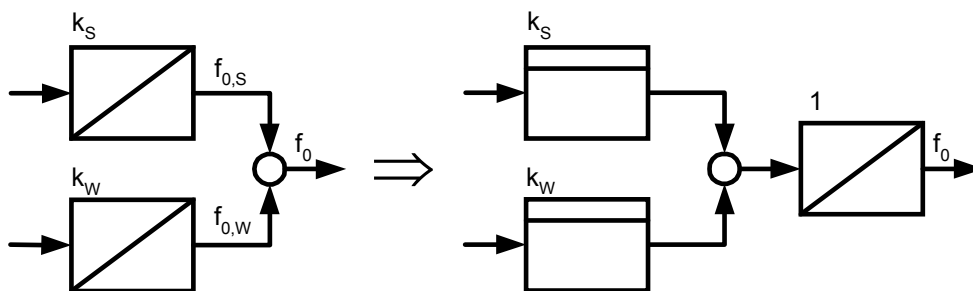


Bild 8.8: Zusammenfassung von Symmetrierungs- und Wiederherstellungsregler zu einem Regler

Wie berechnet wurde, kann die Lastaufteilung zwischen zwei Einspeisungen möglicherweise erheblich differieren, wenn es einen Fehler in der Frequenzmessung gibt. Dies ist sehr störend, falls die benötigte Wirkleistung etwa so groß ist wie die

Einspeiseleistung aller Quellen, da dann einzelne Quellen überlastet werden, während andere noch Reserven haben. Eine Quelle muss also die Möglichkeit haben, ihre Leistung zu begrenzen, sobald sie eine Leistung liefern muss, die ihrer Bemessungsleistung entspricht. Deshalb gibt es eine zusätzliche Eingriffsmöglichkeit in den Symmetrierungsregler, den „Überlasteingriff“ (Bild 8.9). Steigt die Leistung der Quelle über den maximal zulässigen Wert P_{\max} , wird über den Symmetrierungsregler $f_{0,S}$ verändert, also die Statik verschoben. Damit müssen andere Einspeisungen, deren Überlasteingriff nicht aktiv ist, mehr Last übernehmen. Der Verstärkungsfaktor ist zu $k_{\ddot{U}} = 100 / P_N$ festgelegt.

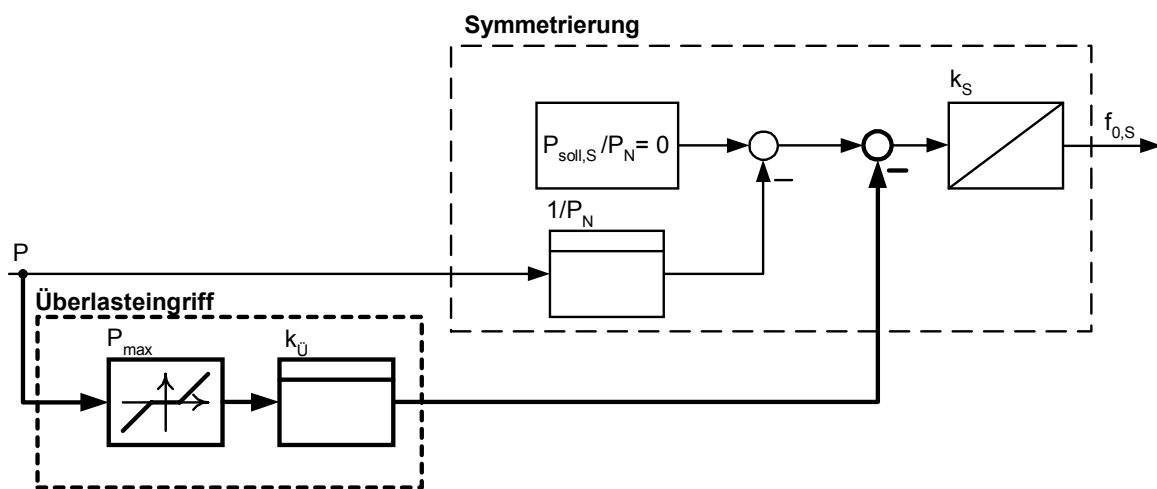


Bild 8.9: Überlasteingriff in den Symmetrierungsregler

Ist die Überlastung nicht durch eine Unsymmetrie der Lastaufteilung verursacht sondern dadurch, dass die angeschlossene Last zu groß ist, ist der Überlasteingriff aller Einspeisungen aktiv. Dadurch wird $f_{0,S}$ aller Quellen zusätzlich vergrößert. Dies führt zu einem größeren Frequenzfehler, der sich äquivalent zu (8.1) berechnen lässt.

$$k_w \cdot \int (50 \text{ Hz} - f) dt = -k_s \cdot \int (0 - P/P_N - (P - P_{\max}) \cdot k_{\ddot{U}}) dt \quad (8.6)$$

Daraus lässt sich (äquivalent zu (8.2)) eine Gleichung für den Frequenzfehler bestimmen.

$$\Delta f = (50 \text{ Hz} - f) = \frac{k_s}{k_w} \cdot (P/P_N + (P - P_N) \cdot k_{\ddot{U}}) \quad (8.7)$$

Dabei wurde $P_{\max} = P_N$ gesetzt.

Es ergibt sich ein zusätzlicher Frequenzfehler:

$$\Delta f_{\text{Überlast}} = \frac{k_S}{k_W} \cdot k_{\dot{U}} \cdot (P - P_N) \quad . \quad (8.8)$$

Mit den gewählten Reglerparametern berechnet sich der zusätzliche Frequenzfehler bei einer Leistung die 110 % von P_N beträgt zu:

$$\Delta f_{\text{Überlast}} = \frac{k_S}{k_W} \cdot k_{\dot{U}} \cdot (P - P_N) = \frac{0,2s^{-2}}{1s^{-1}} \cdot \frac{100}{P_N} \cdot (1,1 \cdot P_N - P_N) = 2 \text{ Hz} \quad .$$

Das heißt, dass die Frequenz bei 10 % Überlast um zusätzlich 2 Hz absinkt. Bei Nennlast sind es nach (8.2) erst 0,2 Hz.

Das kombinierte Verfahren arbeitet stabil, solange die Einspeisungen noch den Wirkleistungsbedarf der Last befriedigen können. Es liefert aber bei einem Offsetfehler in der Frequenzmessung noch nicht gänzlich zufriedenstellende Ergebnisse, da sowohl bei der Symmetrierung als auch bei der Frequenzwiederherstellung, signifikante Regelabweichungen verbleiben. Eine entscheidende Verbesserung ist möglich, wenn die Symmetrierung nur durchgeführt wird, solange der Wechselrichter eine Änderung seiner Ausgangsleistung feststellen kann. In Bild 8.7 ist zu sehen, dass ab etwa 40 s beide Symmetrierungsregler noch arbeiten und dabei die Netzfrequenz verändern, obwohl es schon zu einem vollständigen Lastausgleich gekommen ist, und sich die Netzleistung der einzelnen Wechselrichter nicht mehr ändert. Deshalb wird die Symmetrierung gesperrt, wenn der Betrag des Ausgangsleistungsgradienten eine bestimmte Schwelle unterschreitet. Ist die Symmetrierung gesperrt, kann die Frequenzwiederherstellung ungehindert arbeiten und die Frequenz näher an die Nennfrequenz heranführen. Aufgrund der möglichen Messoffsets wird dabei die Lastaufteilung wieder schlechter. Man erreicht keine bessere Lastaufteilung, aber eine größere Genauigkeit bei der Frequenzwiederherstellung. Das Verhältnis k_W / k_S kann deshalb auf Kosten der Frequenzwiederherstellung günstiger für die Symmetrierung gewählt werden. Damit die Frequenzwiederherstellung die Lastaufteilung nicht kontinuierlich verschlechtert, wird eine Totzone eingeführt. Ab einem bestimmten Toleranzbereich um die Nennfrequenz wird auch der Regler für die Frequenzwiederherstellung gesperrt.

Die modifizierten Strukturen sind in Bild 8.10 und Bild 8.11 wiedergegeben.

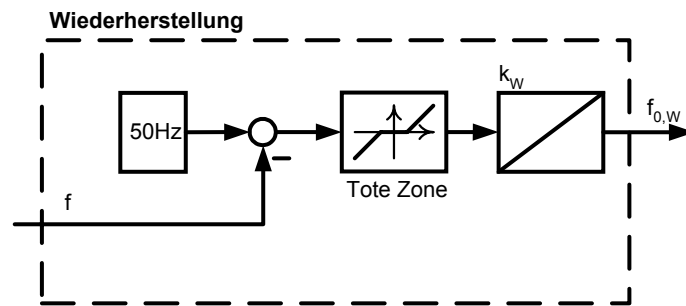


Bild 8.10: Verbesserter Regler für die Wiederherstellung der Frequenz

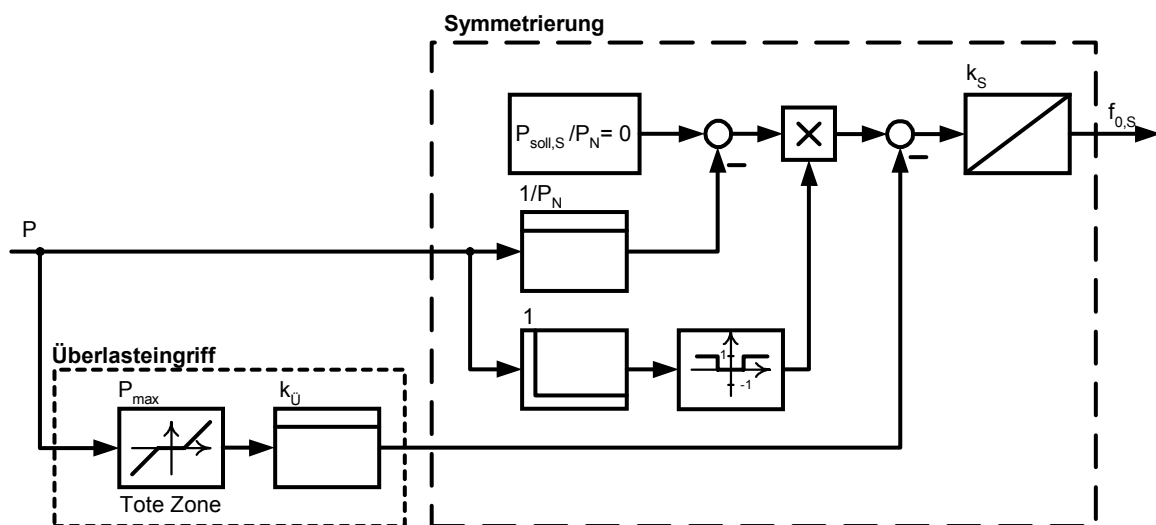


Bild 8.11: Verbesserter Regler für die Symmetrierung der Lastaufteilung

Der Überlasteingriff erfolgt hinter dem Multiplikationsglied, welches den Symmetrierungsregler sperren kann, damit der Überlasteingriff in jedem Fall aktiv ist.

8.2.3 Wiederherstellung der Nennspannung

Für die Wiederherstellung der Nennspannung lässt sich eine entsprechende Sekundärregelung (Bild 8.12, Bild 8.13) implementieren.

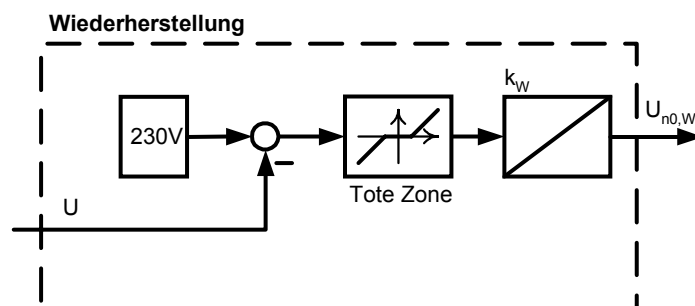


Bild 8.12: Regler für die Wiederherstellung der Nennspannung

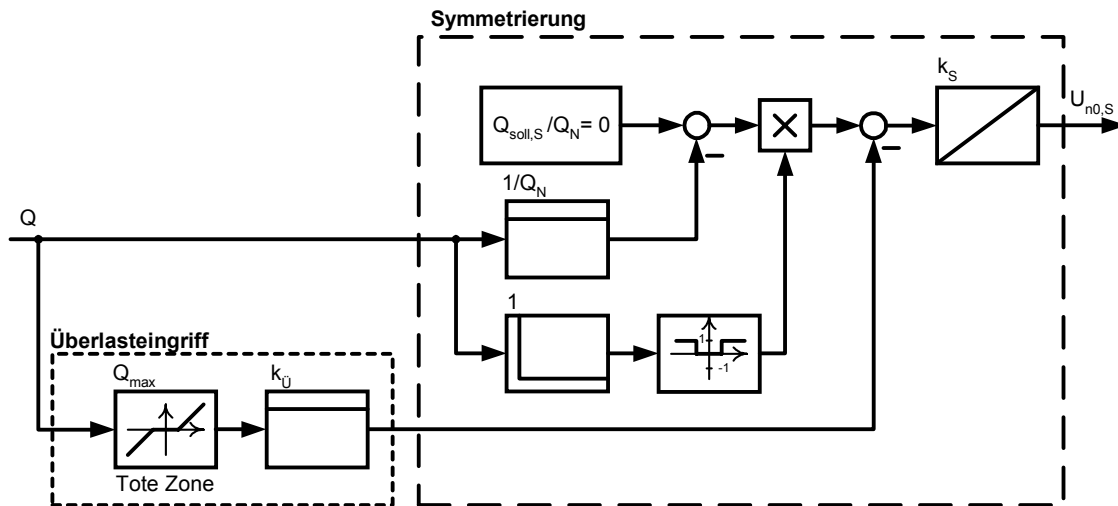


Bild 8.13: Regler für die Symmetrierung der Blindlastaufteilung

Während die Frequenzmessung nahezu ohne Offset ist, gibt es bei der Spannungseffektivwertmessung größere Abweichungen, weshalb es zu einer weniger guten Lastaufteilung oder schlechteren stationären Genauigkeit bei der Rückführung auf den Nennwert der Spannung kommt.

8.2.4 Vollständige Sekundärregelung

Sowohl bei der Sekundärregelung für die Frequenz als auch für den Spannungseffektivwert besteht die Gefahr, dass sich die Symmetrierung langsam ändert, da der Symmetrierungsregler erst ab einem bestimmten Leistungsgradienten aktiv wird. Um nicht auf einen Lastwechsel angewiesen zu sein, wird in bestimmten Zeitabständen von jedem Wechselrichter getestet ob eine Symmetrierung durchgeführt werden muss. Dazu verschiebt der Wechselrichter seine Statik um eine feste Frequenz $f_{0,T}$, so dass er Leistung abgibt. Dieser Testsprung wird so groß gewählt, dass im Anschluss daran der Symmetrierungsregler wieder aktiv ist. Diese Komponente wird "Testen" genannt.

Sowohl die Sekundärregelung für die Frequenz, als auch diejenige für die Spannung, bestehen somit insgesamt aus drei Komponenten. Für die beiden Statiken, aus denen die Leistungssollwerte für die Primärregelung abgeleitet werden, wird eine neue Basisfrequenz bzw. -spannung durch Summation aller drei Beiträge gebildet.

$$f_0 = f_{0,W} + f_{0,S} + f_{0,T}$$

$$U_{n0} = U_{n0,W} + U_{n0,S} + U_{n0,T}$$

Damit ergibt sich das vollständige Strukturbild der Sekundärregelung:

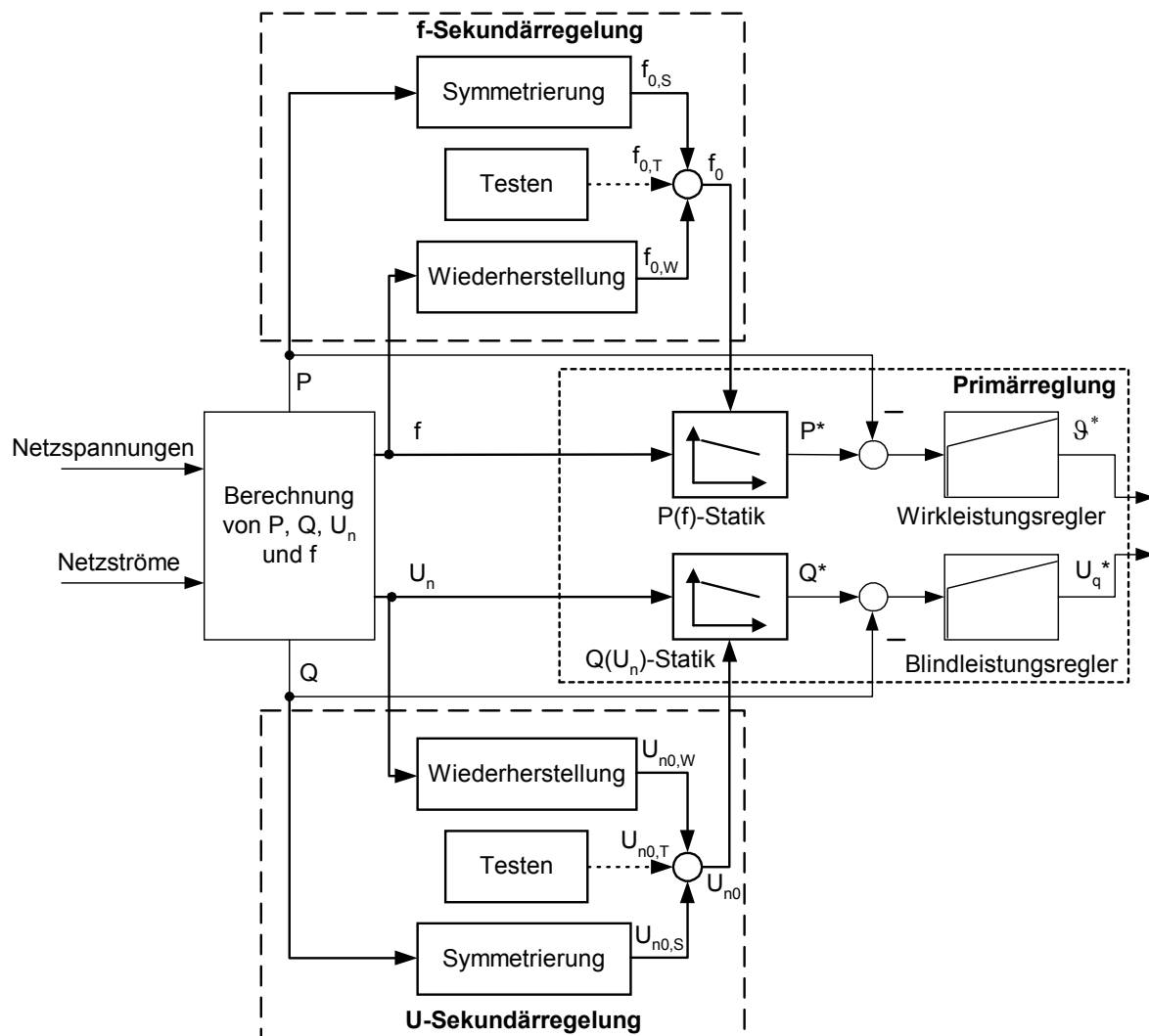


Bild 8.14: Strukturbild der Sekundärregelung

Beim Laboraufbau wurden die folgenden Parameter implementiert:

	f-Sekundärregelung	U-Sekundärregelung
Erreichte Messgenauigkeit	ca. +/- 0,01 Hz	ca. +/- 0,2 V
k_W	1 s^{-1}	$0,2 \text{ s}^{-1}$
k_S	$0,2 \text{ s}^{-2}$	1 Vs^{-1}
Minimaler Leistungsgradient	10 Ws^{-1}	30 VARs^{-1}
Totzone (Wiederherstellung)	+/- 0,02 Hz	+/- 0,4 V
Testsprung $f_{0,T}$ bzw. $U_{0,T}$	$0,025 \text{ Hz} \hat{=} 125 \text{ W}$	$0,125 \text{ V} \hat{=} 125 \text{ VAR}$

Tabelle 8.1: Parameter für den Laborwechselrichter

In Bild 8.15 wird in einem Laborexperiment die Funktion der Sekundärregelung gezeigt. Zwei Wechselrichter sollen gemeinsam eine Last versorgen, die die

Wirkleistung 8 kW und die Blindleistung 5,5 kVar fordert. Beide Wechselrichter haben eine Bemessungsleistung von 10 kVA. Zuerst versorgt nur ein Wechselrichter die Last. Aufgrund der Sekundärregelung sind Frequenz und Effektivwert der Netzspannung nahe der Nennwerte. Nach etwa 25 s wird der zweite Wechselrichter zugeschaltet. Aufgrund der Symmetrierungsregelung kommt es zu einem Lastausgleich zwischen den Wechselrichtern. Die „Wiederherstellung“ hält Frequenz und Spannungseffektivwert weiter in der Nähe ihrer Nennwerte.

