

# **Regelverfahren für Stromrichter zur Stromeinspeisung der Grundschiwingung und Harmonischen im Mit- und Gegensystem am nicht-idealen Niederspannungsnetz**

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

## **DOKTOR-INGENIEURS**

von der Fakultät für  
Elektrotechnik und Informationstechnik  
des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT)  
genehmigte

## **DISSERTATION**

von

Dipl.-Ing. Philip Julian Grabherr  
geb. in: Heilbronn-Neckargartach

Tag der mündlichen Prüfung:

07. Dezember 2016

Hauptreferent:

Prof. Dr.-Ing. Michael Braun

Korreferent:

Prof. Dr. Veit Hagenmeyer  
(Karlsruher Institut für Technologie)



# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1	Motivation . . . . .	1
1.2	Stand der Technik . . . . .	4
1.3	Zielsetzung . . . . .	5
<b>2</b>	<b>Grundlagen</b>	<b>7</b>
2.1	Einführende Definitionen und Nomenklatur . . . . .	7
2.1.1	Komplexer Amplitudenwert . . . . .	9
2.2	Beschreibung der Stromregelstrecke . . . . .	11
2.2.1	Verhalten der Stromregelstrecke bei unsymmetrischen Betriebsmitteln . . . . .	14
2.2.2	Quasi-stationäres Streckenmodell zur phasenweisen Regelung eines unsymmetrischen Betriebsmittels . . . . .	16
2.3	Kalman Filter . . . . .	18
2.3.1	Zustandsraumnormalform . . . . .	18
2.3.2	Kalman Gleichungen . . . . .	19
2.3.3	Übergang zum zeitdiskreten Systemmodell . . . . .	21
<b>3</b>	<b>Spannungsanalyse am Anschlusspunkt</b>	<b>23</b>
3.1	Identifikation der Grundschiwingung . . . . .	24
3.2	Identifikation der Harmonischen und Gleichanteile . . . . .	28
3.3	Bestimmung von Mit- und Gegensystemen der Netzspannung . . . . .	32
3.4	Bezugswinkel für komplexe Stromvektoren . . . . .	32
3.5	Nachführung der Netzfrequenz . . . . .	33
3.6	Vorsteuerung der Spannung am Anschlusspunkt . . . . .	34

<b>4</b>	<b>Hochdynamische Zustandsschätzung von Stromvektoren</b>	<b>37</b>
4.1	Filterentwurf . . . . .	38
4.2	Parameternachführung in stationären Betriebszuständen . . . . .	43
4.3	Stromvektoridentifikation der Grundschiwingung und Harmonischen . . . . .	45
4.4	Verhalten der Kalman Verstärkung . . . . .	49
<b>5</b>	<b>Stromregelung mit geschätzten Stromvektoren</b>	<b>51</b>
5.1	Gesamtstruktur des Stromregelverfahrens . . . . .	52
5.2	Stromregelung der Grundschiwingung und harmonischer Komponenten . . . . .	54
5.3	Unterdrückung von Gleichanteilen in den Stromverläufen . . . . .	56
5.4	Stromsollwertvorgabe im Mit- und Gegensystem . . . . .	58
<b>6</b>	<b>Laborversuch</b>	<b>61</b>
6.1	Prüfstand . . . . .	61
6.2	Leistungsteil . . . . .	63
6.3	Sicherheitskonzept . . . . .	64
6.4	Signalverarbeitung . . . . .	64
6.5	Messtechnik . . . . .	68
<b>7</b>	<b>Messergebnisse</b>	<b>71</b>
7.1	Einspeisung von Strömen im Mit- und Gegensystem . . . . .	71
7.2	Einprägung von Strömen mit Grundschiwingung und Harmonischen . . . . .	77
7.3	Störaussendungsverhalten . . . . .	81
7.4	Verhalten der Parameternachführung . . . . .	84
<b>8</b>	<b>Zusammenfassung</b>	<b>87</b>
<b>A</b>	<b>Anhang</b>	<b>89</b>
A.1	Abkürzungsverzeichnis . . . . .	90
A.2	Formelzeichenverzeichnis . . . . .	91
A.3	Abbildungsverzeichnis . . . . .	95
A.4	Tabellenverzeichnis . . . . .	96
A.5	Literaturverzeichnis . . . . .	97

# 1

## Einleitung

### 1.1 Motivation

In den vergangenen Jahren sind sowohl die Anwendungsbereiche als auch die Anzahl von Stromrichtern im Energieversorgungsnetz stark gewachsen. Zu Beginn lag der Anwendungsfokus von Stromrichtern am Netz vor allem in der Industrie bei der Frequenzwandlung elektrischer Antriebe und für Stromrichter höchster Leistung im Bereich der Hochleistungs-Gleichstrom-Übertragungen (HGÜ). Aufgrund der Verfügbarkeit immer besserer Leistungshalbleiter und Veränderungen im Bereich der wirtschafts- und umweltpolitischen Rahmenbedingungen, für die in der Bundesrepublik Deutschland häufig der Überbegriff „Energiewende“ verwendet wird, dringen die Stromrichter in immer mehr Bereiche vor. Hierbei liegen die Schwerpunkte bei der Einspeisung und Wandlung regenerativer Energien. Auf der Erzeugungsseite steigt vor allem die Anzahl an Photovoltaik- und Windkraftanlagen, die mit Stromrichtern an das Netz angebunden werden. Um die volatile Erzeugung der Photovoltaik- und Windkraftanlagen effizienter in das Energieversorgungsnetz zu integrieren, stehen auch immer mehr die Themen des Netzanschlusses und der Wandlung elektrischer Energie für stationäre Speicher mit Stromrichtern im Mittelpunkt. Der Netzanschluss zur Aufladung der Traktionsbatterien elektrisch angetriebener Kraftfahrzeuge wird ebenfalls einen Wachstumsschub im Bereich der Stromwandlung mit Stromrichtern erzeugen. Die Netzanbindung kann hierbei

auch rückspeisefähig ausgelegt werden. Somit können die Fahrzeugbatterien dem Energieversorgungsnetz auch als mobile Energiespeicher zur Verfügung stehen.

Die Verfahren und technischen Zusammenhänge zur Regelung sinusförmiger und möglichst idealer Stromverläufe sind weitestgehend bekannt und umfangreich erforscht. Durch immer kleiner werdende Einspeiseeinheiten in immer dezentraler aufgebauten Micro Grids nimmt die Starrheit des Netzes jedoch stark ab. Zudem können auch einphasige Einspeisungen oder Belastungen auftreten. Hierdurch entstehen Mit- und Gegensysteme, die von der Regelung des Stromrichters berücksichtigt werden müssen. Mittlerweile geht es dabei nicht mehr nur noch unbedingt darum, die eigenen Störaussendungen zu reduzieren, sondern auch um die Fähigkeit, stützende Maßnahmen in den dezentral strukturierten Netzabschnitten einzuleiten. Durch Verbraucher und Erzeuger im Energieversorgungsnetz, deren Stromverläufe sich weder sinusförmig noch ideal darstellen, entstehen als Netzrückwirkungen harmonische Anteile in den Versorgungsspannungen. Um sowohl für das Verbundnetz, als auch in den einzelnen Netzabschnitten die Systemstabilität und die Einhaltung der Spannungsvorgaben zu gewährleisten, existieren eine Vielzahl unterschiedlicher Ansätze zur Netzregelung, die häufig auf Algorithmen basieren, die im Zusammenspiel mit der Informations- und Kommunikationstechnik (IKT) angewendet werden. Diese Strategien stellen einen Gegenstand der aktuellen Forschung dar und treten häufig unter dem Sammelbegriff „Smart Grids“ auf. Die übergeordneten Sollwertvorgaben der Netzregelung benötigen jedoch auch Stellglieder, die sowohl die vorgegebenen Wirkströme als auch im Rahmen von Netzdienstleistungen Grundschwingungs- und Verzerrungsblindströme [1] beherrschen können. Aufgrund der steigenden Anzahl von Stromrichtern im Netz bietet es sich an, diese auch als Stellglieder der Netzregelung zur Verfügung zu stellen. Mit diesem zusätzlichen Instrument können diese Vorgaben auch auf eine Vielzahl von Einheiten verteilt werden. Je nach Anwendungsfall und Betriebsstrategie der Gesamtanlage (Erzeuger, Verbraucher, jeweils mit oder ohne Speicher) können von den einzelnen Einheiten jeweils unterschiedliche Beiträge geliefert werden. Um dies zu ermöglichen, liegt der Schwerpunkt dieser Arbeit darauf, eine Stromregelung für Netzstromrichter zu entwickeln, um diese als Stellglied einer (nicht näher spezifizierten) überlagerten Regelung zur Verfügung zu stellen. Die Realisierung eines netzfreundlichen Betriebs des Stromrichters am Netz sowie die Umsetzung beliebiger Sollwertvorgaben im Rahmen der Systemgrenzen und der Betriebsstrategie werden dabei gleichzeitig angestrebt.

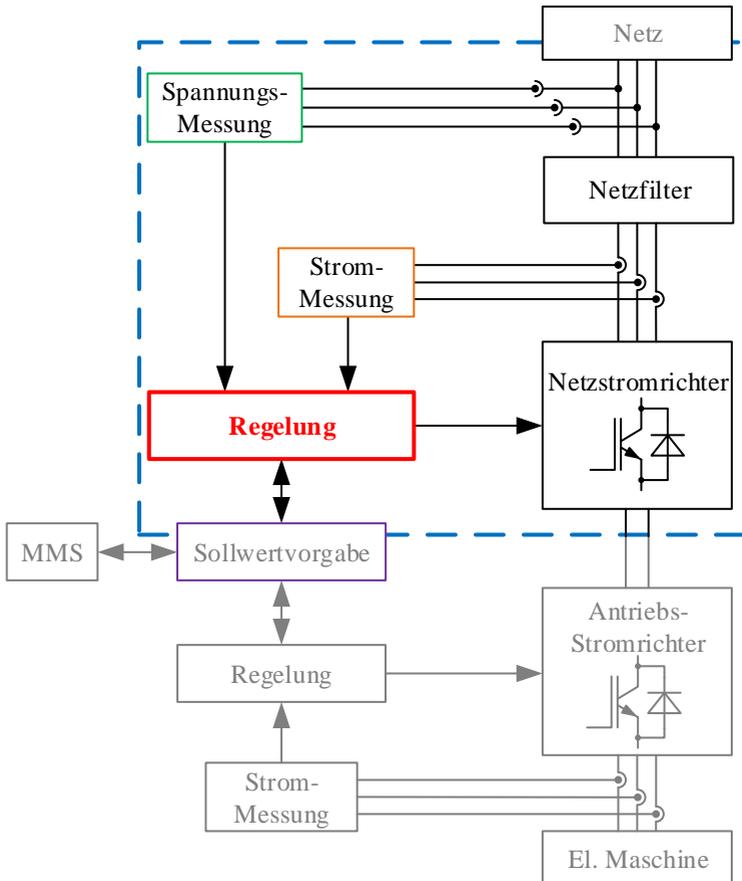


Abbildung 1.1: Gerätetechnisches Blockschaltbild

Der Fokus dieser Arbeit wird anhand des gerätetechnischen Blockschaltbilds in Abb. 1.1 weiter verdeutlicht. Im Mittelpunkt steht die Stromregelung eines Netzstromrichters, der mit einem Netzfilter an das Energieversorgungsnetz angeschlossen ist. Zusätzlich zur Spannungsmessung am Anschlusspunkt des Energieversorgungsnetzes erfolgt eine Strommessung zwischen dem Netzfilter und dem Netzstromrichter. Die Sollwertvorgabe der Regelung erhält ihre Werte aus der Mensch-Maschine-Schnittstelle (MMS), die gleichzeitig auch für die Sollwertvorgabe der Hauptapplikation - in diesem Beispiel der Antriebsstromrichter für eine elektrische Maschine - zuständig ist. Die MMS muss hierbei auf die lokale Anlage nicht physikalisch begrenzt sein, sondern kann auch mit Hilfe der IKT an eine übergeordnete Regelungsstruktur angebunden werden.

## 1.2 Stand der Technik

Für die Regelung von selbstgeführten Stromrichtern an Drehstromnetzen werden häufig Verfahren angewendet, die ursprünglich für die Regelung von Drehstrommaschinen entwickelt wurden. Eine typische Vorgehensweise hierbei ist es, die dreiphasigen Netzspannungen und Ströme als Raumzeiger darzustellen. Hierdurch können die Ströme in einem rotierenden Koordinatensystem geregelt werden [2]. Die Regelung kann hierfür auch als eine Zustandsregelung entworfen werden [3]. Eine Übersicht der Verfahren zur Regelung von selbstgeführten Stromrichtern an Drehstromnetzen wird in [4] gezeigt. Dabei werden auch die Ansätze zur Regelung von Stromraumzeigern im ruhenden Bezugssystem und zur direkten Leistungsflussregelung vorgestellt. Soll zusätzlich zum Mitsystem auch ein Gegensystem in einem rotierenden Koordinatensystem geregelt werden, entsteht ein zusätzlicher Filteraufwand. Hierbei müssen die Komponenten des Mit- und des Gegensystems, die sich in dem Stromraumzeiger überlagern, getrennt werden [5]. Um die Einspeisung von Harmonischen zu ermöglichen, kann die Regelung eines rotierende Koordinatensystem für die Grundschiwingung mit einer bezugsfesten Stromregelung für die Harmonischen überlagert werden [6]. Alternativ werden auch - vergleichbar mit der Einspeisung eines Gegensystems - mit einem zusätzlichem Filteraufwand rotierende Koordinatensysteme mit Winkelgeschwindigkeiten der gewünschten Harmonischen erzeugt. Diese Ansätze stehen jedoch vor der Herausforderung, die Mit- und Gegensysteme sowie zusätzliche Harmonische ohne umfangreiche Verluste in der Dynamik gleichzeitig zu regeln. Eine weitere Herangehensweise ist es, für den Raumzeiger im ruhenden Bezugssystem Bandpässe für die Mit- und Gegensysteme sowie die Grundschiwingung und Harmonischen zu implementieren. Diese können

dann dazu verwendet werden, die Stromregelung im rotierenden Koordinatensystem anzupassen [7]. Um das Störaussendungsverhalten von Regelungen in einem rotierenden Koordinatensystem zu verbessern, wurden bereits auch modellbasierte Verfahren mit Kalman Beobachtern vorgestellt [8].

Als alternative Herangehensweise bietet sich an, auch im dreiphasigen Fall eine phasenweise Betrachtung der Phasenspannungen und -ströme durchzuführen. Hierbei kommen dann Verfahren zur Anwendung, die zur Regelung einphasiger selbstgeführter Stromrichter entwickelt wurden. Bei einer einphasigen Netzstromregelung liegen die Messwerte der Spannungen und Ströme ohne zusätzliche Maßnahmen als Momentanwerte vor. In [9] und [10] werden Verfahren vorgestellt, die aus den Messwerten der Spannung eine Sinuskomponente der Grundschiwingung erzeugen und somit eine Vektordarstellung ermöglichen. Um die Grundschiwingung aus den nicht-idealen Spannungsverläufen sowie die Netzfrequenz zu bestimmen, werden üblicherweise Phasenregelschleifen implementiert [11]. Mit einer Filterstruktur zur Erzeugung orthogonaler Komponenten wird in [12] auch aus den Stromverläufen eine Sinuskomponente zur Leistungsvorgabe einer einphasigen Blindleistungskompensation gebildet. Da die Reaktion dieser Filterstruktur auf Änderungen der Stromverläufe ohne Vorwissen erfolgt, führt dies zu einer vergleichsweise langsamen Dynamik und verhindert eine Verwendung der erzeugten orthogonalen Komponenten als Strom-Istwerte in einer geschlossenen Stromregelschleife. Es existieren Ansätze, auch einphasige Stromregelungen in einem rotierenden Koordinatensystem durchzuführen. Hierbei kommen Modelle der Regelstrecke zur Anwendung, die auf der Kenntnis von Streckenparametern beruhen und somit die Dynamik erhöhen. Mit Hilfe der Modelle wird innerhalb der Signalverarbeitung der Verlauf virtueller Stromwerte bestimmt, die orthogonal zu den realen Messwerten stehen [13]. Für Kalman Beobachter werden ebenfalls Streckenmodelle verwendet. Mit diesen wird in [14] eine Analyse der harmonischen Anteile der Netzspannung und des Netzstroms durchgeführt. Diese fließen als Vorsteuer- und Korrekturwerte in die Sollwertvorgabe der Stromregelung ein. Die Stromregelung erfolgt anschließend mit Momentanwerten. Dieser Ansatz wird in [15] erweitert, um mit der Analyse auch Harmonische und Blindströme in das Netz einzuspeisen.