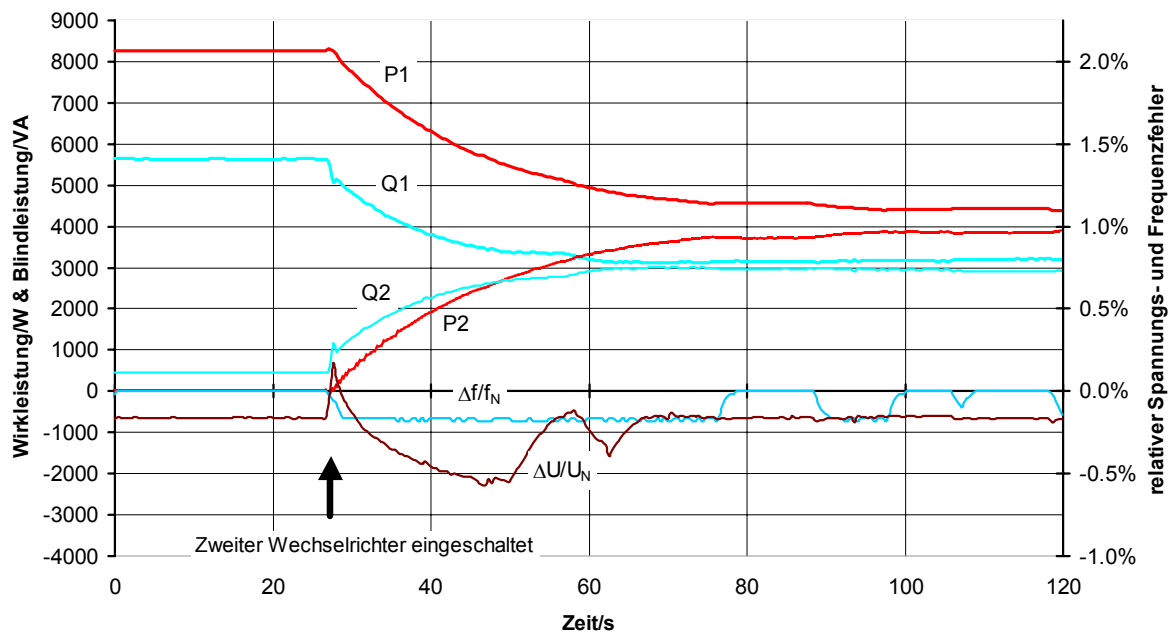


Bild 8.15: Experiment – Funktion der Sekundärregelung (Lastsymmetrierung und Frequenz- und Spannungshaltung)

Die gezeigten Werte sind „Werte der DSPs“. Die Symmetrierung der Lastaufteilung gelingt sehr gut in Anbetracht dessen, dass nun die Frequenz und der Spannungseffektivwert nicht mehr benutzt werden können um die Last aufzuteilen.

Ob eine Sekundärregelung in einem Inselnetz gewünscht wird, sollte bei jedem Anwendungsfall geprüft werden. Man erreicht, dass die Nennwerte von Spannung und Frequenz gut eingehalten werden, allerdings kommt es oft zu kleinen Sprüngen in diesen Werten, da die Wechselrichter nach einer bestimmten Zeit testen, ob sie ihre Statik verschieben können und eine Symmetrierung wieder notwendig ist. Man erkaufte sich die relative Konstanz von Effektivwert und Frequenz der Netzspannung mit einer schlechteren Lastaufteilung. Vor allem die Aufteilung der Blindleistung ist

kritisch, da die Spannungsmessung nicht immer und überall die gleichen Werte liefert.

Die Kennwerte der Netzspannung sind mit einer Sekundärregelung kein Maß mehr für den Lastzustand des Netzes, was betriebliche Einschränkungen mit sich bringt, z. B. ist kein Lastabwurf bei Unterfrequenz mehr möglich.

Die Sekundärregelung darf nur aktiv sein, wenn alle netzbildenden Quellen eine Sekundärregelung haben und diese von der gleichen Art ist. Sonst kommt es zu einer Unsymmetrie bei der Lastaufteilung.

9 Optimierung des kommunikationslosen Parallelbetriebs

Im Verbundnetz werden die Leistungsvorgaben der Kraftwerke durch eine sogenannte Tertiärregelung beeinflusst. Diese verändert die Lastaufteilung nach kostenoptimalen Gesichtspunkten. Für den kommunikationslosen Parallelbetrieb gibt es ebenfalls Möglichkeiten, in die Lastbereitstellung nach Kostengesichtspunkten einzugreifen.

9.1 Abschaltung von Einspeisungen bei Schwachlast

Bei den allermeisten Versorgungsnetzen ist der Energiebedarf schwankend. Wenn das Netz von mehreren Energiequellen gespeist wird, ist es sinnvoll nur so viele Quellen zu benutzen, wie für einen sicheren Betrieb des Netzes nötig sind. Das Abschalten spart Energie, da jede Einspeisung Leerlaufverluste hat. Diese können bei einem Dieselgenerator erheblich sein, sind aber auch bei einem Wechselrichter nicht zu vernachlässigen. Wenn jede Quelle für sich alleine entscheiden kann, ob sie gebraucht wird, kann die Abschaltung einzelner Quellen bei Schwachlast ohne Kommunikation zwischen den Quellen realisiert werden.

Die von einer Quelle eingespeiste Energie reicht als Kriterium für das Abschalten nicht aus. Auch wenn eine Quelle keine Wirkleistung liefert, darf sie sich nicht abschalten, wenn sie die einzige ist. Jede Quelle muss feststellen, ob es weitere Einspeisungen gibt und wie stark diese restlichen Einspeisungen sind. Erst wenn die Leistungsfähigkeit des Netzes bestimmt ist, kann die einzelne Einspeisung entscheiden, ob sie vom Netz gehen darf.

Die Leistungsfähigkeit des Netzes kann einfach festgestellt werden. Wenn die Wirkleistungsregelungen der Einspeisungen lineare Statiken benutzen, führt jeder Lastsprung zu einer Frequenzänderung. Ohne eine Sekundärregelung bleibt diese Frequenzänderung bestehen. Mit einer Sekundärregelung wird die Frequenzänderung wieder reduziert. Bei einem bekannten Lastsprung ΔP_{Test} kann aus der

gemessenen Frequenzänderung Δf_{Test} eine Leistungskennzahl für das Netz berechnet werden.

9.1.1 Abschaltung in einem Netz ohne Sekundärregelung

Eine Einspeisung kann einen definierten Lastsprung auf das Netz geben, indem sie ihre Statik sprunghaft um den Betrag $\Delta f_{0,\text{Test}} = f_{0,\text{neu}} - f_{0,\text{alt}}$ verschiebt.

Aus der Statik dieser Einspeisung (Index „1“) ergibt sich der Lastsprung

$$\begin{aligned} \Delta P_{\text{Test},1} &= P(f)_{1,\text{neu}} - P(f)_{1,\text{alt}} = -\frac{\Delta P_1}{\Delta f_1} \cdot (f_{\text{neu}} - f_{0,\text{neu}}) + \frac{\Delta P_1}{\Delta f_1} \cdot (f_{\text{alt}} - f_{0,\text{alt}}) \\ &\Rightarrow \Delta P_{\text{Test},1} = -\frac{\Delta P_1}{\Delta f_1} \cdot (\Delta f_{\text{Test}} - \Delta f_{0,\text{Test}}). \end{aligned} \quad (9.1)$$

Es wurde bei dieser Rechnung von einem Statiktyp 1 ausgegangen, jede lineare Statik liefert aber das selbe Ergebnis.

Dieser Lastsprung muss von den restlichen Einspeisungen, die eine Gesamtstatik (Index „ges-1“) nach Gleichung (5.5) haben, aufgebracht werden. Es wird davon ausgegangen, dass keine dieser restlichen Einspeisungen während des Tests ihre Basisfrequenz f_0 verschiebt, also die Basisfrequenz der Gesamtstatik $f_{0,\text{ges-1}}$ konstant ist.

$$\Delta P_{\text{Test},\text{ges-1}} = P(f)_{\text{ges-1},\text{neu}} - P(f)_{\text{ges-1},\text{alt}} = -\frac{\Delta P_{\text{ges-1}}}{\Delta f_{\text{ges-1}}} \cdot (\Delta f_{\text{Test}}) \quad (9.2)$$

Wenn die Einspeisung „1“ ihre Leistungsabgabe verringert, müssen die restlichen Quellen ihre Leistungsabgabe vergrößern. Es gilt also

$$\Delta P_{\text{Test},1} = -\Delta P_{\text{Test},\text{ges-1}}.$$

Damit ergibt sich

$$-\frac{\Delta P_{\text{ges-1}}}{\Delta f_{\text{ges-1}}} = \frac{\Delta P_1}{\Delta f_1} \left(1 - \frac{\Delta f_{0,\text{Test}}}{\Delta f_{\text{Test}}} \right). \quad (9.3)$$

Aus (9.3) kann eine einzelne Einspeisung, die eine Statik mit der Steigung $\Delta P_1 / \Delta f_1$ hat, durch das sprunghafte Verschieben ihrer Statik um den Betrag $\Delta f_{0,\text{Test}}$ und die

Messung der sich einstellenden Änderung der Netzfrequenz Δf_{Test} , die Leistungskennzahl $\Delta P_{\text{ges-1}} / \Delta f_{\text{ges-1}}$ der anderen Quellen bestimmen.

Wenn alle Quellen Statiken benutzen, die in einem bestimmten Frequenzband um die Nennfrequenz liegen (z. B. $f_{\text{min}} = 48$ Hz und $f_{\text{max}} = 52$ Hz) und linear sind, ist auch die Gesamtstatik nach Gleichung (5.5) linear. Aus der Kenntnis der aktuellen Frequenz f_{akt} kann die Leistungsreserve der restlichen Quellen berechnet werden. Die Leistungsreserve für steigenden Leistungsbedarf beträgt

$$P_{\text{Reserve,ges-1}} = \frac{\Delta P_{\text{ges-1}}}{\Delta f_{\text{ges-1}}} \cdot (f_{\text{akt}} - f_{\text{min}}) \quad . \quad (9.4)$$

Die Leistungsreserve für sinkenden Leistungsbedarf beträgt

$$P_{\text{Reserve,ges-1}} = -\frac{\Delta P_{\text{ges-1}}}{\Delta f_{\text{ges-1}}} \cdot (f_{\text{akt}} - f_{\text{max}}) \quad . \quad (9.5)$$

Auch bei den zwei denkbaren Grenzfällen liefern die Gleichungen (9.4) und (9.5) sinnvolle Werte. Ist die Quelle an einem starren Netz angeschlossen, so ändert ein Lastsprung nicht die Netzfrequenz und (9.3) liefert als Ergebnis den Wert ∞ . Damit ist auch $P_{\text{Reserve,ges-1}}$ nach (9.4) und (9.5) unendlich groß. Ist die Quelle alleine, so führt das Verschieben der Statik um einen bestimmten Betrag zu einer Netzfrequenzänderung gleichen Betrags und (9.3) liefert als Ergebnis den Wert 0. Damit ist auch $P_{\text{Reserve,ges-1}}$, also die Leistungsreserve der restlichen Quellen, Null.

Das Verschieben der Statik zum Test muss wieder in die entgegengesetzte Richtung durchgeführt werden, damit sich die Lastaufteilung nicht ändert. Bei diesem zweiten Sprung wird die Bestimmung der Statik der restlichen Quellen noch einmal durchgeführt. Ist eine Einspeisung wenig belastet, kann sie vom Netz gehen, wenn die Leistungsreserve des restlichen Netzes groß genug ist. Bei einer Einspeisung mit einem Energiespeicher ist zusätzlich zu fordern, dass vor der Trennung vom Netz der Speicher wieder voll geladen wird.

Die Bestimmung der Gesamtstatik wird fehlerhaft durchgeführt, wenn zum gleichen Zeitpunkt eine weitere Quelle einen Test ausführt. Aus diesem Grund werden für jede Einspeisung zwischen der Durchführung der beiden Testsprünge unterschiedliche Zeiten festgelegt. Bei nur zwei Einspeisungen wird die Gesamtstatik richtig gemessen, wenn der erste und der zweite Sprung das gleiche Ergebnis

liefern. Es kann nicht passieren, dass beide Einspeisungen gleichzeitig vom Netz gehen. Bei mehr als zwei Einspeisungen sind immer noch Fehlmessungen denkbar, aber es ist ausgeschlossen, dass alle Quellen gleichzeitig vom Netz gehen.

Somit ist es möglich, dass in Netzen, in denen die Einspeisungen ohne Sekundärregelung arbeiten, diese von sich aus entscheiden ob sie momentan im Netzverbund gebraucht werden. Werden sie nicht gebraucht, können sie sich vom Netz trennen. Ein Wiedereinschalten muss erfolgen, wenn die restlichen Quellen stark belastet sind, also die Netzfrequenz nahe bei der minimalen (f_{\min}) oder maximalen Frequenz (f_{\max}) ist.

9.1.2 Abschaltung in einem Netz mit Sekundärregelung

Falls die Netzeinspeisungen mit einer Sekundärregelung arbeiten, sind wichtige Unterschiede zu beachten.

Die Bestimmung der „Leistungsfähigkeit“ des Restnetzes nach (9.3) funktioniert nur richtig, wenn die Messung der Frequenzänderung nach einem Testsprung deutlich schneller ist, als die Wiederherstellung der Frequenz. Dies ist aber selbstverständlich gegeben, da die Frequenz erst wiederhergestellt werden kann, wenn überhaupt eine Frequenzabweichung gemessen wurde. Es lässt sich somit eine Leistungskennzahl $\Delta P_{\text{ges-1}}/\Delta f_{\text{ges-1}}$ der restlichen Einspeisungen bestimmen.

Die Forderung, dass alle Statiken in einem festen Frequenzband liegen, ist nicht mehr gegeben, wenn die Einspeisungen mit einer Sekundärregelung arbeiten. Die Sekundärregelung verschiebt die Statik, indem sie die Basisfrequenz f_0 verändert. Bei einer aktivierten Sekundärregelung lässt sich somit nur die Leistungskennzahl des Restnetzes nach (9.3) bestimmen, aber keine konkrete Leistungsreserve nach (9.4) und (9.5).

Somit ist eine Entscheidung darüber, ob eine Einspeisung problemlos vom Netz gehen kann, nicht mit letzter Sicherheit zu treffen. Eine Lösung könnte sein, nicht plötzlich abzuschalten, sondern die Einspeiseleistung langsam zu reduzieren und dabei zu kontrollieren, ob das Netz stabil bleibt.

Das Wiedereinschalten ist ebenfalls nicht problemlos. Arbeitet die Sekundärregelung genau, fehlt ein Kriterium, wann die Einspeisung wieder ans Netz gehen muss, da die Frequenz kein Maß mehr für den Belastungszustand des Netzes ist. Erst wenn

der Überlasteingriff von allen Einspeisequellen aktiv ist (Bild 8.9), ändert sich die Netzfrequenz erheblich und die Einspeisung kann erkennen, dass sie wieder gebraucht wird.

Das Abschalten von Einspeisungen bei Teillast ist somit bei einer vorhandenen Sekundärregelung schwieriger. Kann man akzeptieren, dass eine Quelle, die sich vom Netz getrennt hat, erst wieder im Falle einer Überlast ans Netz geht, dann ist eine Abschaltung durchführbar.

9.2 Betriebsoptimierung durch ungleiche Lastaufteilung

Unter einer Betriebsoptimierung wird verstanden, dass die Energiebereitstellung aus verschiedenen Quellen nach Kriterien wie Verfügbarkeit, Qualität und vor allem Erzeugungskosten optimiert wird. Falls ein Inselnetz eine Betriebsoptimierung hat, wird dies normalerweise durch eine übergeordnete Regelung gemacht. Diese entscheidet nach beliebig detaillierten Optimierungskriterien und erteilt den einzelnen Quellen eine Leistungsvorgabe. Für die Optimierung müssen viele Parameter bekannt sein, zum Beispiel die geforderte Last, die Lastflussverteilung, vor allem aber die aktuellen Betriebszustände und Energiebereitstellungskosten der einzelnen Einspeisungen. Dafür ist eine Kommunikation zwischen den einzelnen Komponenten nötig. Eine derartige Betriebsführung kann, wenn ausreichend Parameter erfasst und gute Optimierungskriterien benutzt werden, optimal sein. Als große Nachteile werden gesehen, dass es einen zentralen Master gibt und ein erheblicher Kommunikationsaufwand betrieben wird. Damit wird die Betriebsoptimierung störanfällig, und widerspricht dem bisher verfolgten modularen und dezentralen Konzept, welches ohne Kommunikation auskommt.

9.2.1 Klassifizierung von Einspeisungen nach ihrem Energieangebot

Im Folgenden wird eine Betriebsoptimierung präsentiert, die sich hervorragend in das bisherige modulare, dezentrale und kommunikationslose Konzept eingliedert. Für die Betriebsoptimierung muss unterschieden werden, ob die Einspeisungen eine Sekundärregelung haben oder nicht. Zuerst wird als Optimierungskriterium die „Wertigkeit“ der Energie einer Quelle festgelegt.

In einem Inselnetz arbeiten möglicherweise viele verschiedene Einspeisungen zusammen, die nach der Regelbarkeit ihres Leistungsangebots in drei Gruppen eingeteilt werden können.

- Gruppe 1 bilden Wechselrichter und Generatoren, die Teil einer Anlage sind, in der Energie gespeichert werden kann. Sie können Wirkleistung sowohl abgeben als auch aufnehmen (Batteriewechselrichter, Speicherwasserkraftwerke mit Pumpbetrieb, Wechselrichter mit Ultracapspeicher). Die Wirkleistungsregelung dieser Einspeisungen arbeitet mit einer Statik nach dem Typ 1 (Bild 5.3).
- Gruppe 2 bilden Quellen, die nur einen Wirkleistungsfluss ins Netz zulassen: (Mikrogasturbinen, Dieselgeneratoren, Brennstoffzellen). Der Wirkleistungsfluss ist aber einstellbar, weshalb sich auch ausschließlich mit diesen Quellen ein Inselnetz aufbauen lässt. Die Wirkleistungsregelung dieser Einspeisungen arbeitet mit einer Statik nach dem Typ 2 (Bild 5.5).
- Gruppe 3 sind Einspeisungen, die ein aktuelles Energieangebot in elektrische Energie umwandeln. Dies sind in erster Linie regenerative Energiequellen (Photovoltaik, Windkraft, Laufwasserkraftwerke). Ausschließlich mit diesen Quellen lässt sich kein Inselnetz aufbauen, da nicht zu jedem Zeitpunkt gewährleistet ist, dass der Leistungsbedarf einer Last befriedigt werden kann. Die Wirkleistungseinspeisung dieser Quellen ist normalerweise nicht durch Statiken festgelegt.

Wenn die Einspeisung entweder über selbstgeführte Stromrichter oder regelbare Synchronmaschinen erfolgt, dann ist bei allen drei Gruppen die Blindleistung in gewissen Grenzen frei einstellbar. Sie kann für alle Quellen nach Statiken vom Typ 1 eingeregelt werden.

9.2.2 Optimierungskriterien

9.2.2.1 Optimierungskriterien für die Wirklastaufteilung

Die in das Inselnetz gespeiste Energie ist unterschiedlich wertvoll.

Die von den Quellen der Gruppe 1 gelieferte Energie hat eine hohe Wertigkeit, da sie mit einer hohen Dynamik verfügbar ist (zumindest bei Batterie- und Ultracapspeicher). Diese Wertigkeit ändert sich während des Betriebs. Ist der entsprechende Speicher voll, so ist die gelieferte Energie als billiger anzusehen. Wird

die Energie der Quellen knapp, weil der Ladezustand des Speichers nur noch gering ist, dann ist die Wertigkeit dieser Energie als höher anzusehen.

Bei der Gruppe 2 wird die Wertigkeit hauptsächlich durch die Energiekosten bestimmt. Das sind Brennstoffkosten aber auch Kosten für den Verschleiß der Anlage. Diese Kosten sind während des Betriebs in erster Näherung konstant.

Bei der Gruppe 3 wird die Wertigkeit zunächst als sehr hoch angesehen, da die angebotene Energie verloren ist, wenn sie nicht genutzt, also ins Netz eingespeist wird. Man wird versuchen, möglichst die zur Verfügung stehende Leistung vollständig ins Netz einzuspeisen. Diese Quellen arbeiten angebotsorientiert, nicht lastorientiert.

Der Begriff Wertigkeit ist nicht konkret. Es ist auch nicht Ziel dieser Arbeit eine Optimierungsstrategie für ein Inselnetz auszuarbeiten. Es soll im Weiteren nur gezeigt werden, wie eine beliebig festgelegte Wertigkeit für eine Aufteilung der Wirklast zwischen mehreren Quellen genutzt werden kann.