## 1.3 Zielsetzung

Die vorliegende Arbeit liefert einen Beitrag für Stromregelverfahren von Netzstromrichtern. Für den dreiphasigen Fall wird die Aufgabe gestellt, beliebige Stromsollwertvorgaben im Mit- und Gegensystem für die Grundschiwingung

und Harmonischen umzusetzen. Die Stromeinprägung von Harmonischen durch den Stromrichter verfolgt dabei das Ziel, Störungen in den Spannungsverläufen des Netzes zu eliminieren. Innerhalb des geschlossenen Stromregelkreises werden die Bestandteile der Netzspannungen und Ströme mit der Methode des Kalman Filters bestimmt. Aufgrund der Verwendung von Streckenmodellen unter gleichzeitiger Einbeziehung stochastischer Prozesse verfügt das Kalman Filter über Vorteile, die für eine schnelle einphasige Stromregelung mit einer zusätzlichen Einprägung von harmonischen Komponenten im Netzstroms am nicht-idealen Niederspannungsnetzes genutzt werden sollen. Durch die einphasige Behandlung des dreiphasigen Systems ist das Verfahren gleichzeitig auch auf einphasige Anwendungen übertragbar.

In der Ausarbeitung werden in Kapitel 2 einleitend die Grundlagen zur Theorie und die wichtigsten Definitionen betrachtet. Anschließend wird nach Themenschwerpunkten gegliedert die Vorstellung des Stromregelverfahrens in drei Kapitel aufgeteilt. Zunächst wird in Kapitel 3 die Spannungsanalyse am Anschlusspunkt beschrieben. Hierbei stellt sich die Aufgabe, phasenweise die Amplituden und Phasenlagen der Grundschwingung und Harmonischen dynamisch zu erfassen und somit die Grundlage für einen netzfreundlichen Betrieb des Stromrichters zu legen. Gleichzeitig werden hierbei die Bezugs- bzw. Referenzwinkel der Netzspannungen für die hochdynamische Zustandsschätzung von Stromvektoren erzeugt, deren Vorstellung im nachfolgenden Kapitel 4 erfolgt. Die Zustandsschätzung muss unter Einhaltung der Vorgaben an die Dynamik dazu fähig sein, Stromvektoren phasenweise für die Grundschwingung und die Harmonischen zu bestimmen. Gleichzeitig sollen Maßnahmen getroffen werden, um Veränderungen von Streckenparametern, die im Streckenmodell des Kalman Filters hinterlegt sind, zu berücksichtigen. Die Spannungsanalyse am Anschlusspunkt und die hochdynamische Zustandsschätzung von Stromvektoren werden in Kapitel 5 bei der Vorstellung des Gesamtkonzepts des Stromregelverfahrens mit der Stromregelung zusammengeführt.

Um die Fähigkeiten und Funktion des Stromregelverfahrens nachzuweisen, wird über die experimentellen Untersuchungen berichtet, die im Rahmen dieser Arbeit durchgeführt wurden. Um die Reproduzierbarkeit der Untersuchungen zu gewährleisten, werden der Prüfstand, der Prüfling, die Signalverarbeitung und Messtechnik des Laborversuchs anhand der technischen Daten und der Methodik in Kapitel 6 beschrieben. Die während des Laborversuchs aufgezeichneten Messergebnisse zur Verifizierung des Stromregelverfahrens werden in Kapitel 7 vorgestellt. In Kapitel 8 wird zu den erreichten Zielen und der Durchführung der Arbeit abschließend Stellung genommen.

# 2

## Grundlagen

### 2.1 Einführende Definitionen und Nomenklatur

In dieser Arbeit werden die Verläufe von Spannungen und Strömen bei einer dreiphasigen Netzanwendung auf quasi-stationäre Zustände und ihre Periodizität in Bezug auf die Netzfrequenz  $f$  analysiert. Betrachtet man hierbei die Verläufe als periodische Signale, können diese in einer Fourier-Reihen-Zerlegung dargestellt werden. Jede Phase besitzt dann für ihre Grundschwingung und ihre Harmonischen definierte Amplituden und Phasenlagen.

Dabei seien für die Grundschwingungen der Spannungen die Vektoren  $\underline{u}_{1n}$  mit  $n = 1,2,3$  gegeben. Diese beschreiben in der komplexen Ebene eine Drehung mit der Winkelgeschwindigkeit  $\omega = 2\pi f$ . Die Länge der Vektoren entspricht den Amplituden der Grundschwingungen. Die Phasenlagen der Vektoren  $\underline{u}_{1n}$  werden mit den Winkeln  $\varphi_{1un}$  bezeichnet. Zur Bestimmung aller weiteren Winkelabhängigkeiten wird der Winkel  $\varphi_{1u1} = 0$  als fixer Bezugspunkt gewählt (s. Abb. 2.1).

$$\begin{aligned}\underline{u}_{1n} &= \sqrt{2}U_{1n} \cdot e^{j(\omega t + \varphi_{1un})} = \\ &= \underbrace{\sqrt{2}U_{1n} \cdot \cos(\omega t + \varphi_{1un})}_{u_{1\alpha n}} + j \underbrace{\sqrt{2}U_{1n} \cdot \sin(\omega t + \varphi_{1un})}_{u_{1\beta n}}\end{aligned}\quad (2.1)$$

Zusätzlich seien für die Harmonischen die Vektoren  $\underline{u}_{hn}$  mit  $h = 2, 3, 4, \dots$  gegeben. Diese beschreiben in der komplexen Ebene Drehungen mit der  $h$ -fachen Winkelgeschwindigkeit  $h\omega$ .

$$\begin{aligned} \underline{u}_{hn} &= \sqrt{2}U_{hn} \cdot e^{j(h\omega t + \varphi_{hun})} = \\ &= \underbrace{\sqrt{2}U_{hn} \cdot \cos(h\omega t + \varphi_{hun})}_{u_{h\alpha n}} + j \underbrace{\sqrt{2}U_{hn} \cdot \sin(h\omega t + \varphi_{hun})}_{u_{h\beta n}} \end{aligned} \quad (2.2)$$

Die Projektion der Vektoren  $\underline{u}_{1n}$  und  $\underline{u}_{hn}$  auf die reelle Achse ergibt ihren jeweiligen Zeitverlauf. Mit Hilfe der Amplituden und der Phasenwinkel der Grundschwingungen lassen sich zudem ein Mit- und Gegensystem sowie ein Nullsystem bestimmen. Durch die Superposition der Grundschwingungen, der harmonischen Komponenten und der Gleichanteile werden die Zeitverläufe der Spannungen  $u_n$  dargestellt.

$$\begin{aligned} u_n &= |\underline{u}_{1n}| \cos(\omega t + \varphi_{1un}) + \dots + |\underline{u}_{hn}| \cos(h\omega t + \varphi_{hun}) + u_{DCn} = \\ &= u_{1\alpha n} + \dots + u_{h\alpha n} + u_{DCn} \end{aligned} \quad (2.3)$$

Für die phasenweise Betrachtung der Ströme, aufgeteilt in ihre Grundschwingungen und Harmonischen, seien die Vektoren  $\underline{i}_{1n}$  und  $\underline{i}_{hn}$  gegeben.

$$\underline{i}_{1n} = \sqrt{2}I_{1n} \cdot e^{j(\omega t + \varphi_{1in})} \quad (2.4)$$

$$\underline{i}_{hn} = \sqrt{2}I_{hn} \cdot e^{j(h\omega t + \varphi_{hin})} \quad (2.5)$$

Die Projektion der Vektoren  $\underline{i}_{1n}$  und  $\underline{i}_{hn}$  auf die reelle Achse ergibt ihren jeweiligen Zeitverlauf. Durch die Superposition der Grundschwingungen und aller harmonischer Komponenten wird der Zeitverlauf der Ströme  $i_n$  beschrieben.

$$i_n = |\underline{i}_{1n}| \cos(\omega t + \varphi_{1in}) + \dots + |\underline{i}_{hn}| \cos(h\omega t + \varphi_{hin}) \quad (2.6)$$