9.2.2.2 Optimierungskriterien für die Blindlastaufteilung

Natürlich kann auch die Aufteilung der Blindlast genauso wie die Wirklast anders verteilt und optimiert werden. Die Kosten für die Blindlastbereitstellung können nicht als Kriterium benutzt werden, da Blindleistung nicht erzeugt werden muss, also für jede Quelle im Grunde den gleichen Wert hat. Ein sinnvolles Kriterium ist die aktuelle Auslastung (Scheinleistung S) der Einspeisung. Eine unterschiedliche Auslastung der Quellen kann durch die optimierte Wirklastaufteilung verursacht werden. Eine Quelle, die billige Energie liefern kann, ist durch Wirkleistung mehr ausgelastet als eine Quelle, deren Energie teuer ist. Wenn die Quelle mit der größeren Auslastung ihre Blindleistungseinspeisung reduzieren kann, hat sie mehr Spielraum um die Wirkleistungseinspeisung weiter zu erhöhen, falls dies nötig ist. Im Extremfall bedeutet das, dass eine Quelle mit sehr billiger Energie ihre ganze Bemessungsleistung für die Bereitstellung von Wirkleistung nutzen kann und die von den Lasten benötigte Blindleistung von Einspeisungen geliefert wird, deren Energie teuer ist.

9.2.3 Betriebsoptimierung bei Netzen mit Sekundärregelung

In Abhängigkeit davon, ob die Einspeisungen für ein Netz eine Sekundärregelung haben oder nicht, muss die Lastaufteilung unterschiedlich erreicht werden. Es wird

zunächst der Fall behandelt, dass die Einspeisungen eine Sekundärregelung nach Bild 8.14 haben.

9.2.3.1 Verändern der Wirklastaufteilung

Als einfaches Beispiel werden zwei Batteriewechselrichter betrachtet. Der Ladezustand ihres Batteriespeichers sei unterschiedlich. Ziel einer einfachen Betriebsoptimierung muss es sein, den Ladezustand beider Energiespeicher zu egalisieren. Um dies zu erreichen, muss die Leistungsabgabe bzw. -aufnahme unsymmetrisch erfolgen. Dazu kann man in die Symmetrierungskomponente der Sekundärregelung eingreifen (Bild 9.1). Haben die Wechselrichter eine unterschiedliche Vorgabe $P_{\text{soll},S}$ für den Symmetrierungsregler, wird sich eine unterschiedliche Lastaufteilung einstellen. Eine Kommunikation ist nicht nötig. In Abhängigkeit vom Ladezustand kann ein Wechselrichter die Leistungsvorgabe $P_{\text{soll},S}$ verändern. $P_{\text{soll},S}$ kann im Normalfall durch den Symmetrierungsregler nicht erreicht werden, da die abzugebene Leistung in erster Linie von der Last abhängt. Nur wenn das Netz sehr starr ist, lässt sich $P_{\text{soll},S}$ annähernd erreichen, deshalb muss $P_{\text{soll},S}$ unter Beachtung der maximalen Leistungsfähigkeit des Wechselrichters gewählt werden.

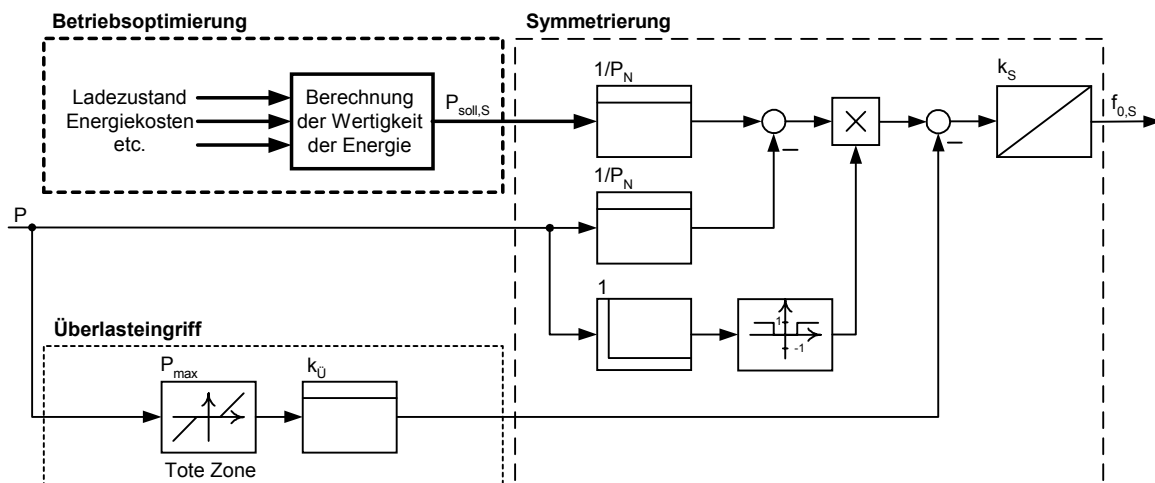


Bild 9.1: Eingriff der Betriebsoptimierung in die Symmetrierung (Wirklast)

Anhand einer Simulation soll die Auswirkung veranschaulicht werden. Es gelten die Daten wie bei der Simulation zu Bild 8.7. Um das Ergebnis klar zu zeigen wurde allerdings angenommen, dass es bei der Frequenzmessung keinen Messfehler gibt. Der erste Wechselrichter hat aufgrund des Ladezustands seiner Batterie seine Leistungsvorgabe auf $P_{\text{soll},S} = -500 \text{ W}$ festgelegt. Der zweite Wechselrichter hat einen höheren Ladezustand, aber das gleiche Kriterium um die Wertigkeit seiner Energie

festzustellen, weshalb er nur $P_{\text{soll,S}} = -100 \text{ W}$ setzt. Zu Beginn der Simulation ist die Lastaufteilung willkürlich eingestellt worden.

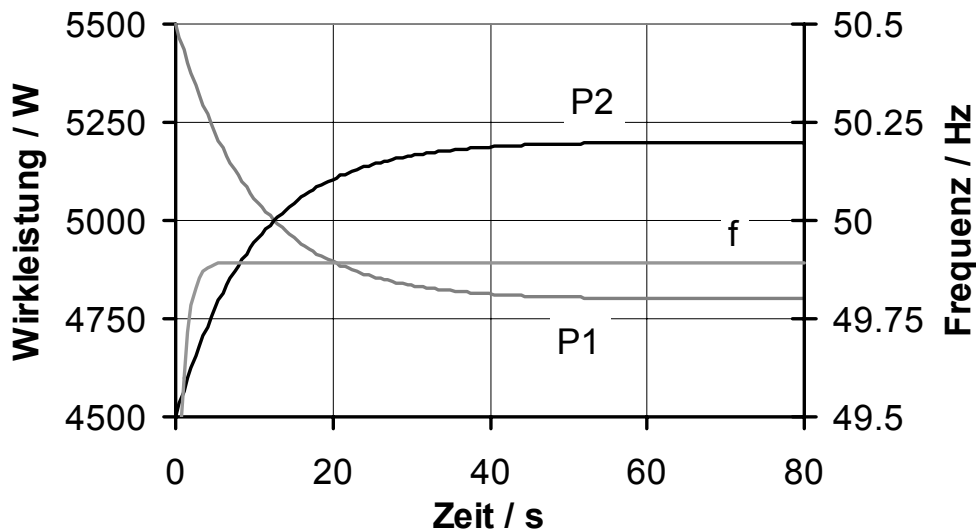


Bild 9.2: Simulation – unterschiedliche Leistungsabgabe zweier Quellen aufgrund unterschiedlicher Wertigkeit ihrer Energie

Wie zu sehen ist, kommt es nicht zu einer idealen Symmetrierung, sondern der erste Wechselrichter speist 400 W weniger ein als der zweite Wechselrichter. Dies ist gerade die Differenz der Sollwerte für die Leistungsvorgabe des Symmetrierungsreglers. Es wird zu einem Ausgleich des Ladezustands der beiden Batteriespeicher kommen. Dies funktioniert ohne dass Informationen zwischen den beiden Wechselrichtern ausgetauscht werden müssen. Einzig zu fordern ist, dass beide die Wertigkeit ihrer Energie nach dem selben Kriterium festlegen. Ein positiver Nebeneffekt ist, dass eine nicht beabsichtigte Unsymmetrie aufgrund einer Frequenzfehlmessung (siehe Kapitel 8.2.1) mit der Zeit ausgeglichen wird, wenn diese die Wertigkeit der Energie (z. B. den Ladezustand) beeinflusst.

Der Überlasteingriff ist in dem Fall, dass die Leistung bewusst unsymmetrisch zwischen den Einspeisungen verteilt wird, besonders wichtig. Einzelne Quellen, deren Energiewertigkeit gering ist, würden sonst überlastet werden, während andere Einspeisungen noch viele Reserven haben.

Die Sekundärregelung wird etwas beeinflusst. Der Frequenzfehler, der sich im Netz ergibt und nach Gleichung (8.2) berechnet wird, ist durch den Eingriff der Betriebsoptimierung verändert.

Äquivalent zu Gleichung (8.1) gilt:

$$k_w \cdot \int (50 \text{ Hz} - f) dt = -k_s \cdot \int \left(\frac{P_{\text{soill,S}} - P}{P_N} \right) dt \quad (9.6)$$

daraus folgt ein Fehler in der Netzfrequenz (ohne Berücksichtigung eines Offsetfehlers bei der Frequenzmessung)

$$\Delta f = (50 \text{ Hz} - f) = \frac{k_s}{k_w} \cdot \frac{(P_{\text{soill,S}} - P)}{P_N} \quad , \quad (9.7)$$

der in der gleichen Größenordnung liegt wie Gleichung (8.2) liegt.

Die Anwendung dieser Betriebsoptimierung ist nicht nur auf Batteriewechselrichter begrenzt. Mit einer einheitlichen Festlegung der Wertigkeit der Energie stellt sich eine Lastverteilung ein, bei der die Einspeisungen mit der geringsten Energiewertigkeit am meisten Energie liefern. Diese Betriebsoptimierung arbeitet vollkommen dezentral und bei beliebiger Netzkonfiguration. Das Hinzufügen oder Entfernen von Einspeisungen kann jederzeit durchgeführt werden.

9.2.3.2 Verändern der Blindlastaufteilung

Die Betriebsoptimierung für die Blindleistungsaufteilung fügt sich in den Symmetrierungsregler, wie in Bild 9.3 gezeigt, ein.

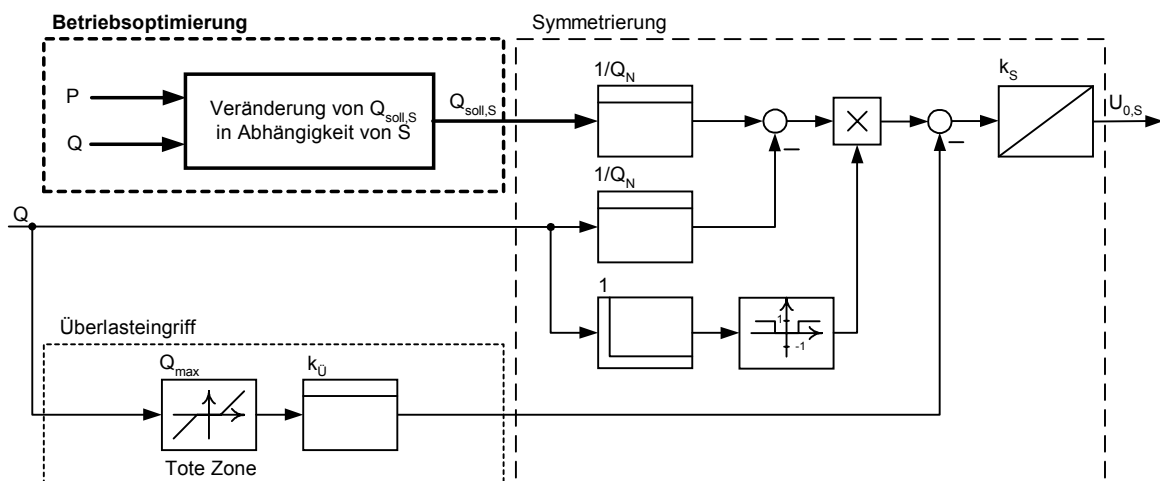


Bild 9.3: Eingriff der Betriebsoptimierung in die Symmetrierung (Blindlast)

Die Betriebsoptimierung muss $Q_{\text{soill,S}}$ reduzieren, wenn $Q > 0$ ist und erhöhen, wenn $Q < 0$ ist.

9.2.4 Betriebsoptimierung bei Netzen ohne Sekundärregelung

Eine Betriebsoptimierung ohne Kommunikation ist auch möglich, wenn keine Sekundärregelung aktiviert ist. Es werden ebenfalls die Statiken in Abhängigkeit der festgestellten Wertigkeit der Energie verändert.

9.2.4.1 Verändern der Wirklastaufteilung

Ein Verschieben der Basisfrequenz f_0 , wie es bei der Betriebsoptimierung mit aktivierter Sekundärregelung getan wurde, scheidet als Möglichkeit aus, um die Wirklastaufteilung zu ändern. Wenn alle Einspeisungen ihre Basisfrequenz verschieben, werden aufgrund der Statiken auch Netzfrequenzen außerhalb dem Frequenzband $f_{\min} - f_{\max}$ möglich, da keine Sekundärregelung dafür sorgt, dass die Nennfrequenz eingehalten wird. Es müssen also die Statiken innerhalb des vorgesehenen Frequenzbands modifiziert werden, also ihre Gestalt geändert werden. Dabei sollen die Statiken auch weiterhin möglichst einfach sein.

Betrachtet wird zuerst wieder ein Batteriewechselrichter. Mit abnehmendem Ladezustand seines Batteriespeichers soll er weniger Leistung ins Netz einspeisen. Das bedeutet, dass die modifizierte Statik „unterhalb“ der ursprünglichen Statik liegen muss. Eine lineare Statik kann mit der gleichen, einer größeren oder einer kleineren Steigung als bei der ursprünglichen Statik, realisiert werden. Es gibt damit drei prinzipielle Möglichkeiten, die gegeneinander abgewogen werden. Die Statiken sind im Falle des Batteriewechselrichters alle aus der Statik abgeleitet, die als Typ 1 klassifiziert wurde. Sie werden deshalb als Typ 1a, Typ 1b und Typ 1c bezeichnet. In den folgenden Diagrammen ist immer die ursprüngliche Statik (Typ 1), eine beispielhafte Statik für einen reduzierten Ladezustand und eine Statik für den Fall, dass der Batteriespeicher völlig entleert ist, abgebildet.

Der Statiktyp 1a (Bild 9.4) geht aus dem Typ 1 durch Parallelverschiebung in Richtung der Wirkleistungsachse hervor. Die Leistungssollwerte werden auf die maximal (bzw. minimal) mögliche Leistung begrenzt. Die Steigung der Statik wird nicht verändert. Dieser Statiktyp lässt sich sehr einfach berechnen, da nur eine feste Leistung von der ursprünglichen Statik abgezogen werden muss. Die Verwendung dieser Statik führt dazu, dass zwei Wechselrichter in jedem Betriebszustand außerhalb ihrer Begrenzung immer eine konstante Leistungsdifferenz haben.

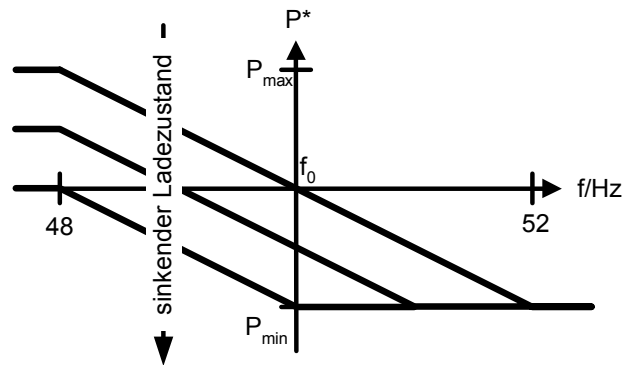


Bild 9.4: Beispielhafte Statiken (Typ 1a)

Der Statiktyp 1b (Bild 9.5) hat den Vorteil, dass die volle Leistung sowohl generatorisch als auch motorisch erlaubt ist. Dies wird aber problematisch, wenn der Batteriespeicher vollständig geladen oder entleert ist.

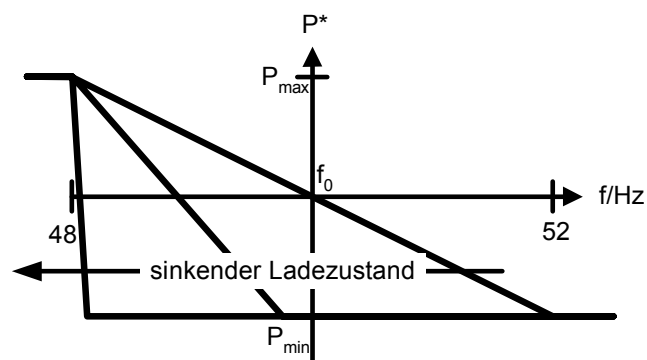


Bild 9.5: Beispielhafte Statiken (Typ 1b)

Eine Berechnung der Leistungsreserve nach (9.5) führt bei den Statiktypen 1a und 1b zu falschen Werten, da die Statiken im generatorischen Bereich nicht bis zum Ende des Frequenzbands linear sind, sondern begrenzt werden müssen. Dass die beiden Statiktypen schon innerhalb des erlaubten Frequenzbands in die Begrenzung gehen, hat einen weiteren Nachteil. Beim Betrieb in der Begrenzung kann die entsprechende Quelle keinen Beitrag zur Frequenzstabilität leisten.

Dass die beiden bisher betrachteten Statiken innerhalb des erlaubten Frequenzbands in die Begrenzung gehen ist ein Mangel, der bei der folgenden Statik (Bild 9.6) vom Typ 1c nicht besteht.

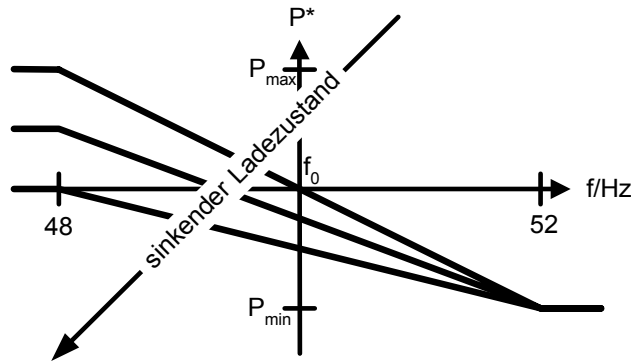


Bild 9.6: Beispielhafte Statiken (Typ 1c) bei einem niedrigen Ladezustand

Statiktyp 1c ist im ganzen erlaubten Frequenzband linear. Die Berechnung der Leistungsreserve ist damit in jedem Fall korrekt. Dies ist sinnvoll, wenn eine Leistungsreserve berechnet werden soll um Wechselrichter abzuschalten. Bei Verwendung dieser Statik wird ein Beitrag zur Frequenzhaltung im ganzen erlaubten Frequenzband geleistet.

Einleuchtend ist, die ursprüngliche Statik (Typ 1) zu benutzen, wenn der Ladezustand der Batterie 50 % beträgt. Mit steigendem Ladezustand werden dann die Statiken in die andere Richtung verschoben (Bild 9.7).

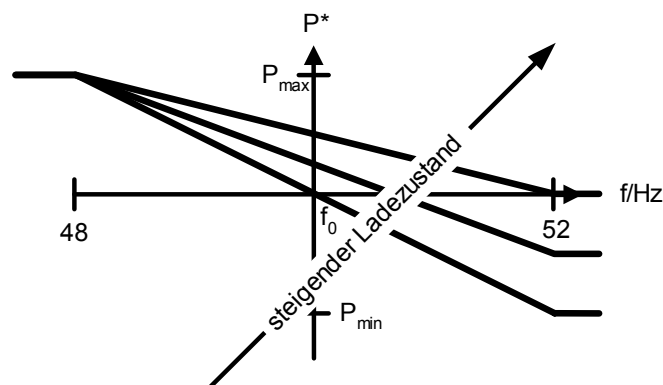


Bild 9.7: Beispielhafte Statiken (Typ 1c) bei einem hohen Ladezustand

Ist die Batterie völlig geladen, geht die Statik vom Typ 1c in eine Statik vom Typ 2 über, die für Einspeisungen, die nur Wirkleistung liefern können, vorgesehen ist. Dies ist auch die Eigenschaft eines Batteriespeichers, der vollständig geladen ist. Somit passt die Statik vom Typ 1c sehr gut in das bisherige Konzept und wird zur Optimierung der Wirklastaufteilung benutzt.

Ein Nachteil des Statiktyps 1c ist, dass nicht die volle Leistungsfähigkeit der Einspeisungen zur Verfügung steht. Dies sollte aber der Fall sein, wenn dem Netz eine Überlastung droht. Dann darf der Ladezustand des Energiespeichers kein Kriterium mehr sein, die Einspeiseleistung zu reduzieren. Aus diesem Grund werden die Statiken nach Typ 1c modifiziert und als Typ 1d bezeichnet. Kurz vor Erreichen der Grenzen des erlaubten Frequenzbands wird die Einspeiseleistung erhöht.

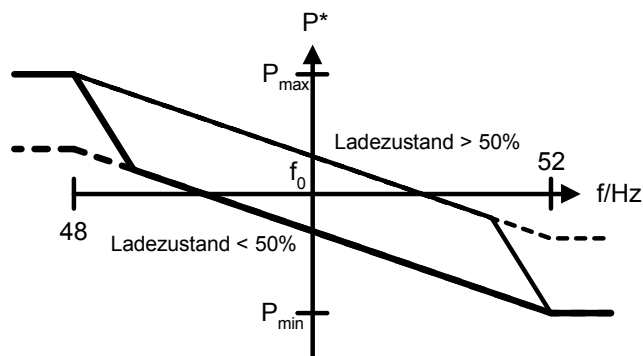


Bild 9.8: Zwei beispielhafte Statiken vom Typ 1d, die die volle Leistung erlauben (entsprechende Statik vom Typ 1c ist gestrichelt).

Diese Statiken sind wie bisher auf P_{\max} und $P_{\min} = -P_{\max}$ begrenzt. Sie lassen sich nach den Gleichungen (9.8) - (9.11) berechnen. Dabei wird der erlaubte Frequenzbereich von 48 Hz bis 52 Hz gewählt und ein Anstieg der Leistung 0,5 Hz vor diesen Frequenzgrenzen erlaubt. Es gibt zwei Berechnungsvorschriften für die Statik, die vom Ladezustand abhängen. Der Ladezustand wird mit „L“ bezeichnet und nimmt alle Werte zwischen 0 (leer) und 1 (voll) an. Die Steigung der Statik wird mit einer Funktion $W(f)$ gewichtet. Im Frequenzbereich 48,5 Hz – 51,5 Hz geht nur der Ladezustand in diese Gewichtungsfunktion ein. Außerhalb dieses Bereichs wird auch die Netzfrequenz und somit der Belastungszustand des Netzes berücksichtigt.

Ladezustand größer als 50 % ($L > 0,5$)

$$P(f) = W(f) \cdot -\frac{P_{\max}}{2 \text{ Hz}} \cdot (f - f_0 + 2 \text{ Hz}) + P_{\max} \quad (9.8)$$

mit der Gewichtungsfunktion $W(f)$

$$\begin{aligned} W(f) &= -L + 1,5 && \text{wenn } f < 51,5 \text{ Hz} \\ W(f) &= -L + 1,5 + (2L - 1) \cdot (f - 51,5 \text{ Hz}) && \text{wenn } f > 51,5 \text{ Hz} \end{aligned} \quad (9.9)$$

Ladezustand kleiner als 50 % ($L < 0,5$)

$$P(f) = W(f) \cdot \frac{P_{\max}}{2 \text{ Hz}} \cdot (f - f_0 - 2 \text{ Hz}) - P_{\max} \quad (9.10)$$

mit der Gewichtungsfunktion $W(f)$

$$\begin{aligned} W(f) &= L + 0,5 && \text{wenn } f > 48,5 \text{ Hz} \\ W(f) &= L + 0,5 + (2L - 1) \cdot (f - 48,5 \text{ Hz}) && \text{wenn } f < 48,5 \text{ Hz} \end{aligned} \quad (9.11)$$

Diese Statiken sind bei einer digitalen Regelung problemlos zu implementieren.

Für Einspeisungen, die nur Wirkleistung abgeben können, lassen sich Statiken nach dem gleichen Prinzip implementieren. Sie werden analog zu Typ 1d als Typ 2d bezeichnet (Bild 9.9).

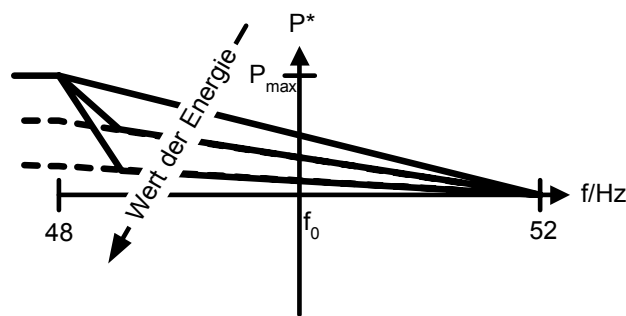


Bild 9.9: Beispielhafte Statiken (Typ 2d)

Dieser Statiktyp findet Verwendung für Einspeisungen der Gruppe 2. Es wurde bisher angenommen, dass sich die Energiekosten dieser Quellen während dem Betrieb nicht ändern, das heißt es macht eigentlich keinen Sinn die Statiken zu modifizieren. Eine Ausnahme gibt es. Auch diese Quellen haben einen Energiespeicher. Beim Dieselgenerator ist es der Treibstoff, bei einem Wechselrichter mit Brennstoffzelle die Wasserstoffversorgung etc.. Bisher ist davon ausgegangen worden, dass diese Speicher unbegrenzt sind, also immer von einem Wartungspersonal nachgefüllt werden. Kennen die Einspeisungen den Energieinhalt ihres entsprechenden Speichers, können Sie ihre Statik modifizieren und damit ihre Leistungsabgabe auf Kosten von anderen Quellen reduzieren, die einen volleren Energiespeicher haben. Damit wird die Zeit verlängert bis der Energiespeicher nachgefüllt werden muss. Dies sollte aber erst bei einem sehr niedrigen Ladezustand

durchgeführt werden, da wie schon angemerkt wurde, davon ausgegangen werden sollte, dass diese Speicher immer nachgefüllt werden.

9.2.4.2 Verändern der Blindlastaufteilung

Die Blindlastaufteilung kann ebenso durch Modifikation der Statik beeinflusst werden. Da normalerweise von allen regelbaren Quellen induktive Blindleistung sowohl aufgenommen als auch abgegeben werden kann, kommen Statiken vom Typ 1d zum Einsatz. Als Kriterium für die Beeinflussung der Blindlastaufteilung kann wieder die gesamte Auslastung der Einspeisung benutzt werden.

9.2.5 Optimierung der Lastaufteilung - Zusammenfassung

Die vorgeschlagenen Optimierungsmöglichkeiten sind sowohl bei aktivierter Sekundärregelung als auch ohne Sekundärregelung nicht ideal. Es findet keine Optimierung der Art statt, dass Quellen mit „billiger“ Energie unter Volllast arbeiten, während Quellen mit „teurer“ Energie nur im Stand-by sind. Es erfolgt lediglich eine Verschiebung hin zu diesem Optimum. Wichtig aber ist, dass es ohne Kommunikation gelingt den Ladezustand von Energiespeichern zu egalisieren, und dass die Einspeisungen mit Energiespeicher in gewissen Grenzen den Ladezustand ihres Speichers steuern können.

Eine abschließende Bewertung dieser Verfahren kann nicht gemacht werden. Diese Optimierungsmöglichkeiten lassen sich nur schlecht im Labor unter realistischen Bedingungen testen und müssten in der Praxis über eine längere Betriebsdauer validiert werden.

Abgesehen von der Modifikation während des Betriebs zur Betriebsoptimierung bietet die Benutzung von Statiken, die nicht mehr zwangsläufig linear sein müssen, die Möglichkeit, für jede Quelle eine eigene Einspeisecharakteristik zu implementieren. Damit ist es möglich, in jedem Anwendungsfall die Quellen gezielt aufeinander und auf die Last abzustimmen. Zum Beispiel einen Dieselgenerator immer nur zuzuschalten, wenn die Netzfrequenz wegen zu großer Belastung unter 50 Hz fällt.

10 Netzstabilisierende Quellen

Bisher wurden hauptsächlich Quellen betrachtet, die als Spannungsquelle arbeiten und deren Ausgangsleistung frei einstellbar ist.

In ein Inselnetz sollen aber auch Quellen integrierbar sein, deren mögliche Leistungsabgabe nicht festliegt. Dabei handelt es sich in erster Linie um regenerative Energiequellen. Bei der Photovoltaik, der Windkraft und auch bei Laufwasserkraftwerken kann nur ein dargebotenes Leistungsangebot genutzt werden. Diese Quellen sind für ein Inselnetz in vielen Fällen von außerordentlicher Wichtigkeit. Bei der Wind- und Wasserkraft ist dies durch den Preis der Energieerzeugung bedingt. Die Energie aus diesen Quellen ist schon im Verbundnetz bezüglich der Erzeugungskosten konkurrenzfähig; bei einem guten Standort sind Kilowattstundenpreise von deutlich unter 0,10 € [Enquete 2002] möglich. In einem Inselnetz beschränkten Ausmaßes konkurrieren diese Quellen mit der Energieerzeugung durch Dieselgeneratoren und sind deshalb in fast jedem Fall preiswerter. Dabei ist noch nicht die geringere Umweltbelastung durch Lärm, Abgase und Ressourcenverbrauch berücksichtigt. Die elektrische Energieerzeugung durch Photovoltaik ist in unseren Breiten relativ kostenintensiv. Für netzgekoppelte Anlagen können Stromgestehungskosten von etwa 0,50 € / kWh [Enquete 2002] angesetzt werden. In sonnenreichen Ländern ist mit einem doppelt so hohen Energieertrag wie in Mitteleuropa zu rechnen, weshalb dort die Kosten nur etwa halb so hoch sind. In diesen Gegenden kommen auch andere Vorteile zum Tragen. In heißen Ländern ist der Energieverbrauch oft mit der Sonneneinstrahlung korreliert. Dies ist der Fall, wenn ein erheblicher Anteil des elektrischen Energiebedarfs für Kühlaggregate und Klimaanlage benötigt wird. Zudem ist der Energieverbrauch aufgrund der Lebensgewohnheiten des Menschen am Tag größer. Die Photovoltaik hat zusätzlich die gute Eigenschaft, dass sie praktisch mit jeder Leistung installiert werden kann. Derzeit realisierte Anlagengrößen variieren von Solar-Home-Systems mit 50 W bis zu Großanlagen mit 1 MW. Der wichtigste Vorteil für die Photovoltaik ist aber, dass sie sehr wartungsarm ist, da sie keine bewegten mechanische Teile benötigt. Damit ist sie in netzfernen Gebieten, die normalerweise auch eine in anderen Belangen (Ersatzteile, Techniker) schlechte Infrastruktur aufweisen, sehr attraktiv.

Man wird bestrebt sein, in einem Inselnetz einen möglichst großen Anteil der benötigten Energie aus regenerativen Quellen zu liefern. Dieser Energieanteil kann sehr hoch gewählt werden, wenn man entweder einen großen Energiespeicher in diesem Netz installiert, oder die installierte Leistung regenerativer Energiequellen deutlich überdimensioniert. Beide Strategien versuchen Zeiten mit einem geringen Energieangebot zu überbrücken, steigern aber die Kosten der Energieerzeugung. Um die Kosten zu verringern, kann ein Verbundbetrieb vieler verschiedener Einspeisungen realisiert werden, die sich bezüglich ihres Energieangebots ergänzen. Das kann z. B. eine Kombination aus Windkraft und Photovoltaik sein. Bei Nutzung verschiedener regenerativer Energiearten ist ein Ausgleich bei der stochastischen Fluktuation des Energieangebots zu erwarten. Ein Inselnetz kommt aber sicherlich nicht ohne eine Energiequelle aus, deren Energieangebot beliebig einstellbar ist. Zur Zeit sind dies in erster Linie Dieselgeneratoren. In Zukunft sind Brennstoffzellen als Energielieferant sicherlich denkbar. Attraktiv sind auch Gasmotoren, die mit Biogas betrieben werden, da so nachwachsende Rohstoffe oder Abfälle genutzt werden können.

Allerdings begrenzt nicht nur das fluktuierende Leistungsangebot die Einspeisung regenerativer Energie. Eine zweite Begrenzung kann durch die Stabilität des Netzes gegeben sein. Ein Inselnetz wird durch eine oder mehrere Spannungsquellen bereitgestellt (Dieselgeneratoren, Batteriewechselrichter etc.). In dieses bestehende Netz speisen die regenerativen Energiequellen die ihnen zur Verfügung stehende Wirkleistung ein. Damit leisten sie keinen Beitrag zur Spannungs- und Frequenzhaltung. Es ist erstrebenswert, dass diese Quellen einen Beitrag zur Netzstabilität liefern.

10.1 Verbesserung der Netzstabilität durch Einspeisewechselrichter

Es wird der Fall betrachtet, dass die Einspeisung der regenerativen Energie (Gruppe 3 nach Kapitel 9.2.1) über einen selbstgeführten Stromrichter erfolgt. Es ist möglich, die Energieeinspeisung der regenerativen Energiequellen ebenso wie bei dem bisher betrachteten Batteriewechselrichter mit einer Ausgangsspannungsregelung und einem überlagerten Leistungsregler zu realisieren. Da aber das Leistungsangebot nicht garantiert werden kann, lässt sich alleine durch diese Quellen kein stabiles Netz

bilden. Es reicht also aus, wenn sich die regenerativen Energiequellen wie eine Stromquelle verhalten. Deshalb kann eine weniger aufwändige Ausgangsstromregelung benutzt werden. Nach diesem Prinzip arbeiten alle sogenannten Einspeisewechselrichter. Trotz Ausgangsstromregelung können diese Quellen einen Beitrag zur Netzstabilität leisten.

Mit einem selbstgeführten Stromrichter und einer digitalen Regelung kann der $\cos\varphi$ des eingespeisten Stroms und damit die Blindleistung eingestellt werden. Wenn die Blindleistung entsprechend einer Statik nach Typ 1 (Bild 5.3) in Abhängigkeit des Effektivwerts der Netzspannung gewählt wird, dann liefert die stromeinspeisende Quelle mit sinkender Netzspannung mehr induktive Blindleistung und leistet einen Beitrag zur Spannungsstabilität. Dies wird mit zwei Netzkonfigurationen illustriert. Im ersten Fall sind alle Einspeisungen und Lasten über eine Sammelschiene verbunden (Bild 10.1).

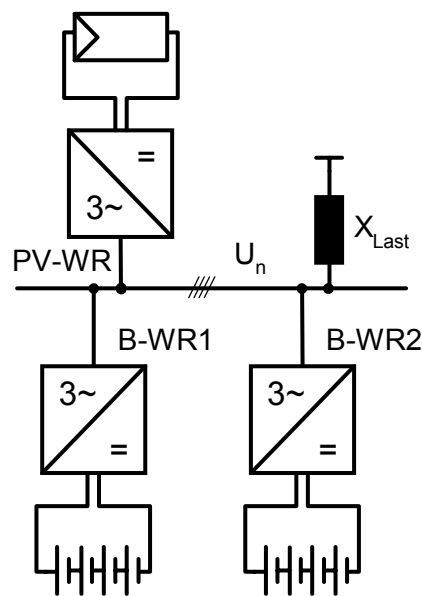


Bild 10.1: Inselnetz mit Sammelschiene und Einspeisewechselrichter (PV-WR)

Ist eine induktive Last angeschlossen, so liefern die beiden Batteriewechselrichter (B-WR1 und B-WR2) die nötige Blindleistung und es stellt sich nach ihrer $Q(U_n)$ -Statik eine niedrigere Netzspannung ein. Diese kann von dem Einspeisewechselrichter mit Stromregelung (PV-WR) gemessen werden und er kann ebenfalls entsprechend einer $Q(U_n)$ -Statik Blindleistung einspeisen. Da die Batteriewechselrichter dann weniger induktive Blindleistung liefern müssen, steigt die Netzspannung wieder an. Für den stationären Fall kann eine Gesamtstatik für alle drei Wechselrichter nach Gleichung (5.5) berechnet werden. Im stationären Fall teilen

sich alle drei Wechselrichter die Blindleistung entsprechend ihrer Statiken auf. Wichtiger ist die stabilisierende Wirkung des Einspeisewechselrichters bei einem verteilten Netz (Bild 10.2).

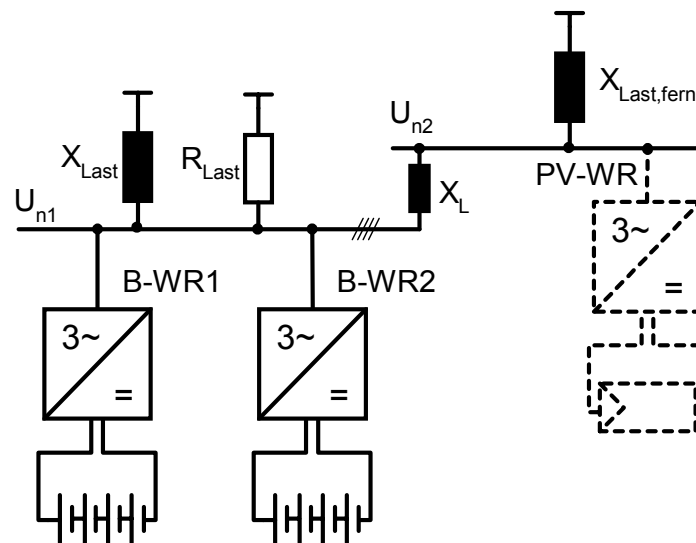


Bild 10.2: Verteiltes Inselnetz mit Einspeisewechselrichter

Die Spannung U_{n1} an der Sammelschiene stellt sich wieder entsprechend der Statiken der beiden Batteriewechselrichter ein. Fern der Sammelschiene ist eine Last $X_{Last,fern}$ angeschlossen. Ihr induktiver Strom führt zu einem Spannungsabfall an der Leitungsinduktivität X_L , wodurch U_{n2} zusätzlich reduziert wird. Ist in der Nähe dieser Last ein Einspeisewechselrichter, der in Abhängigkeit der Netzspannung induktive Blindleistung bereitstellt, so liefert dieser zumindest einen Teil des benötigten induktiven Stroms. Im stationären Fall teilt sich die Blindleistung nicht mehr entsprechend der Statiken der Wechselrichter auf. Da der Einspeisewechselrichter in einem Netzbereich angeschlossen ist, dessen Spannung zusätzlich reduziert ist, wird er überproportional viel induktive Blindleistung liefern. Dies ist sinnvoll, da so die induktive Last in seiner Nähe zumindest zu einem Teil kompensiert wird und die Netzspannung U_{n2} an der fernen Last nicht so stark einbricht, wie wenn der Einspeisewechselrichter keinen Beitrag zur Spannungsstabilität leistet.

Ein Beitrag zu Frequenzstabilität ist schwerer zu leisten. Prinzipiell ist es möglich, analog zur Blindleistung auch die Wirkleistung in Abhängigkeit einer Statik einzuspeisen. Es gibt aber einige Gründe warum dies nicht praktikabel ist.

- Führt man eine lineare Statik gemäß (Bild 5.5) ein, so wird außer bei voller Belastung des Netzes, Leistung abgeregelt. Dies ist nicht wünschenswert, da dadurch kostbare Energie nicht genutzt wird.
- Eine Statik müsste sinnvollerweise auf die maximal mögliche Leistung normiert werden. Die maximal mögliche Leistung ist aber nicht wie bei einem Batteriewechselrichter die Bemessungsleistung sondern die aktuell verfügbare Leistung. Diese kann sich je nach Sonneneinstrahlung, Windstärke oder Wasserangebot sehr schnell ändern, weshalb die Statiken sehr oft angepasst werden müssten.
- Oftmals ist die zur Verfügung stehende Leistung gar nicht bekannt. Bei Photovoltaikanlagen kleinerer Leistung wird normalerweise die maximal zur Verfügung stehende Leistung über Suchverfahren eingestellt. Erst bei einer größeren Anlage ist es vertretbar, einen zusätzlichen Einstrahlungsmesser zu installieren.

Der einzig sinnvolle Beitrag zur Frequenzstabilität kann bei drohender Überfrequenz geleistet werden. Die Frequenz steigt an, wenn das Netz nur schwach belastet ist. Bisher (Kapitel 7.2.4) ist als Strategie für diesen Fall vorgeschlagen worden, dass die Einspeisungen sich nacheinander abschalten. Besser ist es, wenn alle Quellen ihre Ausgangsleistung reduzieren. Dies kann durch die Einführung der folgenden Statik realisiert werden. Sie wird als Typ 3 klassifiziert.