Als Winkelbeziehungen zwischen den Vektoren  $\underline{u}_{1n}$ ,  $\underline{i}_{1n}$  und  $\underline{i}_{hn}$  werden die Phasenverschiebungen  $\varphi_{1uin}$  und  $\varphi_{huin}$  festgelegt, deren Phasenlagen sich jeweils auf den Grundschwingungswinkel  $\varphi_{1un}$  beziehen.

$$\begin{aligned} \varphi_{1uin} &= \varphi_{1un} - \varphi_{1in} \\ \varphi_{huin} &= \varphi_{1un} - \varphi_{hin} \end{aligned} \quad (2.7)$$

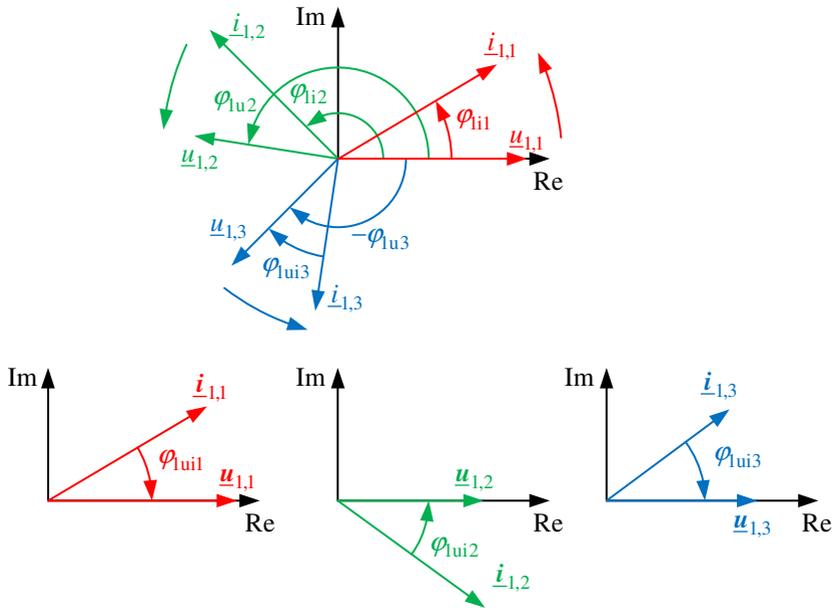


Abbildung 2.1: Grundschwingungsvektoren der Spannungen und Ströme sowie die resultierenden komplexen Amplitudenwerte

### 2.1.1 Komplexer Amplitudenwert

Das Ergebnis der Drehung von  $\underline{i}_{1n}$  um den Winkel  $\theta_n = -(\omega t + \varphi_{1un})$  wird als der zeitveränderliche komplexe Amplitudenwert der Grundschwingung  $\underline{i}_{1n}$  definiert.

$$\underline{i}_{1n} = \underline{i}_{1n} \cdot e^{-j(\omega t + \varphi_{1un})} = \underline{i}_{1n} \cdot e^{-j\theta_n} = \underline{i}_{1n\Re} + j \cdot \underline{i}_{1n\Im} \quad (2.8)$$

Das Bezugssystem der komplexen Ebene von  $\underline{i}_{1n}$  wird dadurch auf die Lage des sich drehenden Vektors  $\underline{u}_{1n}$  orientiert (s. Abb. 2.1). Diese Vorgehensweise besitzt eine sehr große Ähnlichkeit zu der Darstellung von statorbezogenen Größen (z.B. Phasenströmen) als Raumzeiger zu einem mit dem Rotorfluss rotierenden Koordinatensystem. Sie darf jedoch von ihrer Bedeutung hiermit nicht gleichgesetzt werden. Bei dem zeitveränderlichen komplexen Amplitudenwert der Grundschwingung  $\underline{i}_{1n}$  handelt es sich um einen Vektor, der die Aufspaltung

der Grundschiwingung eines einzelnen Phasenstroms  $\underline{i}_{1n}$  in einen zur Phasenspannung gleichphasigen (Kosinus-) und einen zur Phasenspannung um  $90^\circ$  versetzten (Sinus-) Anteil beschreibt.

Die Definition des zeitveränderlichen komplexen Amplitudenwerts der Harmonischen  $\underline{i}_{hn}$  erfolgt mit der Drehung von  $\underline{i}_{hn}$  um den Winkel  $h\theta_n$ .

$$\underline{i}_{hn} = \underline{i}_{hn} \cdot e^{-j(h\omega t + \varphi_{1un})} = \underline{i}_{hn} \cdot e^{-jh\theta_n} = \underline{i}_{h\Re n} + j \cdot \underline{i}_{h\Im n} \quad (2.9)$$

Die komplexen Amplitudenwerte  $\underline{i}_{hn}$  beschreiben damit die Aufspaltung der harmonischen Komponenten eines einzelnen Phasenstromes in ihre zur Phasenspannung der jeweiligen Grundschiwingung gleichphasigen und orthogonalen Anteile. Im Unterschied zu komplexen Effektivwerten werden die komplexen Amplitudenwerte als zeitlich veränderlich betrachtet. Die Bezeichnung von  $\underline{i}_{1n}$  und  $\underline{i}_{hn}$  mit Kleinbuchstaben zeigt daher deren Zeitveränderlichkeit auf. Bei einer Wechselspannungsanwendung mit transienten Vorgängen stellen die Real- und Imaginärteile, vergleichbar mit einem Raumzeiger im rotierenden Koordinatensystem, veränderliche Gleichgrößen dar. Die Darstellung in Fettschrift (u.a. bei  $\underline{i}_{1n}$  und  $\underline{i}_{hn}$ ) symbolisiert einen Amplitudenwert. Das in der Literatur hierfür sonst übliche Symbol wird in Abschnitt 2.3 als Schätzwert eines Zustandsvektors  $\hat{x}$  verwendet.

Die Darstellung der zeitveränderlichen komplexen Amplitudenwerte kommt auch bei Spannungsvektoren zur Anwendung. Mit Hilfe dieser Transformation kann der Spannungsabfall über einer Netzdrossel in seine gleichphasigen und orthogonalen Anteile in Bezug auf die Grundschiwingungsvektoren  $\underline{u}_{1n}$  zerlegt werden. Die Betrachtung des Spannungsabfalls erfolgt hierbei ebenfalls mit separaten Spannungsvektoren für die Grundschiwingung und die Harmonischen.

$$\underline{u}_{1Fn,s} = \underline{u}_{1Fn} \cdot e^{-j(\omega t + \varphi_{1un})} = \underline{u}_{1Fn} \cdot e^{-j\theta_{1n}} = \underline{u}_{1F\Re n} + j \cdot \underline{u}_{1F\Im n} \quad (2.10)$$

$$\underline{u}_{hFn,s} = \underline{u}_{hFn} \cdot e^{-j(h\omega t + \varphi_{1un})} = \underline{u}_{hFn} \cdot e^{-jh\theta_n} = \underline{u}_{hF\Re n} + j \cdot \underline{u}_{hF\Im n} \quad (2.11)$$

Bei der Berechnung von Streckenmodellen und Regelstrukturen können die zeitveränderlichen komplexen Amplitudenwerte als Eingangs-, Ausgangs- und Zustandsgrößen verwendet werden. Dies ermöglicht vergleichbare Entwurfsansätze für Regelstrukturen, die sich bereits bei der Signalverarbeitung von Raumzeigern im rotierenden Koordinatensystem bewährt haben.

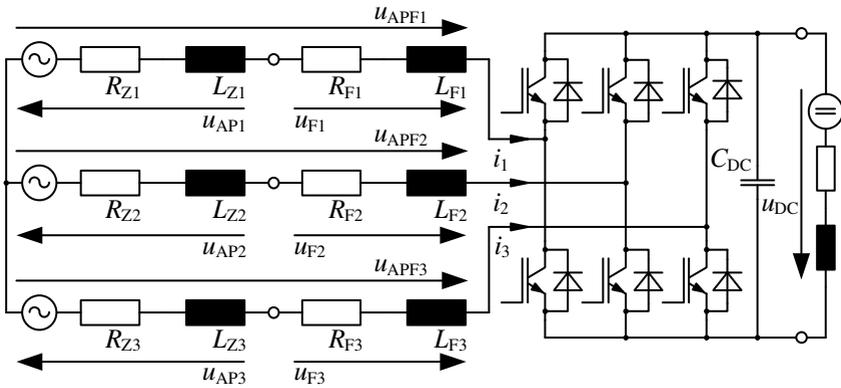


Abbildung 2.2: Selbstgeführter Netzstromrichter

## 2.2 Beschreibung der Stromregelstrecke

Anhand des Prinzipschaltbilds in Abb. 2.2 können das Stellglied, die Störgröße und die Regelstrecke des Stromregelverfahrens der dreiphasigen Netzanwendung vorgestellt werden. Die abgebildete selbstgeführte Drehstrombrückenschaltung beeinflusst die Phasenströme  $i_n$  und wird deshalb als das Stellglied der Regelung bezeichnet. Hierfür werden die Anschlüsse der Halbbrückenweige abwechselnd auf das positive oder negative Potential des von der Konstantspannungsquelle  $u_{DC}$  gespeisten - Spannungszwischenkreises geschaltet. Die Eingriffsmöglichkeit des Stellglieds besteht darin, das Einschaltverhältnis zwischen dem positivem und dem negativem Zwischenkreispotential an den Anschlüssen der Brückenweige zu verändern.

Die am Anschlusspunkt an das Niederspannungsnetz messbaren Spannungen  $u_{APn}$  setzen sich aus der dreiphasigen Wechselfeldspannungsquelle des Netzes und dem lastabhängigen Spannungsabfall über der Netzimpedanz zusammen. Dieser Ansatz unter Vernachlässigung eines umfangreicheren Netzmodells beruht auf der Annahme, dass die Leitungsimpedanz des Niederspannungsnetzes den größten Anteil an der Netzimpedanz am Anschlusspunkt beiträgt. Bis auf ihre Größenordnungen sind die Werte der Amplituden und Phasenlagen der Spannungsquelle des Netzes sowie die Werte der Netzimpedanz  $R_{Zn}$  und  $L_{Zn}$  jedoch unbekannt.

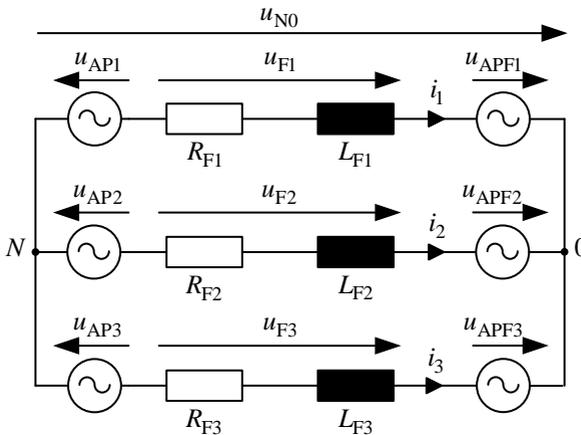


Abbildung 2.3: Ersatzschaltbild der Stromrichteranlage zur Verdeutlichung von Störgröße, Stromregelstrecke und Stellglied

Im Ersatzschaltbild in Abb. 2.3 werden die Spannungen am Anschlusspunkt  $u_{APn}$  mit idealen Wechselspannungsquellen nachgebildet. Schalthandlungen, Lastflussänderungen oder Fehlerfälle im Niederspannungsnetz können erst bei der messtechnischen Erfassung des veränderten Spannungsverlaufs festgestellt werden. Daher werden die Amplituden und Phasenlagen  $u_{APn}$  im Ersatzschaltbild 2.3 als zeitveränderlich betrachtet und in der Regelungsstruktur als Störgröße behandelt. Hierbei wird die Periodizität der Spannungsverläufe am Anschlusspunkt analysiert, diese bei Änderungen kontinuierlich nachgeführt (s. Kapitel 3) und damit die Stellgröße der Stromregelung vorgesteuert (s. Kapitel 5).

Die Annahme einer vollständig korrekten Vorsteuerung von  $u_{APn}$  zu jedem Zeitpunkt hat zur Folge, dass die Netzimpedanz keinen Einfluss mehr auf das Streckenverhalten der Stromregelung besitzt. Die Stromregelstrecke für die Netzanwendung aus Abb. 2.2 kann somit im Ersatzschaltbild 2.3 vollständig mit der Impedanz des Netzfilters beschrieben werden.

Für das Tiefpassverhalten des Netzfilters wird zusätzlich die Annahme getroffen, dass die hochfrequenten Anteile des Leiterstroms, die durch die Schalthandlungen des Stromrichters entstehen, vollständig gedämpft werden können. Hierdurch kann der Stromrichter im Ersatzschaltbild mit zeitveränderlichen Wechselspannungsquellen in Sternschaltung vereinfacht werden. Als Momentanwerte der Stellgröße  $u_{APFn}$  werden die zeitlichen Mittelwerte von positivem und

negativem Zwischenkreispotential über eine Schaltperiodendauer verwendet. Somit können auch die getakteten Spannungen  $u_{Fn}$  über dem Netzfilter und der Verlauf der Leiterströme  $i_n$  mit zeitlichen Mittelwerten über eine Schaltperiodendauer beschrieben werden.

$$u_{Fn} = R_{Fn} \cdot i_n + L_{Fn} \cdot \frac{di_n}{dt} \quad (2.12)$$

Um den gemeinsamen Bezugspunkt für die Spannungsgleichungen des dreiphasigen Regelstreckenmodells in allgemein gültiger Form zu bilden, wird das gemeinsame Potential der Phasen zwischen dem Sternpunkt des Netzes und dem Sternpunkt des Stellglieds benutzt und als Verlagerungsspannung  $u_{N0}$  bezeichnet [16].

$$u_{N0} = u_{AP1} - R_{F1} \cdot i_1 - L_{F1} \cdot \frac{di_1}{dt} - u_{APF1} \quad (2.13)$$

$$u_{N0} = u_{AP2} - R_{F2} \cdot i_2 - L_{F2} \cdot \frac{di_2}{dt} - u_{APF2} \quad (2.14)$$

$$u_{N0} = u_{AP3} - R_{F3} \cdot i_3 - L_{F3} \cdot \frac{di_3}{dt} - u_{APF3} \quad (2.15)$$

Durch Umformung entsteht eine geläufigere Darstellung der Stromregelstrecke:

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{1}{L_{F1}} \cdot (u_{AP1} - u_{APF1}) - \frac{R_{F1}}{L_{F1}} \cdot i_1 - \frac{u_{N0}}{L_{F1}} \quad (2.16)$$

$$\frac{di_2}{dt} = \frac{1}{L_{F2}} \cdot (u_{AP2} - u_{APF2}) - \frac{R_{F2}}{L_{F2}} \cdot i_2 - \frac{u_{N0}}{L_{F2}} \quad (2.17)$$

$$\frac{di_3}{dt} = \frac{1}{L_{F3}} \cdot (u_{AP3} - u_{APF3}) - \frac{R_{F3}}{L_{F3}} \cdot i_3 - \frac{u_{N0}}{L_{F3}} \quad (2.18)$$

Unter der Voraussetzung eines symmetrischen Betriebsmittels ( $R_{F1} = R_{F2} = R_{F3}$ ,  $L_{F1} = L_{F2} = L_{F3}$ ) werden in der Literatur die drei Gleichungen der Regelstrecke in die Raumzeigerdarstellung mit orthogonalen Komponenten transformiert. Hierbei können die symmetrischen Impedanzen der Regelstrecke unverändert in die orthogonale Darstellung überführt werden. Entscheidend ist zudem, dass die beiden Komponenten des Raumzeigers unabhängig voneinander geregelt werden können, da die gemeinsame Verlagerungsspannung  $u_{N0}$  der dreiphasigen Stromregelstrecken (2.18) bei der Transformation entfällt.

## 2.2.1 Verhalten der Stromregelstrecke bei unsymmetrischen Betriebsmitteln

Bei unsymmetrischen Betriebsmitteln ändert sich die Ausgangslage für die Anwendung der Raumzeigerdarstellung grundlegend. Die Impedanzwerte können nicht mehr unverändert in die transformierten Streckengleichungen der orthogonalen Komponenten überführt werden und folglich entfällt auch nicht mehr die Verlagerungsspannung  $u_{N0}$ . Dadurch hängt das Streckenverhalten von der momentanen Lage des Raumzeigers ab und die beiden Komponenten des Raumzeigers können nicht mehr voneinander getrennt geregelt werden.