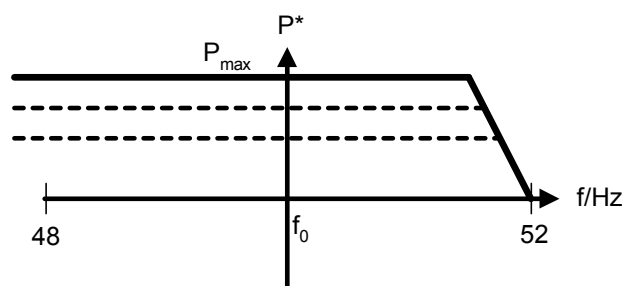


Bild 10.3: Beispielhafte Statik (Typ 3) für einen Einspeisewechselrichter

Der waagrechte Ast der Statik wird in Abhängigkeit der verfügbaren Leistung vertikal verschoben, damit wird die maximal verfügbare Leistung eingespeist. Der abfallende Ast liegt fest und führt zu einer Reduktion der Ausgangsleistung bei hohen Netzfrequenzen. Um solch eine Statik einzuführen muss die verfügbare Leistung der Quelle bekannt sein.

Um einen Beitrag zur Netzstabilität zu leisten muss die Einspeisung nicht unbedingt dreiphasig sein. Im nächsten Kapitel wird ein einphasiger Einspeisewechselrichter beschrieben, der die Netzspannung stützen kann.

10.2 Der einphasige Einspeisewechselrichter SOLSTICE

Um im Experiment zu zeigen, dass die vorgeschlagene Stützung des Netzes machbar ist, standen zwei gleiche einphasige Einspeisewechselrichter zur Verfügung. Dieser Photovoltaikwechselrichter mit einer Bemessungsleistung von 1,5 kVA ist ebenfalls im Rahmen dieser Arbeit entwickelt worden. Er ist für die Einspeisung in ein starres Netz konzipiert. Mit ihm wurde gezeigt, dass ein Wirkungsgrad von 97 % für einen Wechselrichter kleiner Leistung möglich ist, auch wenn sich der Aufbau am Industriestandard orientiert und Kostengesichtspunkte berücksichtigt. Der Wechselrichter wurde in [Hauck 2001] vorgestellt.

Der Einspeisewechselrichter wurde SOLSTICE benannt. Dies ist das englische Wort für Sonnwendtag und steht als Akronym für „**SOL**arinverter **S**elfsupplying, **T**ransformerless with **I**ntelligent **C**ontrol and high **E**fficiency“. Die wichtigsten Merkmale des Wechselrichters sind in diesem Namen zusammengefasst und sollen kurz erklärt werden.

Transformerless:

Ebenso wie bei dem schon vorgestellten Batteriewechselrichter wurde bei diesem Solarwechselrichter auf einen netzseitigen Transformator verzichtet. Die deshalb benötigte hohe Eingangsgleichspannung wird durch die Serienschaltung vieler Solarmodule erreicht. Der Verzicht auf den Transformator ist die wichtigste Voraussetzung um einen sehr hohen Wirkungsgrad erreichen zu können. Die Schaltungstopologie des Photovoltaikwechselrichters ist in Bild 10.4 dargestellt.

Die Einspeisung erfolgt einphasig, durch eine Regelung des Stromes in der wechselrichterseitigen Drossel L_{SR} . Sowohl die Verbindung mit dem Außen- als auch dem Neutraleiter erfolgt über einen Wechselrichterbrückenweig. Auch eine Topologie mit nur einem Brückenweig ist denkbar, dazu muss der Neutraleiter mit dem Mittelpunkt der Eingangsgleichspannung verbunden werden. Die Vor- und Nachteile dieser beiden Topologien sind die gleichen wie bei einem dreiphasigen Wechselrichter mit drei oder vier Brückenweigen. Diese wurden in Kapitel 2.1

ausgeführt. Hier ist allerdings der Unterschied bei der mindestens benötigten Gleichspannung deutlich größer. Mit nur einem Brückenzweig muss die Gleichspannung doppelt so hoch sein wie bei der Topologie von SOLSTICE.

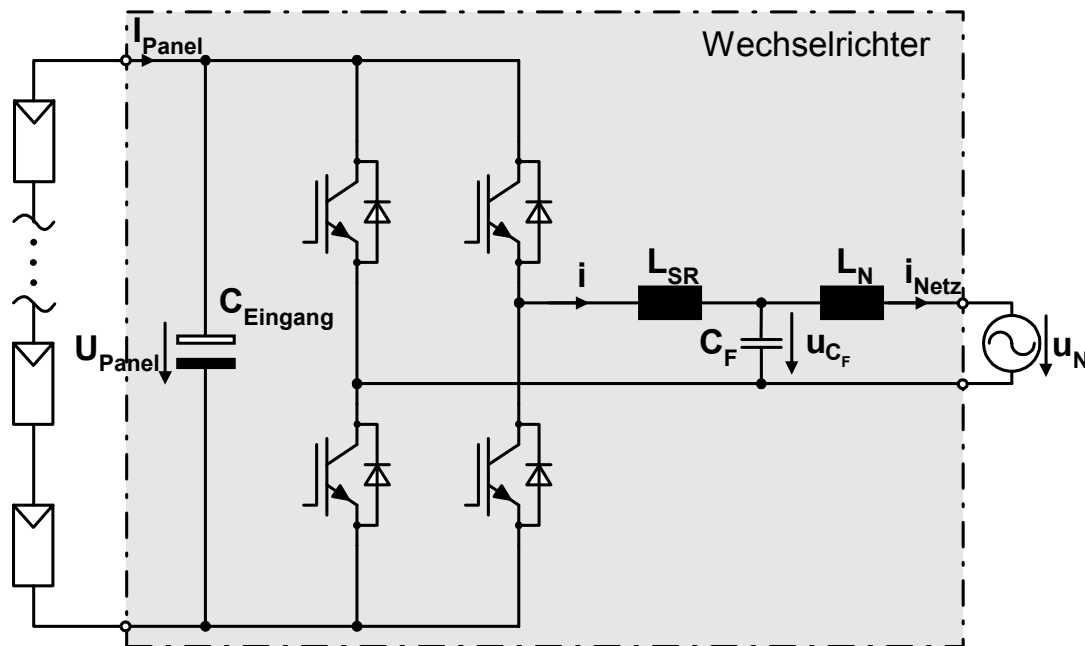


Bild 10.4: Schaltungstopologie des Einspeisewechselrichters SOLSTICE

Self supplying:

Die Versorgung der Steuerungselektronik erfolgt nicht wie zumeist üblich aus dem Netz. Es wurde ein Flyback-Converter nach Bild 10.5 entwickelt.

Der Flyback-Converter wandelt die hohe Eingangsgleichspannung in sechs verschiedene Ausgangsspannungen um, die im Bereich zwischen -18 V und +18 V liegen und potentialgetrennt sind. Problematisch ist, dass die Eingangsgleichspannung in einem weiten Bereich variieren kann. Im Leerlauf kann die Spannung des Solargenerators bis zu 600 V betragen. Eine Netzeinspeisung ist ab etwa 340 V möglich. Damit muss der Flyback-Converter seine volle Ausgangsleistung in einem Bereich von etwa 300 V - 600 V zur Verfügung stellen.

Der Flyback-Converter hat einen Wirkungsgrad von über 80 % und ist sehr kompakt aufgebaut, da sehr wenig Bauteile benötigt werden und der benutzte Übertrager wegen der hohen Taktfrequenz von 130 kHz sehr klein ist. Die Regelung der Ausgangsspannung wird von einem einzigen Baustein realisiert, in den auch der MOSFET, der die primärseitige Spannung schaltet, integriert ist. Der hohe Wirkungsgrad für die Elektronikversorgung wird erreicht, weil die drei Spannungen

für die Gateunits und die drei Versorgungsspannungen für die restliche Elektronik mit einer einzigen Wandlerstufe erzeugt werden. Da die Elektronikversorgung ihre Energie aus der Eingangsgleichspannung bezieht, erfolgt eine Nachtabschaltung der Elektronik auf natürliche Weise. Ebenso werden die großen Elektrolytkondensatoren der Gleichspannungsseite beim Abtrennen des Photovoltaikgenerators von dem Flyback-Converter automatisch entladen.

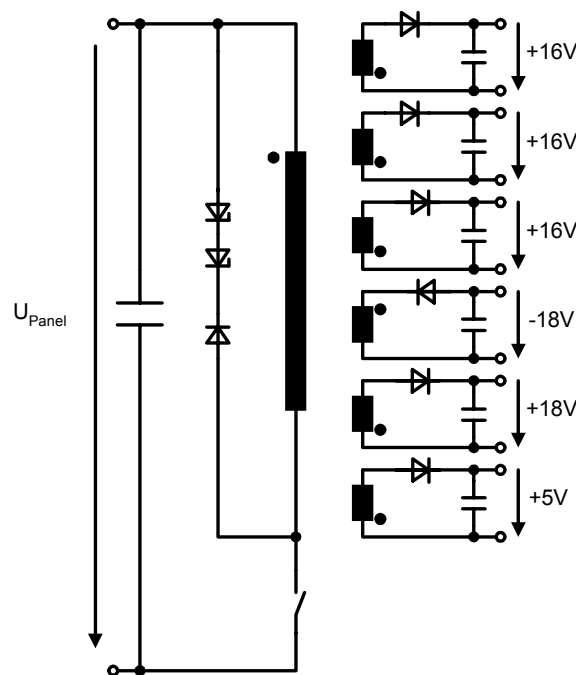


Bild 10.5: Flyback-Converter für sechs Ausgangsspannungen

Ein weiterer Vorteil dieser Elektronikversorgung ist, dass es bei dem Anstieg der solaren Einstrahlung am Morgen schon eine Grundlast von etwa 5 W gibt. Die Pulse für die Wechselrichterbrücke werden im Normalfall beim Erreichen einer minimalen Spannung freigegeben. Existiert beim Erreichen der minimalen Spannung keine Grundlast, bricht die Eingangsgleichspannung bei geringer solarer Einstrahlung sehr stark ein, was zu einem unerwünschten mehrmaligen Ein- und Abschalten führt.

Intelligent control:

Für die Steuerung und Regelung von SOLSTICE wird ein Digitaler Signalprozessor verwendet. Ab der zweiten Hälfte des Jahres 1997 stand erstmals von Texas Instruments ein Signalprozessor zur Verfügung, der eine Peripherie besitzt, die bisher nur bei Mikrocontrollern verfügbar war. Dieser Signalprozessor trägt die Typenbezeichnung TMS320F240. Er ist ein mit 20 MHz getakteter 16-Bit Fest-kommaprozessor. In der Zwischenzeit sind Weiterentwicklungen mit der zehnfachen

Taktfrequenz erhältlich. Auf dem Chip, der den Prozessorkern enthält, sind RAM und ROM integriert. Ebenfalls sind zwei 10-Bit-AD-Wandler integriert, denen 2 mal 8 AD-Wandlerkanäle zugeführt werden können. Durch I/O-Leitungen ist es möglich, Schaltsignale für bis zu 12 Transistoren zu generieren. Der DSP ermöglicht die Durchführung aufwändiger Rechnungen. Die Rechenkapazität die zur Verfügung steht, hat es möglich gemacht, eine Stromregelung zu realisieren, die alle $50 \mu\text{s}$ neue Messwerte erfasst und deren wichtigste Teile alle 20 kHz neu berechnet werden. Die restlichen Berechnungen werden mit einer Regelfrequenz von 10 kHz durchgeführt. Die Pulsfrequenz des Wechselrichters beträgt 20 kHz und liegt damit über der Hörschwelle. Beim Betrieb an einem starren Netz wird durch ein Suchverfahren der Punkt maximaler Einspeiseleistung eingestellt. Ein solches Verfahren wird Maximum-Power-Point-(MPP)-Tracking genannt. Der MPP-Tracker gibt diejenige Eingangsgleichspannung vor, bei welcher der Photovoltaikgenerator optimal arbeitet. Diese Eingangsgleichspannung ist die Führungsgröße eines unterlagerten Eingangsspannungsreglers. Der Eingangsspannungsregler gibt die Amplitude des einzuspeisenden Wirkstromes vor, der von dem schnellen Netzstromregler eingeregelt wird.

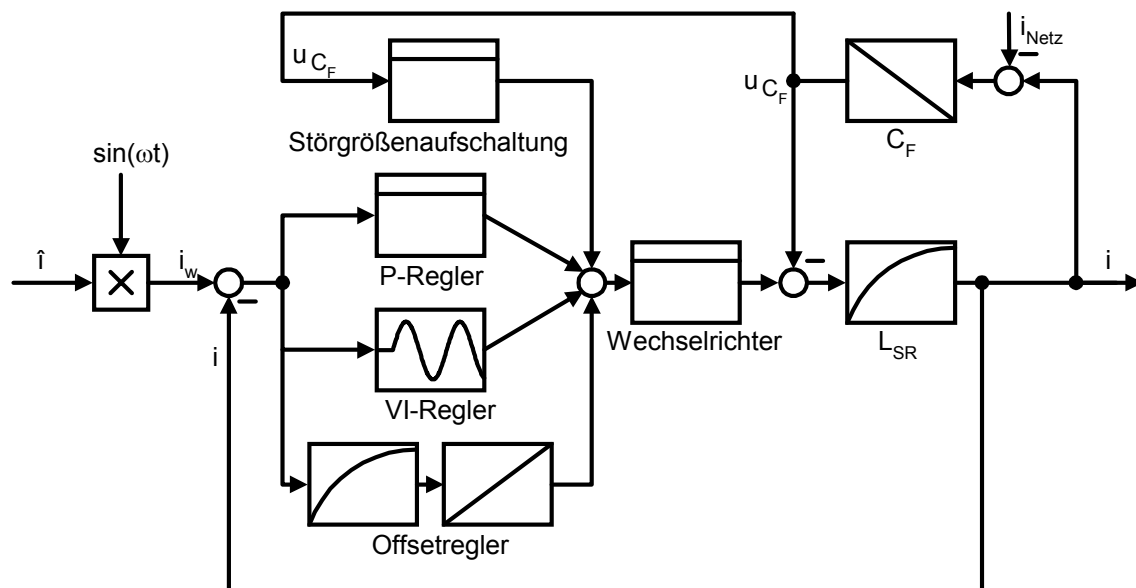


Bild 10.6: Stromregelkreis von SOLSTICE für den Netzstrom

Um bei der Netzstromregelung (Bild 10.6) stationäre Genauigkeit zu erreichen, wird zusätzlich zu einem Proportionalregler ein verallgemeinerter Integrator eingesetzt. Die vollständige Reglerstruktur ist in Bild 10.7 dargestellt und ausführlicher in [Hauck 2001] beschrieben.

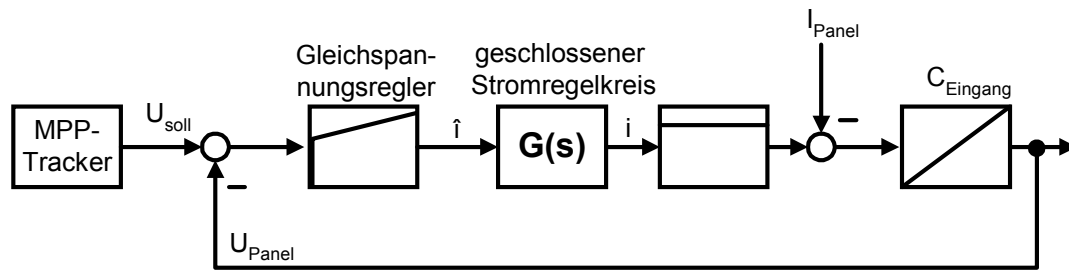


Bild 10.7: Kaskadierte Reglerstruktur von SOLSTICE

High Efficiency:

Das vorrangigste Ziel bei der Entwicklung von SOLSTICE war, einen sehr hohen Wirkungsgrad zu erreichen. Der Wirkungsgrad von SOLSTICE ist in Bild 10.8 in Abhängigkeit von der abgegebenen Wirkleistung dargestellt. Ebenfalls sind in diesem Diagramm die Wirkungsgrade eines anderen am Elektrotechnischen Institut entwickelten Solarwechselrichters (BWR2500) [Burger 1994] und eines Wechselrichters (Sunny Boy 2000) des derzeitigen Marktführers SMA eingezeichnet [SMA]. Beide Wechselrichter sind ebenfalls transformatorlos.

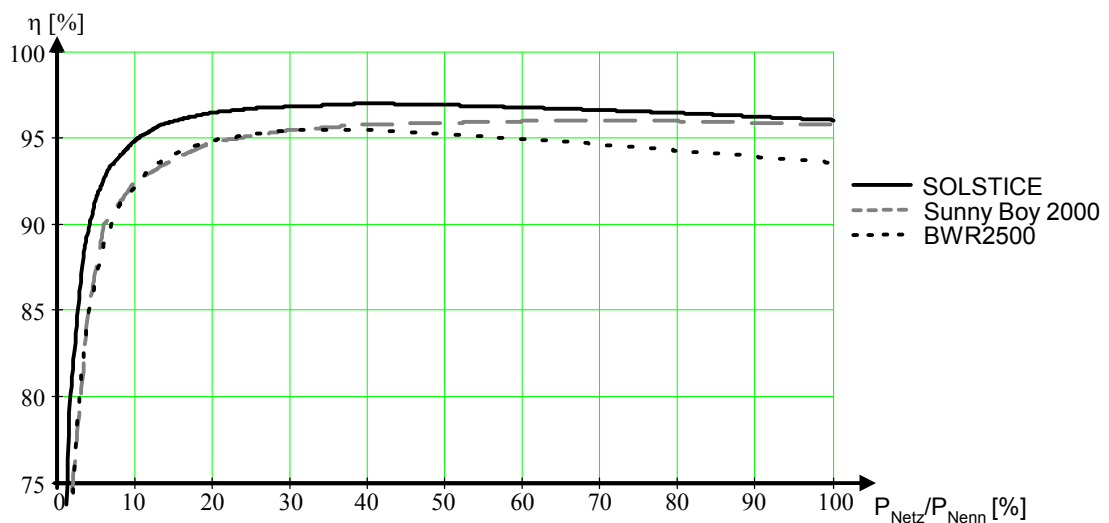


Bild 10.8: Wirkungsgradvergleich

Der BWR2500 war der erste transformatorlose Photovoltaikwechselrichter, der am Markt erhältlich war. Für Solarwechselrichter ist vor allem der Wirkungsgrad im Teillastbereich interessant, da nur selten die maximal mögliche Leistung des angeschlossenen Solargenerators erreicht wird. Mit dem Vergleich wird dokumentiert, dass SOLSTICE neue Maßstäbe setzt.

Zusätzlich zu den bisher genannten Punkten gibt es noch weitere, die zu dem sehr guten Wirkungsgrad von SOLSTICE beitragen. Das verwendete Pulsverfahren reduziert die Schaltverluste. Dieses Pulsverfahren wurde z. B. auch in [Burger 1994] verwendet. Der Brückenweig, der an den Neutralleiter angeschlossen ist, wird nur beim Nulldurchgang der Netzspannung umgeschaltet. Der andere Brückenweig wird für die Pulsweitenmodulation benutzt, die mit 20 kHz durchgeführt wird. Während der positiven Netzspannungshalbwelle kann somit vom Wechselrichter eine mittlere Spannung gestellt werden, die zwischen der Eingangsgleichspannung und 0 V liegt. Bei der negativen Halbwelle kann die mittlere Wechselrichterspannung zwischen dem negativen Wert der Eingangsgleichspannung und 0 V eingestellt werden. Damit kann der gewünschte sinusförmige Netzstrom eingeregelt werden. Bei diesem Pulsverfahren geht Stellreserve gegenüber dem Fall, dass immer beide Brückenweige gegensätzlich geschaltet werden, verloren, aber die pulsfrequenten Oberschwingungen sind reduziert. Zusätzlich zu den reduzierten Schaltverlusten in dem langsam getakteten Brückenweig hat man den Vorteil, dass eine Umladung der parasitären Kapazität des Solarpanels gegen Erde nur alle 10 ms erfolgt, wenn der Brückenweig des Neutralleiters umgeschaltet wird. In diesem Brückenweig hat sich auch der Einsatz der sehr niederohmigen CoolMOS-Transistoren von Infineon bewährt. Vor allem im Teillastbereich hat ihr Einsatz eine Wirkungsgradverbesserung von mehr als einem Prozentpunkt gebracht. Bei höheren Strömen ist der Vorteil gegenüber IGBTs nicht mehr so groß, da die Durchlassverluste des CoolMOS quadratisch mit dem Strom ansteigen. Die Durchlassverluste des IGBT nehmen nur linear zu. Zu beachten ist beim CoolMOS seine schlechte Rückwärtsdiode. Bei einer Einspeisung mit $\cos\varphi = 1$ muss diese Diode allerdings theoretisch nie Strom führen. Als nachteilig hat sich herausgestellt, dass der CoolMOS sehr schnell schaltet und sich die Schaltgeschwindigkeit praktisch nicht durch den Gatewiderstand einstellen lässt. Da beim Umschalten des Brückenweigs am Neutralleiter unerwünschte Ströme wegen dem Umladen der Panel-Erd-Kapazität fließen, hat dies zu einer deutlichen Beeinträchtigung der Elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) geführt. Es wurde kein EMV-Test durchgeführt, aber es wird bei dem Einsatz der CoolMOS-Transistoren nicht ausgeschlossen, dass zusätzliche Maßnahmen zur Entstörung des Wechselrichters nötig werden könnten.