Daher wird nachfolgend - als Alternative zur Raumzeigerdarstellung - die Darstellung einer vereinfachten Stromregelstrecke für den quasi-stationären Fall hergeleitet. Diese ermöglicht den Entwurf einer getrennten Regelung zweier Phasenströme und eines resultierenden dritten Phasenstroms auch bei unsymmetrischen Betriebsmitteln.

Um den Einfluss einer unsymmetrischen Strecke auf die Ausprägung der Verlagerungsspannung  $u_{N0}$  zu verdeutlichen, werden die Impedanzen zunächst in ihre Mittelwerte  $R_{FM}$  und  $L_{FM}$  sowie Mittelwertabweichungen  $\Delta R_{Fn}$  und  $\Delta L_{Fn}$  aufgeteilt.

$$R_{FM} = \frac{1}{3} \sum_{n=1}^3 R_{Fn} \quad L_{FM} = \frac{1}{3} \sum_{n=1}^3 L_{Fn} \quad (2.19)$$

$$\Delta R_{Fn} = R_{Fn} - R_{FM} \quad \Delta L_{Fn} = L_{Fn} - L_{FM} \quad (2.20)$$

Somit kann im Ersatzschaltbild in Abb. 2.4 der Spannungsabfall  $u_{Fn}$  über den Stromregelstrecken in einen symmetrischen Anteil  $\tilde{u}_{Fn}$  und einen unsymmetrischen Anteil  $\Delta u_{Fn}$  zerlegt werden.

$$u_{N0} = u_{AP1} - \overbrace{R_{FM} \cdot i_1 + L_{FM} \cdot \frac{di_1}{dt}}^{\tilde{u}_{F1}} - \overbrace{\Delta R_{F1} \cdot i_1 + \Delta L_{F1} \cdot \frac{di_1}{dt}}^{\Delta u_{F1}} - u_{APF1} \quad (2.21)$$

$$u_{N0} = u_{AP2} - \overbrace{R_{FM} \cdot i_2 + L_{FM} \cdot \frac{di_2}{dt}}^{\tilde{u}_{F2}} - \overbrace{\Delta R_{F2} \cdot i_2 + \Delta L_{F2} \cdot \frac{di_2}{dt}}^{\Delta u_{F2}} - u_{APF2} \quad (2.22)$$

$$u_{N0} = u_{AP3} - \overbrace{R_{FM} \cdot i_3 + L_{FM} \cdot \frac{di_3}{dt}}^{\tilde{u}_{F3}} - \overbrace{\Delta R_{F3} \cdot i_3 + \Delta L_{F3} \cdot \frac{di_3}{dt}}^{\Delta u_{F3}} - u_{APF3} \quad (2.23)$$

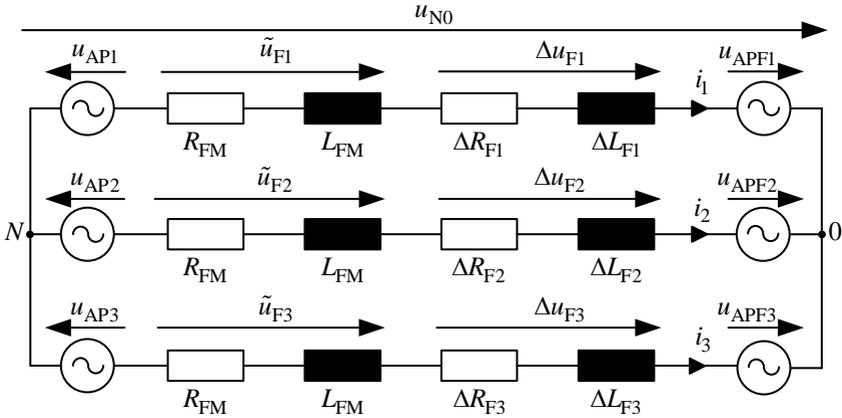


Abbildung 2.4: Ersatzschaltbild der Stromrichteranlage zur Beschreibung der Stromregelstrecken bei unsymmetrischen Betriebsmitteln

Die Verlagerungsspannung  $u_{N0}$  zwischen den Sternpunkten der Last und des Netzes in Abb. 2.4 setzt sich aus dem Spannungsabfall über dem unsymmetrischen Teil der Impedanz  $\Delta u_{Fn}$  sowie einer möglichen Unsymmetrie der Spannungsquellen zusammen. Der Anteil der Spannungsquellen an der Verlagerungsspannung kann sich aufgrund der Knotenregel nicht im Leiterstrom ausdrücken und wird daher u. a. bei der Super-Sinus-Modulation dazu verwendet, die Ausnutzung des Stromrichters zu verbessern. Daher wird der Anteil der Spannungsquellen an der Verlagerungsspannung der Stromregelstrecken für die weiteren Betrachtungen vernachlässigt.

$$\sum_{n=1}^3 (u_{APn} - u_{APFn}) \stackrel{!}{=} 0 \quad (2.24)$$

Aufgrund dieser Annahme tritt die Verlagerungsspannung  $u_{N0}$  im Ersatzschaltbild in Abb. 2.4 nur bei von Null verschiedenen Strömen  $i_n$  auf.

$$u_{N0} = \frac{1}{3} (\Delta u_{F1} + \Delta u_{F2} + \Delta u_{F3}) \quad (2.25)$$

Die hierdurch entstehende lastabhängige Wechselbeziehung zwischen den Phasen verhindert zunächst eine getrennte Regelung der Stromregelstrecken.

## 2.2.2 Quasi-stationäres Streckenmodell zur phasenweisen Regelung eines unsymmetrischen Betriebsmittels

Während des Stromrichterbetriebs können üblicherweise weder der Anteil des unsymmetrischen Betriebsmittels an der Verlagerungsspannung  $u_{N0}$  noch die genauen Impedanzwerte des Netzfilters bestimmt und in der Regelstruktur berücksichtigt werden. Aus diesem Grund wird die grundsätzliche Herangehensweise an die Modellierung der Stromregelstrecke geändert. Es wird dabei nicht mehr versucht, die reale Strecke möglichst genau nachzubilden, sondern bereits auf einer vereinfachten Modellebene die nicht-idealen Bedingungen und unbekanntem Streckenparameter zu berücksichtigen. Hierfür werden die Spannungen und Ströme in getrennten Stromregelstrecken für zwei Phasen mit zeitveränderlichen komplexen Amplitudenwerten dargestellt. Für die ungerungelte dritte Phase gilt, dass sich der resultierende Phasenstrom  $\underline{i}_3$  aufgrund der Knotenregel ausprägt und die Ausgangsspannung des Stromrichters  $\underline{u}_{APF3}$  mit Hilfe der Gl. (2.24) bestimmt wird. Der zeitliche Verlauf der Verlagerungsspannung kann somit ebenfalls mit einem komplexem Amplitudenwert  $\underline{u}_{N0}$  beschrieben werden.

$$\underline{u}_{N0} = \frac{1}{3} (\Delta R_{F1} \cdot \underline{i}_1 + \Delta R_{F2} \cdot \underline{i}_2 + \Delta R_{F3} \cdot \underline{i}_3) \quad (2.26)$$

Der ebenfalls nicht bekannte komplexe Amplitudenwert der Verlagerungsspannung  $\underline{u}_{N0}$  beeinflusst die Stromregelstrecke nur noch als eine veränderliche komplexe Gleichgröße. Somit können im Gegensatz zur Raumzeigerdarstellung komponenten- und phasenweise Stromregler entworfen werden, die nicht einem Streckenverhalten ausgesetzt sind, in dem Anteile der Verlagerungsspannung mit Grundschwingungsfrequenz enthalten sind. Somit kann im nächsten Schritt die Vereinfachung getroffen werden, den komplexen Amplitudenwert der Verlagerungsspannung nicht weiterzuverfolgen und als Spannungsabfall den Impedanzabweichungen zuzuordnen.

$$\underline{u}_{AP1} - \underline{u}_{APF1} = R_{FM} \cdot \underline{i}_1 + L_{FM} \cdot \frac{d\underline{i}_1}{dt} + \overbrace{\Delta \tilde{R}_{F1}(\underline{u}_{N0}) \cdot \underline{i}_1 + \Delta \tilde{L}_{F1}(\underline{u}_{N0}) \cdot \frac{d\underline{i}_1}{dt}}^{\Delta \underline{u}_{F1} + \underline{u}_{N0}} \quad (2.27)$$

$$\underline{u}_{AP2} - \underline{u}_{APF2} = R_{FM} \cdot \underline{i}_2 + L_{FM} \cdot \frac{d\underline{i}_2}{dt} + \overbrace{\Delta \tilde{R}_{F2}(\underline{u}_{N0}) \cdot \underline{i}_2 + \Delta \tilde{L}_{F2}(\underline{u}_{N0}) \cdot \frac{d\underline{i}_2}{dt}}^{\Delta \underline{u}_{F2} + \underline{u}_{N0}} \quad (2.28)$$

Hierdurch entstehen die angepassten Impedanzabweichungen  $\Delta\tilde{R}_{Fn}$  und  $\Delta\tilde{L}_{Fn}$ , die somit keine realen Abweichungen der Bauteilwerte des Betriebsmittels mehr repräsentieren. Die Verwendung dieser Hilfsgrößen ermöglicht es, die Gleichungen der Regelstrecken bei quasi-stationären Betriebspunkten getrennt aufzustellen.

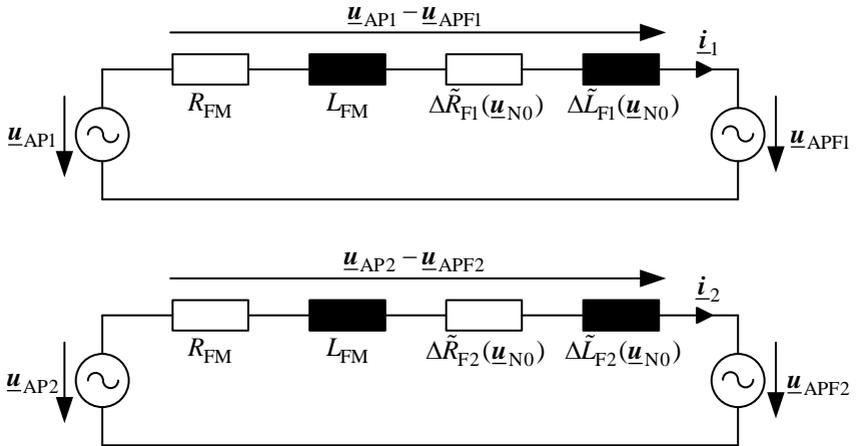


Abbildung 2.5: Phasenweise Stromregelstrecken mit komplexen Amplitudenwerten bei einem dreiphasigen unsymmetrischen Betriebsmittel

Da der komplexe Amplitudenwert der Verlagerungsspannung  $\underline{u}_{N0}$  in Gl. (2.26) vom quasi-stationären Zustand der Leiterströme abhängt, müssen die Parameter von  $\Delta\tilde{R}_{Fn}$  und  $\Delta\tilde{L}_{Fn}$  bei einem Lastwechsel angepasst werden, um den komplexen Amplitudenwert des Spannungsabfalls  $\underline{u}_{APn} - \underline{u}_{APFn}$  über den getrennten Stromregelstrecken korrekt zu beschreiben. Im Gegensatz zur nicht bekannten Verlagerungsspannung können durch die Implementierung einer phasenweisen Parameternachführung innerhalb der Regelungsstruktur die betriebspunktabhängigen Gesamtimpedanzen  $\tilde{R}_{Fn}(\underline{u}_{N0})$  und  $\tilde{L}_{Fn}(\underline{u}_{N0})$  der getrennten Stromregelstrecken bestimmt werden (s. Abschnitt 4.4).

$$\tilde{L}_{Fn}(\underline{u}_{N0}) = L_{FM} + \Delta\tilde{L}_{Fn}(\underline{u}_{N0}) \quad (2.29)$$

$$\tilde{R}_{Fn}(\underline{u}_{N0}) = R_{FM} + \Delta\tilde{R}_{Fn}(\underline{u}_{N0}) \quad (2.30)$$

Somit können die vereinfachten Stromregelstrecken nach den Ableitungen der Ströme umgeformt und für quasi-stationäre Betriebspunkte - beruhend auf einer Parameternachführung - aufgestellt werden.

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{1}{\tilde{L}_{F1}(\underline{u}_{N0})} \cdot (\underline{u}_{AP1} - \underline{u}_{APF1}) - \frac{\tilde{R}_{F1}(\underline{u}_{N0})}{\tilde{L}_{F1}(\underline{u}_{N0})} \cdot i_1 \quad (2.31)$$

$$\frac{di_2}{dt} = \frac{1}{\tilde{L}_{F2}(\underline{u}_{N0})} \cdot (\underline{u}_{AP2} - \underline{u}_{APF2}) - \frac{\tilde{R}_{F2}(\underline{u}_{N0})}{\tilde{L}_{F2}(\underline{u}_{N0})} \cdot i_2 \quad (2.32)$$

## 2.3 Kalman Filter

Sowohl bei der Analyse der Spannungen am Anschlusspunkt  $u_{APFn}$  als auch bei der schnellen Bestimmung von komplexen Amplitudenwerten für die Ströme  $i_n$  wird in dieser Arbeit das Kalman Filter als Zustandsschätzer verwendet. Der Ansatzpunkt des Verfahrens beruht darauf, die zu bestimmenden Größen nicht genau zu berechnen, sondern ihren wahrscheinlichsten Zustand zu schätzen. Seit seiner Veröffentlichung im Jahr 1960 durch seinen Namensgeber [17] hat das Filter in vielen Bereichen der Informationstechnik erfolgreich Einzug gehalten. Das Kalman Filter und eine große Anzahl davon abstammender Filter kommen u.a. bei der Positionsverfolgung von Objekten oder der Datenfusion unterschiedlicher Sensortypen zur Verbesserung der räumlichen Lagebestimmung zum Einsatz [18]. Nachfolgend werden die - für den jeweiligen Filterentwurf in Kapitel 3 und Kapitel 4 benötigten - Definitionen aus der Signal- und Systemtheorie eingeführt.

### 2.3.1 Zustandsraumnormalform

Dem Filter wird ein lineares, zeitdiskretes und zeitinvariantes Systemmodell zugrunde gelegt, das in der Zustandsraumnormalform beschrieben wird [3].

$$\underline{x}(k+1) = \underline{\Phi} \underline{x}(k) + \underline{B} \underline{e}(k) + \underline{L} \underline{v}(k) \quad (2.33)$$

$$\underline{y}(k) = \underline{C} \underline{x}(k) + \underline{w}(k). \quad (2.34)$$

Die Zustandsraumnormalform wird aus zwei Systemgleichungen gebildet. Mit der Zustandsgleichung (2.33) wird der Zustandsvektor  $\underline{x}(k)$  für den folgenden Zeitpunkt  $k+1$  über die Transitionsmatrix  $\underline{\Phi}$ , die Eingangsmatrix  $\underline{B}$ , den Eingangsvektor  $\underline{e}(k)$ , die Systemrauschmatrix  $\underline{L}$  und das Systemrauschen  $\underline{v}$  bestimmt. Bei der Nomenklatur des Eingangsvektors mit  $\underline{e}(k)$  wird von der häu-

figen Verwendung in der Literatur abgewichen, um Spannungen in Vektorform mit  $\underline{u}(k)$  zu beschreiben [19]. Die Ausgangsgleichung (2.34) führt zum Messwert des Systems, dem Ausgangsvektor  $\underline{y}$ . Hierbei wird die Auswirkung der Durchschaltmatrix  $\underline{C}$  auf den Zustandsvektor berücksichtigt und mit dem Messrauschen  $\underline{w}$  überlagert. Für das Systemrauschen  $\underline{v}$  und das Messrauschen  $\underline{w}$  wird angenommen, dass es sich bei beiden um mittelwertfreie, normalverteilte und weiße gaußsche Rauschprozesse handelt [20]. Daraus folgt für die Erwartungswerte des korrelierten System- und Messrauschens:

$$E[\underline{v}(j) \underline{v}(k)^T] = \begin{cases} \underline{Q} & j = k \\ 0 & j \neq k \end{cases} \quad (2.35)$$

$$E[\underline{w}(j) \underline{w}(k)^T] = \begin{cases} \underline{R} & j = k \\ 0 & j \neq k \end{cases} \quad (2.36)$$

$$E[\underline{v}(j) \underline{w}(k)^T] = 0 \quad (2.37)$$

Die Kovarianzmatrizen des Systemrauschens  $\underline{Q}$  und des Messrauschens  $\underline{R}$  sind positive semi-definite Diagonalmatrizen. Zudem soll das System- und Messrauschen zu keinem Zeitpunkt zueinander korreliert sein.