10.3 Verbesserung der Spannungsstabilität mit SOLSTICE

Um mit SOLSTICE zu zeigen, dass eine Blindleistungseinspeisung in Abhängigkeit der Netzspannung praktikabel ist, wurde die Stromregelung von SOLSTICE erweitert. Der Sollwert für den Stromregler wird nun aus den zwei Komponenten Wirk- und Blindstrom gebildet. Der Wirkstrom wird in Abhängigkeit der Einstrahlung wie beschrieben durch einen MPP-Tracker mit unterlagertem Eingangsspannungsregelkreis vorgegeben. Die Blindstromkomponente wird abhängig von dem gemessenen Effektivwert der Netzspannung aus einer Statik nach Typ 1 (Bild 5.3) abgeleitet. Da SOLSTICE eine Bemessungsleistung von 1,5 kVA hat, ist der Bereich für die Blindleistung zwischen $Q_{\max} = Q(220V) = +1 \text{ kVA}$ und $Q_{\min} = Q(240V) = -1 \text{ kVA}$ festgelegt worden.

Mit einer Messung wird die Funktion dokumentiert. Die Netzkonfiguration bei dieser Messung ist in Bild 10.9 dargestellt. Die Messung ist in Bild 10.10 dargestellt. Gezeigt werden die Netzspannung der ersten Phase, die Netzströme der beiden Photovoltaikwechselrichter und der Strom in der ersten Phase des Batteriewechselrichters. Zuerst ist die induktive Last nicht zugeschaltet. Beide Solarwechselrichter speisen eine kleine Wirkleistung ein, die von dem Batteriewechselrichter aufgenommen wird. Die von den Photovoltaikwechselrichtern eingespeiste Wirkleistung hängt von der solaren Einstrahlung ab. Zum Zeitpunkt 0 s wird die dreiphasige symmetrische induktive Last mit 8 kVA eingeschaltet. Damit geht der Effektivwert der Netzspannung wegen der Leistungsregelung des Batteriewechselrichters zurück. Die Effektivwertmessung der Solarwechselrichter hat eine große Verzögerung. Analog zum langsam absinkenden Messwert des Effektivwerts der Netzspannung, speisen beide Solarwechselrichter mehr induktive Blindleistung ins Netz und entlasten den Batteriewechselrichter. Damit nimmt auch wieder der Effektivwert der Netzspannung zu. Obwohl die beiden Einspeisewechselrichter kein Netz bilden können, unterstützen sie den netzbildenden Batteriewechselrichter. Natürlich wäre es in der Praxis besser, wenn die beiden Einspeisewechselrichter in verschiedene Phasen einspeisen würden. Damit wäre die Last, die der Batteriewechselrichter zu versorgen hat, weniger unsymmetrisch. Die Konfiguration wurde aber entsprechend Bild 10.9 gewählt, um zu zeigen, dass sich beide Einspeisewechselrichter gleich verhalten und sich auch zwischen diesen beiden eine symmetrisch Lastaufteilung einstellt.

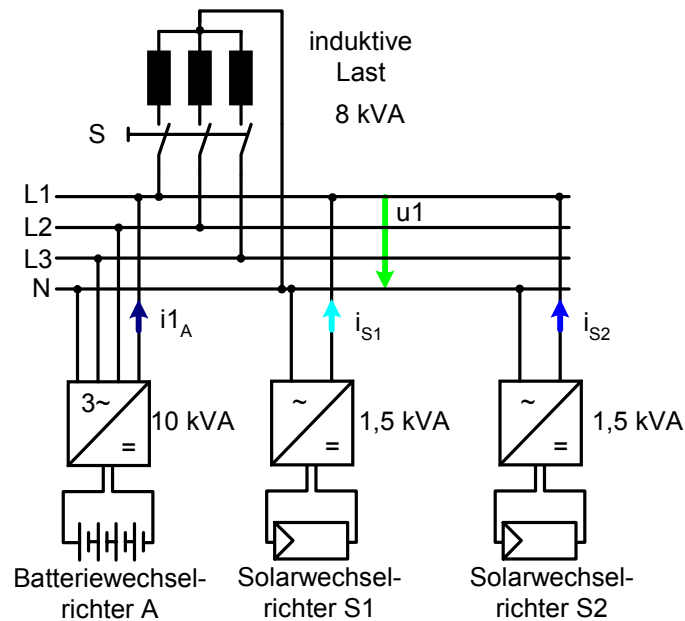


Bild 10.9: 2 Einspeisewechselrichter und ein Batteriewechselrichter speisen eine induktive Last

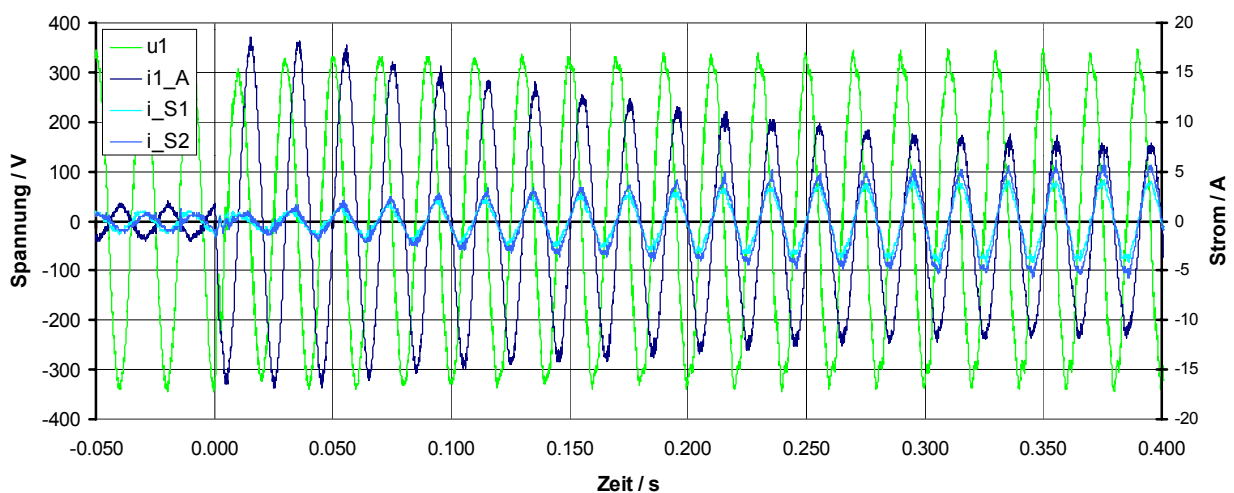


Bild 10.10: Netzspannung (u_1) und Ströme des Batteriewechselrichters (i_{1_A}) und der beiden Einspeisewechselrichter (i_{S1} , i_{S2}) in der ersten Phase beim Zuschalten einer induktiven Last

10.4 Im Inselnetz maximal zulässige Leistung der Verbraucher

Mit der Möglichkeit auch einphasige Einspeisewechselrichter, die versuchen die Stabilität des Netzes zu erhöhen, in das Inselnetz zu integrieren, ist nicht mehr leicht zu entscheiden, welche Lasten in dem Inselnetz zulässig sind.

Um die folgenden Betrachtungen sprachlich zu vereinfachen, werden einige verkürzende Bezeichnungen für die in einem Inselnetz möglicherweise vorhandenen Verbraucher und Einspeisungen definiert.

- Verbraucher werden als **Lasten** bezeichnet. Sie dürfen ein- oder dreiphasig sein.
- In dem Inselnetz gibt es möglicherweise Einspeisungen, die eine Ausgangsstromregelung haben und eine Leistung einspeisen, die nicht von der Belastung des Netzes abhängt. Dies sind vor allem Einspeisungen regenerativer Energie, die die aktuell zur Verfügung stehende Leistung ins Netz abgeben. Diese Einspeisungen verhalten sich bezüglich der Netzstabilität wie Lasten. Der Wirkleistungsfluss ist allerdings umgekehrt. Sie werden als **negative Lasten** bezeichnet. Sie können ein- oder dreiphasig sein. Wenn im Weiteren von Lasten gesprochen wird, sind diese Einspeisungen inbegriffen. Damit kann die Last auch negativ sein, wenn diese Einspeisungen die angeschlossenen Verbraucher überwiegen.
- Wie in diesem Kapitel beschrieben, kann es auch Einspeisungen geben, die eine Ausgangsstromregelung haben und deshalb nicht netzbildend sind, die aber ihre Einspeiseleistung von den Netzparametern abhängig machen und aus Statiken ableiten. Diese Einspeisungen leisten einen Beitrag zur Netzstabilität. Sie werden im Folgenden kurz als **Stromquellen** bezeichnet. Sie können ein- oder dreiphasig sein.
- Die wichtigsten Einspeisungen sind jene, die in dieser Arbeit hauptsächlich betrachtet werden. Sie haben eine Ausgangsspannungsregelung und eine überlagerte Leistungsregelung, die ihre Sollwerte aus Statiken ableitet. Diese Einspeisungen werden als **Spannungsquellen** bezeichnet. Da sie die einzigen netzbildenden Einspeisungen sind, müssen sie sinnvollerweise dreiphasig ausgeführt sein.

Die folgende Analyse legt fest, welche Lasten in einem Inselnetz zulässig sind. Es werden drei Fälle unterschieden.

Fall 1: Der einfachste Fall ist der, dass alle Einspeisungen (Index i) und Lasten dreiphasig und symmetrisch sind. Es ist nicht relevant ob die Einspeisungen Strom- oder Spannungsquellen sind. Vorausgesetzt wird nur, dass die Leistungssollwerte aus Statiken (Typen 1, 2 oder 3) abgeleitet werden, und mindestens eine Quelle eine

Spannungsquelle ist. Dann ist jeder Lastzustand (P_{Last} , Q_{Last}) zulässig, der nicht die Gesamtleistung des Netzes übersteigt. Dieser Zusammenhang lässt sich mit zwei Ungleichungen formulieren.

$$\sum_i P_{\min,i} \leq P_{Last} \leq \sum_i P_{\max,i} \quad (10.1)$$

$$\sum_i Q_{\min,i} \leq Q_{Last} \leq \sum_i Q_{\max,i} \quad (10.2)$$

Dabei ist $P_{\min,i}$ (bzw. $Q_{\min,i}$) die minimale (auch negativ möglich) und $P_{\max,i}$ (bzw. $Q_{\max,i}$) die maximale Leistung einer Einspeisung i .

Fall 2: Ist die Last unsymmetrisch gibt es ebenfalls eine einfache Netzkonfiguration, nämlich dass alle Einspeisungen identisch sind. Identisch bedeutet, dass sie die selben Statiken (Typ *und* Bemessungsleistung) haben. Dann wird jede Last gleich zwischen allen Quellen aufgeteilt. Selbstverständlich müssen die Einspeisungen Spannungsquellen sein, da Stromquellen nicht für die Bereitstellung eines Netzes geeignet sind. Das Netz ist immer stabil und es wird keine Einspeisung überlastet, wenn für jede einzelne Phase x zu jedem Zeitpunkt gilt:

$$\sum_i \frac{P_{\min,i}}{3} \leq P_{Last,x} \leq \sum_i \frac{P_{\max,i}}{3} \quad (10.3)$$

$$\sum_i \frac{Q_{\min,i}}{3} \leq Q_{Last,x} \leq \sum_i \frac{Q_{\max,i}}{3} \quad (10.4)$$

$P_{Last,x}$ (bzw. $Q_{Last,x}$) ist die geforderte Leistung einer Phase x . Dabei kann $P_{Last,x}$ durchaus auch negativ sein.

Fall 3: Wenn ein Inselnetz aus *verschiedenen* Quellen und unsymmetrischen Lasten gebildet wird, müssen möglicherweise schärfere Randbedingungen beachtet werden, damit keine Einspeisung überlastet wird. Die folgende Betrachtung widmet sich nur der Wirkleistung, lässt sich jedoch für die Blindleistung in äquivalenter Form durchführen.

Stromquellen werden durch eine unsymmetrische Last sicher nicht überlastet, da sie ihren Ausgangsstrom kontrollieren. Für die Spannungsquellen hingegen, liegt nur die Gesamtleistung der drei Phasen aufgrund der P(f)-Statik fest. Die Gesamtleistung wird von der Primärregelung eingestellt. Wie sie sich auf die drei Phasen verteilt, hängt nur von der Last ab und ist nicht von der Primärregelung beeinflussbar. Es

müssen somit alle drei Phasen jeder Spannungsquelle überprüft werden, ob sie durch den sich einstellenden Leistungsfluss überlastet werden. Aufgrund einer einfachen Überlegung lässt sich der Leistungsfluss in zwei Komponenten aufteilen. Betrachtet werden zwei einphasige Spannungsquellen u_1 und u_2 mit gleicher Amplitude und Frequenz,

$$u_1 = \hat{U} \cdot \sin(\omega t + \vartheta_1)$$

$$u_2 = \hat{U} \cdot \sin(\omega t + \vartheta_2)$$

die eine ohmsche Last speisen (Bild 10.11).

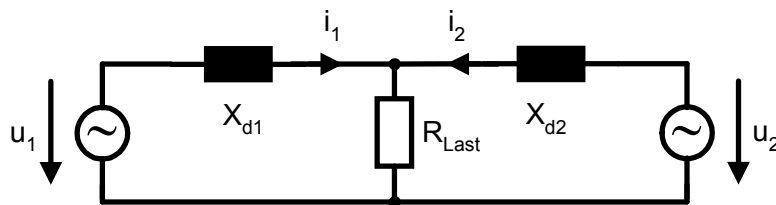


Bild 10.11: Zwei Spannungsquellen speisen eine ohmsche Last

Sind die beiden Spannungsquellen exakt synchron ($\vartheta_1 = \vartheta_2$), so wird zwischen ihnen keine Wirkleistung ausgetauscht und falls $X_{d1} = X_{d2}$ ist, speisen sie die Last zu gleichen Teilen (Leistungsfluss P_{sync}). Sind die Spannungsquellen nicht exakt synchron ($\vartheta_1 \neq \vartheta_2$) kommt es zu einem zusätzlichen Leistungsfluss (P_{add}) *zwischen* den Quellen, der unabhängig von der Last ist. Die Aufteilung des Leistungsflusses in P_{sync} und P_{add} wird später benutzt.

Welche Randbedingungen nun für unsymmetrische Lasten in einem dreiphasigen Inselnetz gelten, lässt sich nicht mehr wie im Fall 1 & 2 allgemein formulieren und muss für jede Netzkonfiguration berechnet werden. Für Wirklasten werden im folgenden Kapitel 10.4.1 die nötigen Berechnungen hergeleitet.

10.4.1 Grenzen für die Last bei unsymmetrischen Verbrauchern und unterschiedlichen Einspeisungen

In dem Inselnetz muss gelten, dass die Leistungsbilanz (Last und Angebot) im stationären Zustand ausgeglichen sein muss.

Die Last P_{Last} setzt sich zusammen aus der Summe aller Lasten (dreiphasig und einphasig). Sie ist vom Betriebszustand abhängig. Es muss die maximal mögliche

Last berücksichtigt werden. Falls die Last in einem Betriebszustand auch negativ sein kann, müssen zwei getrennte Rechnungen durchgeführt werden. Die Last wird von ein- und dreiphasigen Strom- und Spannungsquellen versorgt, die ihre Wirkleistung nach Vorgabe ihrer Statiken einstellen. Im stationären Zustand stellt sich eine feste Netzfrequenz ein. Damit ist eine bestimmte Lastaufteilung unter den Quellen festgelegt.

Für alle Strom- und Spannungsquellen (einphasig und dreiphasig) lässt sich eine Gesamtstatik nach (5.5) berechnen. Die Netzfrequenz, bei der die geforderte Last bereitgestellt wird, kann berechnet werden, indem die Gesamtstatik mit der geforderten Wirkleistung P_{Last} gleichgesetzt wird.

$$P_{Last} = \sum_i P_i(f) \quad (10.5)$$

Mit der dann bekannten Netzfrequenz, kann für alle Stromquellen anhand ihrer Statiken die Einspeiseleistung berechnet werden. Bei dreiphasigen stromgeregelten Einspeisungen ist die Leistung auf jeder Phase gleich.

Mit der bekannten Einspeiseleistung aller Stromquellen P_i lässt sich für jede Phase x ausrechnen, welche Leistung $P_{U,x}$ die Spannungsquellen insgesamt aufbringen müssen.

$$P_{U,x} = P_{Last,x} + P_{I,x} \quad (10.6)$$

Diese Leistung ist im allgemeinen Fall in jeder Phase unterschiedlich.

Für alle Spannungsquellen muss jede Phase kontrolliert werden, ob sie nicht durch den sich einstellenden Leistungsfluss überlastet wird.

Sind alle Spannungsquellen exakt synchron, wird die Last von ihnen zu gleichen Teilen versorgt. Wenn alle diese Einspeisungen eine identische Statik benutzen, ist dies auch der stationäre Betriebszustand. Die Beschränkung der Lasten kann nach einer zu (10.3) ähnlichen Ungleichung formuliert werden, wobei nun zur Last auch die schon berechnete Leistung der Stromquellen gezählt werden muss. $P_{U,\min,i}$ und $P_{U,\max,i}$ sind die minimal und maximal mögliche Leistung der einzelnen Spannungsquellen.

$$\sum_i \frac{P_{U,\min,i}}{3} \leq P_{Last,x} + P_{I,x} \leq \sum_i \frac{P_{U,\max,i}}{3} \quad (10.7)$$

Dieser besondere Fall, dass alle Spannungsquellen identische Statiken haben, wird als Fall 3a klassifiziert.

Als Fall 3b wird bezeichnet, wenn die Spannungsquellen (Anzahl n) unterschiedliche Statiken benutzen. Dann wird die Berechnung der maximal pro Phase x zulässigen Last komplizierter. Sind alle Quellen (Index i) exakt synchron, liefern sie auf jeder Phase die gleiche Leistung $P_{U,i,x,\text{sync}}$. Die Summe aller $P_{U,i,x,\text{sync}}$ entspricht genau der Last, da es bei exakt synchronen Spannungsquellen keine zirkulierenden Ströme zwischen den Spannungsquellen gibt.

$$P_{U,i,x,\text{sync}} = \frac{P_{\text{Last},x} + P_{I,x}}{n} \quad (10.8)$$

Die so auf allen drei Phasen abgegebene Leistung, wird aber nicht dem Sollwert entsprechen, der aus den unterschiedlichen Statiken $P_i(f)$ abgeleitet wird. Einige Einspeisungen müssen ihre Gesamtleistung noch erhöhen, einige erniedrigen. Dazu wird vom Wirkleistungsregler der Phasenwinkel ϑ verstellt, weshalb es in allen drei Phasen jeder Spannungsquelle zu einem zusätzlichen gesamten Leistungsfluss $P_{U,i,\text{add}}$

$$P_{U,i,\text{add}} = P_i(f) - \sum_{x=1}^3 \left(\frac{P_{\text{Last},x} + P_{I,x}}{n} \right) \quad (10.9)$$

kommt. Dieser zusätzliche Leistungsfluss ist unabhängig von der Last und ist ein Leistungsaustausch zwischen den Spannungsquellen, die nun nicht mehr phasengleich sind. Dieser Leistungsfluss ist in allen drei Phasen gleich,

$$P_{U,i,x,\text{add}} = \frac{P_i(f) - \sum_{x=1}^3 \left(\frac{P_{\text{Last},x} + P_{I,x}}{n} \right)}{3} \quad (10.10)$$

da die Spannungsquellen symmetrisch sind. Das System ist stationär, wenn jede Spannungsquelle die Leistung eingestellt hat, die von ihrer $P(f)$ -Statik vorgegeben wird. Die Aufteilung des Leistungsflusses in zwei Komponenten, die zum einen die Last (Index sync) speisen, zum andern nur zwischen den Spannungsquellen ausgetauscht (Index add) werden, soll mit Bild 10.12 veranschaulicht werden.

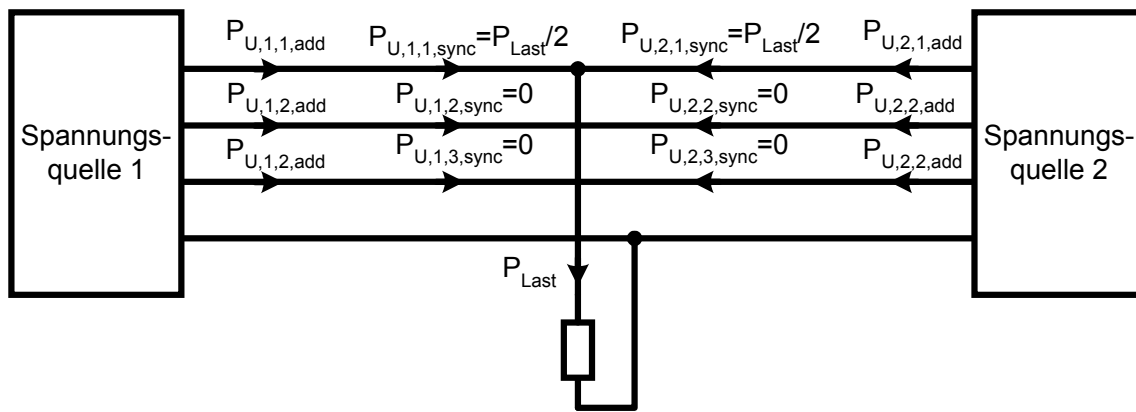


Bild 10.12: Aufteilung des Leistungsflusses in zwei Komponenten: Leistungsfluss zur Last (Index sync) und zusätzlicher Leistungsfluss zwischen den Spannungsquellen (Index add)

Die gesamte Leistung auf jeder Phase für alle Spannungsquellen lässt sich nach (10.11) berechnen:

$$P_{U,i,x} = P_{U,i,x,sync} + P_{U,i,x,add} = \frac{P_{Last,x} + P_{I,x}}{n} + \frac{P_i(f) - \sum_{x=1}^3 \left(\frac{P_{Last,x} + P_{I,x}}{n} \right)}{3} \quad (10.11)$$

Diese Leistung in den Ausgangsphasen von jeder Spannungsquelle kann in Abhängigkeit von der Last berechnet werden. Daraus lässt sich die maximal zulässige Last bestimmen, wenn die Grenzen der Leistungsfähigkeit der Quellen berücksichtigt werden. Diese Betrachtung geht vom stationären Zustand aus. Kurzfristige Überlastungen können nicht ausgeschlossen werden, auch wenn die Lasten beschränkt werden. Zu kurzfristigen Überlastungen sollten die Quellen fähig sein.

10.4.2 Berechnung der maximal zulässigen einphasigen Last (Beispiel)

Die Berechnung einer maximal zulässigen einphasigen Wirklast wird anhand eines Beispiels durchgeführt, um das Vorgehen zu veranschaulichen.

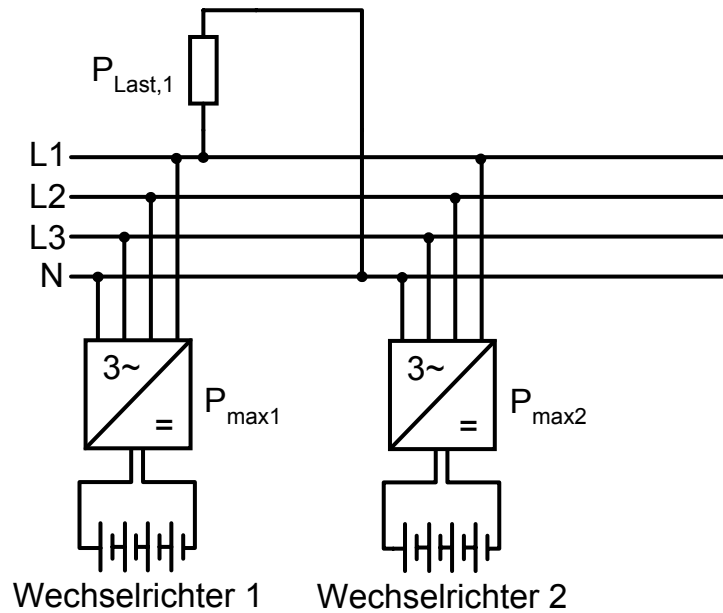


Bild 10.13: Beispielhafte Netzkonfiguration

Die Netzkonfiguration ist in Bild 10.13 dargestellt. Nur die erste Phase ist mit

$$P_{\text{Last},1} = P_{\text{Last}} > 0 \quad (10.12)$$

belastet. Es gibt keine Stromquellen. Diese würden das Netz nicht komplizierter machen, da sie nach der Berechnung der Gesamtstatik und der sich ergebenden Netzfrequenz den Lasten zugeschlagen würden. Zwei Spannungsquellen speisen die einphasige Last. Die erste Spannungsquelle (Wechselrichter 1) hat eine Bemessungsleistung $P_{\text{max}1}$ und eine Statik nach Typ 1. Die zweite Spannungsquelle (Wechselrichter 2) hat eine Bemessungsleistung $P_{\text{max}2}$ und eine Statik nach Typ 2. $P_{\text{max}1}$ und $P_{\text{max}2}$ sind noch nicht festgelegt.

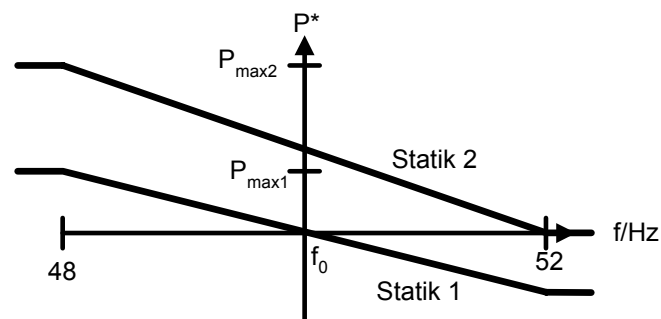


Bild 10.14: Die zwei Statiken des Beispiels

Die Statiken sind in Bild 10.14 grafisch dargestellt. Ohne Berücksichtigung der Begrenzungen ergeben sich die zugehörigen Gleichungen (10.13) (10.14).

$$P_1(f) = -\frac{2 \cdot P_{\max 1}}{\Delta f} \cdot (f - f_0) \quad (10.13)$$

$$P_2(f) = -\frac{P_{\max 2}}{\Delta f} \cdot \left(f - f_0 - \frac{\Delta f}{2} \right) \quad (10.14)$$

Dabei ist nach Bild 10.14 $\Delta f = 4$ Hz.

Aus (10.13) und (10.14) folgt die Gesamtstatik

$$P_{ges}(f) = P_1(f) + P_2(f) = -\frac{P_{\max 2} + 2P_{\max 1}}{\Delta f} \cdot (f - f_0) + \frac{P_{\max 2}}{2} \quad (10.15)$$

Mit Gleichung (10.5) kann die sich bei der gegebenen Belastung einstellende Netzfrequenz berechnet werden.

$$f = f_0 - \frac{P_{Last} - \frac{P_{\max 2}}{2}}{P_{\max 2} + 2P_{\max 1}} \cdot \Delta f \quad (10.16)$$

Nun muss die Belastung auf jeder Phase jeder Einspeisung berechnet werden. $P_{1,x}$ ist Null, da es nur Spannungsquellen als Einspeisungen gibt.

Aus (10.11) folgt für die Spannungsquelle 1:

Leistung auf Phase 1:

$$P_{1,1} = \frac{P_{Last,1}}{2} + \frac{P_1(f) - \frac{P_{Last,1}}{2}}{3} = \frac{1}{3} \left(\frac{P_{Last} P_{\max 2} + 4P_{Last} P_{\max 1} - P_{\max 1} P_{\max 2}}{P_{\max 2} + 2P_{\max 1}} \right) \quad (10.17)$$

Leistung auf Phase 2 (Phase 3 ist identisch)

$$P_{1,2} = P_{1,3} = 0 + \frac{P_1(f) - \frac{P_{Last,1}}{2}}{3} = \frac{1}{3} \left(\frac{P_{Last} P_{\max 1} - \frac{1}{2} (P_{Last} P_{\max 2}) - P_{\max 1} P_{\max 2}}{P_{\max 2} + 2P_{\max 1}} \right) \quad (10.18)$$

Ebenso folgt aus (10.11) für die Spannungsquelle 2:

Leistung auf Phase 1:

$$P_{2,1} = \frac{P_{Last,1}}{2} + \frac{P_2(f) - \frac{P_{Last,1}}{2}}{3} = \frac{1}{3} \left(\frac{2P_{Last}P_{max2} + 2P_{Last}P_{max1} + P_{max1}P_{max2}}{P_{max2} + 2P_{max1}} \right) \quad (10.19)$$

Leistung auf Phase 2 & 3:

$$P_{2,2} = P_{2,3} = 0 + \frac{P_2(f) - \frac{P_{Last,1}}{2}}{3} = \frac{1}{3} \left(\frac{-P_{Last}P_{max1} + \frac{1}{2}(P_{Last}P_{max2}) + P_{max1}P_{max2}}{P_{max2} + 2P_{max1}} \right) \quad (10.20)$$

Aus (10.17) und (10.18) ist ersichtlich, dass $P_{1,2}$ und $P_{1,3}$ immer kleiner sind als $P_{1,1}$. Ebenso ist aus (10.19) und (10.20) zu ersehen, dass $P_{2,2}$ und $P_{2,3}$ immer kleiner sind als $P_{2,1}$.

Es muss gelten, wenn man eine Überlastung von Spannungsquelle 1 ausschließen möchte:

$$P_{1,1} \leq \frac{1}{3} P_{max1} \quad (10.21)$$

$$P_{1,2} = P_{1,3} \geq -\frac{1}{3} P_{max1} \quad (10.22)$$

Die gleichen Zusammenhänge gelten auch für die Spannungsquelle 2:

$$P_{2,1} \leq \frac{1}{3} P_{max2} \quad (10.23)$$

$$P_{2,2} = P_{2,3} \geq -\frac{1}{3} P_{max2} \quad (10.24)$$

Die Statik von der Spannungsquelle 2 (10.14) lässt nur eine positive Gesamt- ausgangsleistung zu. Falls die Phasen 2 & 3 eine negative Wirkleistung liefern, muss die Phase 1 mindestens die doppelte positive Wirkleistung liefern. Damit ist (10.24) immer erfüllt, wenn (10.23) erfüllt ist. Es reicht somit vollkommen aus, im vorliegenden Fall die Ungleichungen (10.21) (10.22) (10.23) zu überprüfen.

Aus (10.21) folgt:

$$P_{Last} \leq 2 \cdot \left(\frac{P_{max2}P_{max1} + P_{max1}^2}{P_{max2} + 4P_{max1}} \right) \quad (10.25)$$

Aus (10.22) folgt (es ist eine Fallunterscheidung nötig):

$$P_{Last} \geq \frac{4P_{max1}^2}{(P_{max2} - 2P_{max1})} \quad \text{für} \quad P_{max1} > \frac{P_{max2}}{2} \quad (10.26)$$

$$P_{Last} \leq \frac{4P_{max1}^2}{(P_{max2} - 2P_{max1})} \quad \text{für} \quad P_{max1} < \frac{P_{max2}}{2} \quad (10.27)$$

Die Ungleichung (10.26) ist immer erfüllt, wenn $P_{Last} > 0$ ist.

Aus (10.23) folgt:

$$P_{Last} \leq \frac{P_{max2}}{2} \quad (10.28)$$

Mit einem willkürlich gewählten Beispiel $P_{max1} = P_{max2}/4 = 10 \text{ kW}$ folgt aus den Gleichungen (10.25), (10.27), (10.28), dass

$$P_{Last} \leq 12,5 \text{ kW}$$

sein muss, da Ungleichung (10.25) die engste Grenze setzt.

Das heißt, die einphasige Last muss kleiner als 12,5 kW sein. Sie muss auch größer als Null sein, da der Fall einer negativen Last nicht überprüft wurde.

Für den Fall, dass die einphasige Last genau 12,5 kW verbraucht, wird in Bild 10.15 der sich einstellende Leistungsfluss dargestellt. Wechselrichter 1 liefert in diesem Fall auf der ersten Phase gerade die maximal zulässige Leistung $P_{max1}/3$.

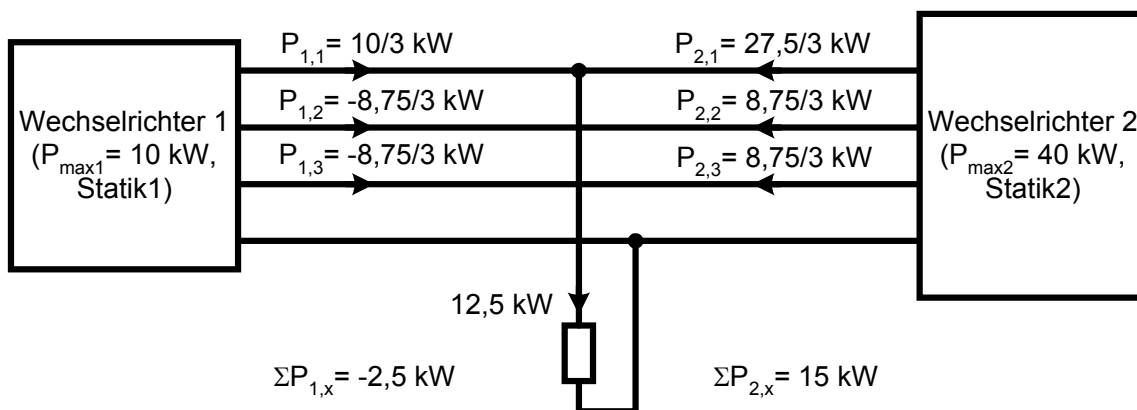


Bild 10.15: Leistungsfluss bei dem gewählten Beispiel

Die sich einstellende Netzfrequenz kann aus (10.16) berechnet werden und beträgt $f = 50,5$ Hz.

Mit dem Beispiel wurde gezeigt, dass es nicht in jedem Fall ausreicht, die Last pro Phase auf $P_{\text{ges}}/3$ zu begrenzen (Gleichung (10.3)), wenn die Belastung des Netzes unsymmetrisch ist. In dem Beispiel würde eine einphasige Last von $P_{\text{ges}}/3 = 16,66$ kW die Spannungsquelle 1 überlasten.

Möchte man, dass auch im Fall einer unsymmetrischen Last immer maximal $P_{\text{ges}}/3$ auf jeder Phase zulässig ist, muss jede Quelle ihre Ausgangsphasen überwachen und wenn eine einzelne Phase überlastet ist, ihre Statik begrenzen. Dann übernimmt sie nicht noch mehr Leistung und die anderen Quellen müssen mehr Last übernehmen.

11 Zusammenfassung

In dieser Arbeit wurde für einen selbstgeführten Stromrichter, der ein elektrisches Netz mit Energie versorgt, ein Regelungskonzept entwickelt. Der Stromrichter kann im Verbund mit anderen Spannungsquellen betrieben werden. Bei diesem Parallelbetrieb sind alle Spannungsquellen immer synchron und haben ohne miteinander zu kommunizieren eine festgelegte Lastaufteilung. Einen Überblick über diese Arbeit gibt auch [Hauck 2002].

Der dreiphasige Stromrichter regelt an den Kondensatoren seines Ausgangsfilters ein symmetrisches Drehspannungssystem ein. Das Drehspannungssystem hat die Nennspannung $U_N = 230 \text{ V}$ (Sternspannung) und die Nennfrequenz 50 Hz. Aufgrund der Schaltungstopologie sind die drei Phasen des Stromrichters voneinander unabhängig. Sie werden mit drei getrennten Kondensatorspannungsreglern geregelt. Deshalb kann auch eine unsymmetrische Last versorgt werden. In den Grenzen seiner Bemessungsleistung und der Dynamik seiner Kondensatorspannungsregelung stellt der Stromrichter eine ideale symmetrische Drehspannungsquelle dar.

Der Kondensatorspannungsregelung ist eine sogenannte Primärregelung überlagert. Die Primärregelung besteht aus einem Wirk- und einem Blindleistungsregler. Der Wirkleistungsregler versucht den Phasenwinkel ϑ zwischen der Kondensatorspannung U_q und der Netzspannung U_n zu verstellen, um die Wirkleistungsabgabe ins Netz zu ändern. Der Blindleistungsregler versucht den Effektivwert der Kondensatorspannung zu verändern, um die Blindleistung zu kontrollieren. Die Sollwerte für die beiden Leistungsregler werden aus zwei Funktionen $P^*(f)$ und $Q^*(U_n)$ abgeleitet. Diese Funktionen sind im einfachsten Fall linear und werden Statiken genannt. Die Primärregelung sorgt dafür, dass die Spannungsquellen synchron bleiben, und durch die Statiken wird eine bestimmte Lastaufteilung unter den Quellen festgelegt.

Da der Stromrichter eine hohe Dynamik hat, sind für die Primärregelung unbedingt schnelle Verfahren zur Bestimmung der Leistungen, der Frequenz und des Effektivwerts der Netzspannung nötig. Sowohl für einphasige Systeme als auch für unsymmetrische dreiphasige Systeme werden neuartige Bestimmungsverfahren vorgestellt, die den sogenannten „verallgemeinerten Integrator“ benutzen.

Durch eine Begrenzung des Ausgangsstroms wird erreicht, dass der Stromrichter kurzschlussfest ist. Der Stromrichter kann einen Kurzschlussstrom liefern, der mehr als das Dreifache des Nennstroms beträgt. Damit lassen sich konventionelle Sicherungsautomaten oder Schmelzsicherungen auslösen. Die Ausgangsstrombegrenzung schützt den Stromrichter auch im Fall einer Fehlsynchronisation. Eine Fehlsynchronisation, die vom Stromrichter verschuldet ist, wird allerdings ausgeschlossen, da zur Synchronisation auf ein bestehendes Netz ein zuverlässiger Phasenregelkreis benutzt wird. Dieser Phasenregelkreis hat einen Phasendetektor, der sich die besonderen Eigenschaften des verallgemeinerten Integrators zu Nutzen macht.

Da für die Primärregelung Statiken benutzt werden, können die Netzfrequenz und der Effektivwert der Netzspannung in gewissen Grenzen variieren. Um die Nennwerte wiederherzustellen wird eine neuartige Sekundärregelung eingeführt. Diese wird jedem Primärregler übergeordnet. Die Sekundärregelung verschiebt die Statiken und verändert so die Frequenz und den Effektivwert der Netzspannung. Dabei kann sich die Lastaufteilung zwischen den Quellen ändern. Deshalb versucht eine zweite Reglerkomponente die ursprüngliche Lastaufteilung wieder einzustellen. Diese zweite Reglerkomponente wird „Symmetrierung“ genannt. Die „Wiederherstellung der Nennwerte“ und die „Symmetrierung“ arbeiten gegeneinander, so dass beide Ziele nicht vollständig erreicht werden. Die verbleibenden Fehler hängen von der Genauigkeit der Frequenz- bzw. der Spannungsmessung ab und werden rechnerisch bestimmt. Für die Sekundärregelung ist ebenfalls keine Kommunikation zwischen den Quellen nötig.

Bei der Speisung eines Inselnetzes kann eine veränderte Lastaufteilung sinnvoll werden, wenn die den Stromrichtern zur Verfügung stehende Energie abhängig vom Betriebszustand eine unterschiedliche „Wertigkeit“ hat. Wenn einzelne Stromrichter ihre Statiken ändern, kommt es zu der gewünschten veränderten Lastaufteilung. Damit ist eine Betriebsoptimierung möglich, die die Abgabe von Energie geringerer „Wertigkeit“ begünstigt. Zusätzlich können die einzelnen Quellen feststellen, ob sie im Verbundbetrieb gebraucht werden. Ist dies nicht der Fall, können sie sich vom Netz trennen und erst bei Bedarf wieder zuschalten. Diese rudimentäre Betriebsoptimierung wird auch Tertiärregelung genannt und gelingt wiederum ohne Informationsaustausch zwischen den Quellen.

Um den Entwurf der Regler in der Praxis zu verifizieren, wurden zwei Batterie-wechselrichter mit einer Bemessungsleistung von je 10 kVA aufgebaut. Mit diesen wurden zahlreiche Betriebsbedingungen getestet und mit Messungen dokumentiert. Die Messergebnisse bestätigen die Funktion der Primär- und der Sekundärregelung eindrucksvoll. Die Tertiärregelung konnte im Labor nicht getestet werden.

Für die Einbindung von Einspeisungen regenerativer Energie (Sonne, Wind, Wasser) in ein Netz, werden ebenfalls Vorschläge gemacht. Die Einspeisung kann einphasig oder dreiphasig erfolgen und die Quellen können zumindest einen Beitrag zur Netzspannungsstabilität leisten. Um dies mit einer Messung nachzuweisen, stand ein einphasiger Einspeisewechselrichter zur Verfügung, der ebenfalls im Rahmen dieser Arbeit entwickelt wurde.

Die in dieser Arbeit entworfenen Regelungskonzepte eröffnen für den Wechselrichter sehr viele Einsatzmöglichkeiten. Drei werden als besonders wichtig angesehen.

- Die Primärregelung erlaubt den Betrieb des Wechselrichters an einem starren Netz. In diesem Fall kann der Wechselrichter alleine oder mit weiteren Wechselrichtern als unterbrechungsfreie Stromversorgung (USV) eingesetzt werden. Ist das Netz verfügbar, liefern die Wechselrichter eine Leistung, die aus den Statiken folgt und fest ist. Durch die Wahl der Statiken kann eine bestimmte Leistung eingestellt werden. Wird das Netz abgetrennt, so wird die zu schützende Last von der USV versorgt. Ein beim Wegschalten des Netzes unvermeidlicher Spannungseinbruch wird auch bei der maximal möglichen Last innerhalb von 3 ms ausgeregelt.
- Ist das Netz nicht starr, so leistet der Wechselrichter im Rahmen seiner Bemessungsleistung einen Beitrag zur Frequenz- und Spannungsstabilität des Netzes. Dies ist eine wichtige zusätzliche Funktionalität für Wechselrichter, die Energie in das öffentliche Netz einspeisen, vor allem wenn das Netz schwach ist oder die Einspeisung an einem Netzausläufer erfolgt.
- Das eigentliche Ziel war, mit dem Wechselrichter und einer Vielzahl anderer, unterschiedlicher Quellen, eine modulare und redundante Versorgung für ein Inselnetz zu ermöglichen. Der realisierte Parallelbetrieb erfolgt ohne Kommunikation und ist deshalb besonders zuverlässig. Die Netzlast darf

unsymmetrisch sein und wird von allen Quellen mit einer festen Lastaufteilung versorgt. Erstmals wurde gezeigt, dass ein Wechselrichter beim Aufbau eines Inselnetzes mit einer Synchronmaschine (Dieselgenerator) zusammenarbeiten kann. Eine Sekundärregelung kann in dem Inselnetz dafür sorgen, dass die Nennwerte (U_N , f_n) der Netzspannung näherungsweise eingehalten werden. Eine einfache Betriebsoptimierung ist ebenfalls möglich.

Mit den vorgestellten Verfahren ist es möglich, Inselnetze kleiner Leistung auch mit einer großen Anzahl von Stromrichtern aufzubauen und dabei eine Versorgungssicherheit, -qualität und -flexibilität zu gewährleisten, wie sie bisher nur in großen Verbundnetzen möglich ist.

12 Literaturverzeichnis

- [Bechtel 1994] N. Bechtel „Integration eines dreiphasigen Dieselgenerators mit einer Leistung von 15 kVA in ein hybrides Inselsystem“ Diplomarbeit am Elektrotechnischen Institut, 1994
- [Bergen 1986] A. R. Bergen, „Power Systems Analysis“ Prentice-Hall Inc., Englewood Cliffs, New Jersey 1986
- [Bitsch 2002] R. Bitsch, W. Feldmann, G. Aumayr, „Virtuelle Kraftwerke - Einbindung dezentraler Energieerzeugungsanlagen“, etz, Heft 9/2002
- [Burger 1994] B. Burger, „Der BWR-2500, trafoloser Wechselrichter mit höchstem Wirkungsgrad“ in: 9. Symposium Photovoltaische Solarenergie, Kloster Banz, Staffelstein, 1994
- [Burger 1997] B. Burger, „Transformatorloses Schaltungskonzept für ein dreiphasiges Inselnetz mit Photovoltaikgenerator und Batteriespeicher“, Dissertation am Elektrotechnischen Institut der Universität Karlsruhe, 1997
- [BWE 2002] Der „Bundesverband Windenergie e.V.“ (BWE) schätzt für das Jahr 2002 den Anteil der Windenergie auf bis zu 3,75 % unter Berücksichtigung des Zubaus neuer Anlagen und bei Annahme eines durchschnittlichen Windjahres (Stand: 30.06.2002). Nachzulesen unter <http://www.wind-energie.de> .
- [Carocci 2000] F. Carocci, „Die multifunktionale unterbrechungsfreie Stromversorgung“, Dissertation an der Professur für Leistungselektronik und Messtechnik der ETH Zürich, 2000 (Diss ETH Nr. 13927)
- [Chandorkar 1994] M. C. Chandorkar, M. D. Divan, B. Banerjee, „Control of distributed UPS systems“ IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), Taiwan 1994, Seiten 197-204

- [Chiang 1996] S. J. Chiang, C. M. Liaw, W. C. Chang, W. Y. Chang, „Multi-Module Parallel Small Battery Energy Storage Systems“, IEEE Transactions on Energy Conversions, Vol. 11, No 1, March 1996
- [Clos 1983] G. Clos, „Blindleistungskompensation mit dem Direktumrichter“, Dissertation am Elektrotechnischen Institut der Universität Karlsruhe, 1983
- [De Doncker 2001] R. W. De Doncker, M. J. Ryan, R. D. Lorenz, „Decoupled Control of a Four-Leg Inverter via a New 4 x 4 Transformation Matrix“, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 16, No 5, September 2001
- [Enquete 2002] Abschlussbericht der Enquete-Kommission „Nachhaltige Energieversorgung“ des Deutschen Bundestages vom 02.07.2002 mit dem Titel „Nachhaltige Energieversorgung unter den Bedingungen der Globalisierung und der Liberalisierung“, Seiten 482ff
- [Ferrero 2000] A. Ferrero, L. Giuliani, J. L. Willems, „A New Space-Vector Transformation for Four-Conductor Systems“, ETEP Vol. 10 May/June 2000
- [Föllinger 1994] O. Föllinger, „Regelungstechnik“, Hüthig Buch Verlag Heidelberg, 1994
- [Hauck 2000] M. Hauck, „Wechselrichter problemlos parallel betreiben“, Elektronik 19/2000 S.120-124
- [Hauck 2001] M. Hauck, H. Späth „SOLSTICE – Netzgebundener Solarwechselrichter mit höchstem Wirkungsgrad“ in: 16. Symposium Photovoltaische Solarenergie, Kloster Banz, Staffelstein, 2001
- [Hauck 2002] M. Hauck, H. Späth, „Control of a Three Phase Inverter Feeding an Unbalanced Load and Operating in Parallel with Other Power Sources“, EPE-PEMC, Dubrovnik & Cavtat, Kroatien, 2002, Paper No: T3-018

-
- [Holtz 1990] J. Holtz, K.-H. Werner, „Multi-Inverter UPS System with redundant load sharing control“, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 37, No 6, December 1990
- [Kawabata 2001] T. Kawabata, N. Sashida, Y. Yamamoto, K. Ogasawara, Y. Yamasaki, „Parallel Processing Inverter System“, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 6, No. 3, July 2001
- [Köhler 1998] B. Köhler, „Drehzahlvariable, getriebelose Wasserkraftanlage mit permanentmagneterregtem Synchrongenerator und Francisturbine“, Dissertation am Elektrotechnischen Institut der Universität Karlsruhe, 1998
- [Meyer 2001] J.-P. Meyer „Heißer Ofen für den Hausgebrauch“, Zeitschrift: "Sonne, Wind und Wärme" 2/2001
- [Nixon 1964] F. E. Nixon, „Beispiele und Tafeln zur Laplace-Transformation“, Franckh'sche Verlagshandlung Stuttgart, 1964
- [Nuß 1989] U. Nuß, „Blindleistungskompensation mit selbstgeführtem Stromrichter und kapazitivem Energiespeicher“, Dissertation am Elektrotechnischen Institut der Universität Karlsruhe, 1989
- [Quaschnig 2000] V. Quaschnig, R. Hanitsch, „Speicherbedarf einer Elektrizitätsversorgung bei einem hohen Anteil regenerativer Kraftwerke“, e&i 117. Jg (2000) H. 12, S. 779-784
- [Schwab] A. Schwab „Erzeugung, Übertragung und Verteilung elektrischer Energie“ Skriptum zur gleichnamigen Vorlesung, Institut für Elektroenergiesysteme und Hochspannungstechnik, Universität Karlsruhe
- [Simon 1998] O. Simon, „Einsatz eines Supraleitenden Magnetischen Energiespeichers zur Kompensation von Netzurückwirkungen“, Dissertation am Elektrotechnischen Institut der Universität Karlsruhe, 1998
- [SMA] Sunny Boy 2000, Prospekt mit technischen Daten von SMA

- [Späth 1983] H. Späth, Steuerverfahren für Drehstrommaschinen, Springer-Verlag Heidelberg, 1983
- [Späth 2000] H. Späth, „Leistungsbegriffe für Ein- und Mehrphasensysteme“, VDE-Verlag Berlin - Offenbach, 2000
- [Tuladhar 2000] A. Tuladhar, H. Jin, T. Unger, K. Mauch, „Control of Parallel Inverters in Distributed AC Power Systems with Consideration of Line Impedance Effect“, IEEE Transactions on Industrial Applications, Vol. 36, No 1, January/February 2000
- [VDEW 2002] Anteil der Windenergie (11,5 Mrd. kWh) an der gesamten Stromproduktion (534 Mrd. kWh) im sehr windarmen Jahr 2001 betrug 2,2 %: Pressemitteilung des „Verband der Elektrizitätswirtschaft“ (VDEW); nachzulesen unter <http://www.strom.de>

13 Anhang

13.1 Formelzeichen

Es sind alle verwendeten Formelzeichen aufgeführt. Bei der Suche (z. B. nach f_0) muss beachtet werden, dass sich möglicherweise nur das eigentliche Formelzeichen (z. B. f - Frequenz) findet und ein entsprechender Index (z. B. 0 - Basiswert einer Statik) im Kapitel 13.2 aufgeführt ist.

φ	Phasenwinkel zwischen Strom- und Spannung
ϑ	Phasenwinkel zwischen zwei Spannungen
ϑ^*	Sollwert für den Winkel ϑ (auch ϑ_{soll} wird verwendet)
ϑ_F	Phasenfehler
τ	Zeitkonstante
ω	Kreisfrequenz
ω_n	Kreisfrequenz der Netzspannung
\underline{a}	komplexer Dreher ($\underline{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}$)
C	Kapazität (des Wechselrichterausgangsfilters)
C_{Offset}	konstanter Fehler bei einer Messung
f	Frequenz
$f_{0,S}$	Beitrag der Symmetrierung zu f_0
$f_{0,T}$	Beitrag der Testfunktion zu f_0
$f_{0,W}$	Beitrag der Wiederherstellung zu f_0
f_{akt}	aktuelle Frequenz
f_{mess}	Ausgang der Frequenzmessung
$f_{\text{mess_TP}}$	Ausgang der Frequenzmessung (tiefpassgefiltert)
f_n	Frequenz der Netzspannung
f_{real}	Wert der Frequenz bei idealer Messung
i	Zeitwert des Stroms
i_C	Zeitwert des Kondensatorstroms
I_N	Nennstrom

i_n	Zeitwert des Netzstroms
i_{WR}	Zeitwert des Stroms der Wechselrichterbrücke
k	Verstärkungsfaktor
k_{ig}	Verstärkung des vereinfachten geschlossenen Kondensatorstromregelkreises
k_{IP}	Verstärkung des Wirkleistungsreglers
k_{IQ}	Verstärkung des Blindleistungsreglers
k_{Iu}	Verstärkung des Integralanteils des Kondensatorspannungsreglers
k_{MWi}	Verstärkung der Strommessung
k_{MWu}	Verstärkung der Spannungsmessung
k_{Pi}	Verstärkung des Proportionalanteils des Kondensatorstromreglers
k_{Pu}	Verstärkung des Proportionalanteils des Kondensatorspannungsreglers
k_S	Verstärkungsfaktor der Symmetrierung
$k_{\ddot{U}}$	Verstärkungsfaktor des Überlasteingriffs
k_W	Verstärkungsfaktor der Wiederherstellung
L	Induktivität
L	Ladezustand
L_n	netzseitige Drossel (des Wechselrichterausgangsfilters)
L_{WR}	wechselrichterseitige Drossel (des Wechselrichterausgangsfilters)
m	Anzahl
n	Anzahl
n	Drehzahl
p	Polpaarzahl
p	Zeitwert der Leistung
P^*	Sollwert für die Wirkleistungsregelung (auch P_{soll} wird verwendet)
P_{3VI}	dreiphasige Wirkleistungsmessung mit Hilfe des VI
P_{add}	Leistung aufgrund eines Leistungsflusses zwischen Spannungsquellen
P_{akt}	aktuelle Wirkleistung
P_I	Leistung aller Stromquellen
P_n	Wirkleistung, die ins Netz abgegeben wird
$P_{Reserve}$	Leistungsreserve des Inselnetzes
P_{RZ}	dreiphasige Wirkleistungsmessung mit Hilfe von Raumzeigern
P_{sync}	Leistung aufgrund einer Last
P_{TP}	Wirkleistungsmessung durch Tiefpassfilterung

P_U	Leistung aller Spannungsquellen
P_{VI}	einphasige Wirkleistungsmessung mit Hilfe des VI
Q	Blindleistung
Q^*	Sollwert für die Blindleistungsregelung (auch Q_{Soll} wird verwendet)
Q_1	Grundschiebungsbindleistung
Q_{3VI}	dreiphasige Blindleistungsmessung mit Hilfe des VI
Q_D	Verzerrungsbindleistung
Q_n	Blindleistung die ins Netz abgegeben wird
Q_{RZ}	dreiphasige Blindleistungsmessung mit Hilfe von Raumzeigern
Q_{TP}	Blindleistungsmessung durch Tiefpassfilterung
Q_{VI}	einphasige Blindleistungsmessung mit Hilfe des VI
R	Widerstand
R_{WR}	ohmscher Widerstand der Drossel L_{WR}
s	komplexe Variable der Laplace-Transformation
S	Scheinleistung
S_N	Bemessungsleistung
\underline{s}_{RZ}	komplexe Leistung mit Hilfe von Raumzeigern ermittelt
t	Zeit
T	Zeitkonstante
T_A	Abtastzeit
T_{ig}	Zeitkonstante des vereinfachten geschlossenen Kondensatorstromregelkreises
T_{IP}	Zeitkonstante des Wirkleistungsreglers
T_{IQ}	Zeitkonstante des Blindleistungsreglers
$T_{\text{mess},f}$	Zeitkonstante der verwendeten Frequenzmessung
$T_{\text{mess},P}$	Zeitkonstante der verwendeten Wirkleistungsmessung
$T_{\text{mess},Q}$	Zeitkonstante der verwendeten Blindleistungsmessung
$T_{\text{mess},U}$	Zeitkonstante der verwendeten Effektivwertmessung
T_{MWi}	Zeitkonstante der Strommessung
T_{MWu}	Zeitkonstante der Spannungsmessung
T_{Puls}	Pulsperiode des Wechselrichters
T_T	Totzeit der Stromregelung
T_{VI}	Zeitkonstante des rückgekoppelten VI
u	allgemeine Eingangsgröße (regelungstechnische Blockschaltbilder)

U	Spannungseffektivwert
\underline{u}	Spannungsraumzeiger
u	Zeitwert der Spannung (in Formeln)
u_{auf}	Störgrößenaufschaltung in der Kondensatorstromregelung
u_C	Kondensatorspannung
U_d	Eingangsgleichspannung des Wechselrichters
u_L	Spannung an L_{WR} und R_{WR}
U_{mess}	Ausgang der Effektivwertmessung
$U_{\text{mess_TP}}$	Ausgang der Effektivwertmessung (tiefpassgefiltert)
U_N	Nennspannung
u_n	Zeitwert der Netzspannung
$U_{n0,S}$	Beitrag der Symmetrierung zu U_{n0}
$U_{n0,T}$	Beitrag der Testfunktion zu U_{n0}
$U_{n0,W}$	Beitrag der Wiederherstellung zu U_{n0}
u_q	Quellspannung (entspricht der Kondensatorspannung des WR)
U_q^*	Sollwert für die Spannung U_q (auch $U_{q,\text{soll}}$ wird verwendet)
u_{vor}	Spannungsvorsteuerung in der Kondensatorstromregelung
u_{WR}	Zeitwert der Spannung an der Wechselrichterbrücke
V_{ges}	Verstärkung des gesamten Regelkreises
V_o	Verstärkung des offenen Regelkreises
V_{sync}	Verstärkung des Phasenregelkreises für die Synchronisation
w	Führungsgröße
W	Gewichtungsfunktion
x	Platzhalter für die Phasennummer 1,2 oder 3
X_d	Ausgangsreaktanz
x_d	bezogene Ausgangsreaktanz
y	Ausgangsgröße
Z	Impedanz
z	Variable der z-Transformation

13.2 Indizes

∞	kennzeichnet den Arbeitspunkt
α, β	kennzeichnet Komponenten im $\alpha\beta$ -Bezugssystem
0	Basiswert der Statik (bzw. Sollwert) (bei f , n und U_n)

0	Nullkomponente (bei u und i)
1,2,3,	Größen in den Phasen 1, 2 und 3
alt	bevor eine Statik zum Test verschoben wird
fest	Wert, der als konstant angesehen wird
g	Grundschwingung
ges	aller im Inselnetz vorhandenen Stromrichter
ges-1	ges abzüglich eines ausgewählten Stromrichters
i	Zählindex
ist	Istwert
L	einer Induktivität
Last	einer Last
max	kennzeichnet maximale Eckwerte der Statiken
min	kennzeichnet minimale Eckwerte der Statiken
neu	nachdem eine Statik zum Test verschoben wurde
\perp	orthogonal (geometrisch) oder 90° versetzt (trigonometrische Funktion)
R	Resonanz
r	rückgekoppelt
S	die Symmetrierung betreffend
soll	Sollwert
Test	durch eine zum Test verschobene Statik verändert
VI	den allgemeinen Integrator betreffend
W	die Wiederherstellung betreffend
x	einer beliebigen Phase

13.3 Symbole

x bzw. $x(t)$	Zeitwert der Größe x
\bar{X}	Mittelwert oder Effektivwert bei mittelwertfreien Größen
\bar{x}	zeitlicher Mittelwert
\hat{x}	Amplitudenwert
\underline{x}	komplexe Größe
\underline{x}^*	konjugiert komplexer Wert

13.4 Übertragungsfunktionen (Ü-Fkt)

$F_{oi}(s)$	Ü-Fkt des offenen Kondensatorstromregelkreises
-------------	--

$F_{oP,allein}(s)$	Ü-Fkt des offenen Wirkleistungsregelkreises im Alleinbetrieb
$F_{oP,starr}(s)$	Ü-Fkt des offenen Wirkleistungsregelkreises am starren Netz
$F_{oQ,allein}(s)$	Ü-Fkt des offenen Blindleistungsregelkreises im Alleinbetrieb
$F_{oQ,starr}(s)$	Ü-Fkt des offenen Blindleistungsregelkreises am starren Netz
$F_{ou}(s)$	Ü-Fkt des offenen Kondensatorspannungsregelkreises
$F_{wi}(s)$	Ü-Fkt des geschlossenen Kondensatorstromregelkreises
$F_{wiv}(s)$	vereinfachte Ü-Fkt des geschlossenen Kondensatorstromregelkreises
$F_{wP,allein}(s)$	Ü-Fkt des geschlossenen Wirkleistungsregelkreises im Alleinbetrieb
$F_{wP,starr}(s)$	Ü-Fkt des geschlossenen Wirkleistungsregelkreises am starren Netz
$F_{wQ,allein}(s)$	Ü-Fkt des geschlossenen Blindleistungsregelkreises im Alleinbetrieb
$F_{wQ,starr}(s)$	Ü-Fkt des geschlossenen Blindleistungsregelkreises am starren Netz
$F_{wu}(s)$	Ü-Fkt des geschlossenen Kondensatorspannungsregelkreises
$F_{wuv}(s)$	vereinfachte Ü-Fkt des geschlossenen Kondensatorspannungsregelkreises
$G_{VI}(s)$	Ü-Fkt des VI

13.5 Abkürzungen

AC	alternating current
AD	analog zu digital
ASM	Asynchronmaschine
B	Batterie
BHKW	Blockheizkraftwerk
DC	direct current
DSP	digital signal processor (digitaler Signalprozessor)
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
ESB	Ersatzschaltbild
GuD	Gas und Dampf
I	integral
I/O	input / output
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
L	Leiter
M	Motor
MOSFET	metal oxid insulated field effect transistor
MPP	maximum power point

N	Neutralleiter
P	proportional
PC	personal computer
PD	Phasendetektor
PLL	phase locked loop
PT1-Glied	Verzögerungsglied erster Ordnung
PT2-Glied	Verzögerungsglied zweiter Ordnung
PV	Photovoltaik
PWM	Pulsweitenmodulation
RAM	random access memory
ROM	read only memory
S	Schalter
SG	Synchrongenerator
TN-S-Netz	geerdetes Netz mit Neutral- und getrenntem Schutzleiter
TP	Tiefpass
USB	universal serial bus
USV	unterbrechungsfreie Stromversorgung
VCO	voltage controlled oscillator
VI	verallgemeinerter Integrator
WR	Wechselrichter

LEBENS- und BILDUNGSWEG

Geburtsdatum: 28.05.1971

Geburtsort: Karlsruhe

Familienstand: ledig

1977 - 1981 Grundschule in Kirchheim unter Teck

1981 - 1990 Schlossgymnasium in Kirchheim unter Teck

Juni 1990 Abitur

1990 - 1991 Wehrdienst

1991 - 1997 Studium der Elektrotechnik an der Universität Karlsruhe

März 1997 Abschluss der Diplomhauptprüfung

seit 1997 Beschäftigt als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Elektrotechnischen Institut der Universität Karlsruhe