### 2.3.2 Kalman Gleichungen

Das Optimierungskriterium des Kalman Filters gilt der Minimierung der quadratischen Norm des Schätzfehlers.

$$E \left\{ \left| \hat{\underline{x}}(k) - \underline{x}(k) \right|^2 \middle| \underline{y}(0), \dots, \underline{y}(k) \right\} \rightarrow \min \quad (2.38)$$

Der geschätzte Zustandsvektor des Filters wird mit  $\hat{\underline{x}}$  bezeichnet. Zu jedem geschätzten Zustandswert  $\hat{\underline{x}}$  wird parallel im Prozessteil dessen Güte als Schätzfehler-Kovarianzmatrix  $\hat{\underline{P}}$  bestimmt. Ein aus dem Streckenmodell vorhergesagter Zustandsvektor wird mit  $\underline{x}^*$  bezeichnet. Die Güte des vorhergesagten Zustandsvektors wird mit der Prädiktions-Kovarianzmatrix  $\underline{P}^*$  bewertet. Die Kalman Gleichungen können in einen Vorhersage-, Verstärkungs- und Filterschritt unterteilt werden. Zudem kann gleichzeitig zwischen dem Signal- und Prozessteil unterschieden werden.

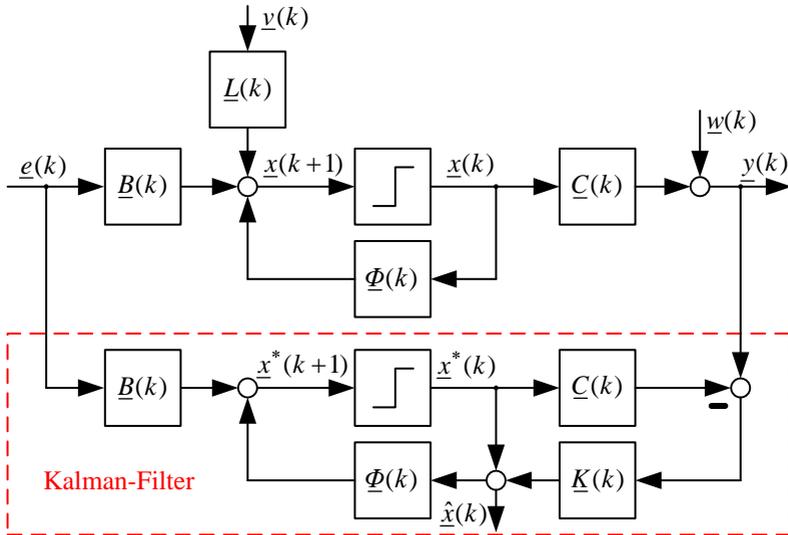


Abbildung 2.6: Kalman Filter und Zustandsraumnormalform

Vorhersage:

$$\underline{x}^*(k+1) = \underline{\Phi}(k) \hat{\underline{x}}(k) + \underline{B}(k) \underline{e}(k) \quad (2.39)$$

$$\underline{P}^*(k+1) = \underline{\Phi}(k) \hat{\underline{P}}(k) \underline{\Phi}^T(k) + \underline{L}(k) \underline{Q}(k) \underline{L}^T(k) \quad (2.40)$$

Verstärkung:

$$\underline{K}(k+1) = \frac{\underline{P}^*(k+1) \underline{C}^T(k+1)}{\underline{C}(k+1) \underline{P}^*(k+1) \underline{C}^T(k+1) + \underline{R}(k+1)} \quad (2.41)$$

Filterschritt:

$$\hat{\underline{x}}(k+1) = \underline{x}^*(k+1) + \underline{K}(k+1)[y(k+1) - \underline{C}(k+1) \underline{x}^*(k+1)] \quad (2.42)$$

$$\hat{\underline{P}}(k+1) = [\underline{I}(k) - \underline{K}(k+1) \underline{C}(k+1)] \underline{P}^*(k+1) \quad (2.43)$$

Der Signalteil des Filters ist in Abb. 2.6 im rot schraffierten Bereich eingezeichnet. Das Ergebnis des Prozessteils in Gl. (2.41) wird durch die Kalman-Verstärkung  $\underline{K}$  in dem Signalflussplan repräsentiert. Die Abweichung zwischen dem Messwert  $\underline{y}$  und dem vorhergesagten Messwert  $\underline{C} \cdot \underline{x}^*$  wird als Innovation bezeichnet. Mit der Kalman-Verstärkung  $\underline{K}$  wird dabei festgelegt, inwieweit die Innovation in den geschätzten Zustandsvektor  $\hat{\underline{x}}$  einfließt. Für die weitere Signalverarbeitung steht der geschätzte Zustandsvektor  $\hat{\underline{x}}$  noch während des selben Abtastschritts zur Verfügung. Dadurch wird eine Gewichtung zwischen dem vorhergesagten Zustandsvektor  $\underline{x}^*$  des Streckenmodells und dem gemessenen Ausgangsvektor  $\underline{y}$  der realen Strecke getroffen. Dabei werden über die Kovarianzmatrizen sowohl die stochastischen Eigenschaften des Systemrauschens  $\underline{Q}$  als auch des Messrauschens  $\underline{R}$  im Sinne des Optimierungskriteriums der Gl. (2.38) berücksichtigt. So führt auf der einen Seite eine sehr große Varianz des Systemrauschens gegenüber dem Messrauschen  $\underline{Q} \gg \underline{R}$  dazu, dass der Messwert maßgeblichen Einfluß auf den geschätzten Zustandsvektor nimmt. Im umgekehrten Fall  $\underline{R} \gg \underline{Q}$  wird der Vorhersage des Streckenmodells vertraut. Die Herleitung der Kalman Gleichungen und der Nachweis des dabei erfüllten Optimierungskriteriums werden u.a. in [19] und [18] vorgestellt.

Die Bestimmung des System- und Messrauschens, die für die Berechnung des Prozessteils benötigt wird, erfolgt abhängig vom jeweiligen Anwendungsfall mit unterschiedlichen Herangehensweisen. Falls möglich, können die Varianzen durch theoretische Betrachtungen oder durch messtechnische Analysen gefunden werden. Häufig werden in der Praxis - wie in dieser Arbeit - die Kovarianzmatrizen  $\underline{Q}$  und  $\underline{R}$  als Tuning-Parameter verwendet [19]. Hierbei wird sowohl bei der Simulation des Regelverfahrens als auch bei der Inbetriebnahme am Prüfstand durch Versuchsreihen eine Abschätzung des optimalen Verhältnisses zwischen dem eingestellten System- und Messrauschen getroffen.

### 2.3.3 Übergang zum zeitdiskreten Systemmodell

Voraussetzung für das im vorherigen Abschnitt vorgestellte Kalman Filter ist ein zeitdiskretes System- bzw. Streckenmodell. Dieses liegt jedoch häufig als zeitkontinuierliche Differentialgleichung vor. Somit muss zunächst ein zeitdiskretes Systemmodell mit möglichst äquivalentem Streckenverhalten bestimmt werden.

$$\dot{\underline{x}}(t) = \underline{A} \underline{x}(t) + \underline{B}_t \underline{e}(t) + \underline{L}_t \underline{v}(t) \quad (2.44)$$

$$\underline{y}(t) = \underline{C} \underline{x}(k) + \underline{w}(t) \quad (2.45)$$

Unter der Annahme, dass die Eingangsgröße  $\underline{e}(t)$  zwischen zwei Abtastpunkten konstant bleibt,

$$\underline{e}(t) = \text{const.} \quad k \cdot T_s \leq t < (k+1) \cdot T_s \quad (2.46)$$

wird die zeitkontinuierliche Systemmatrix  $\underline{A}$  in die zeitdiskrete Transitionsmatrix  $\underline{\Phi}$  überführt.

$$\underline{\Phi} = e^{\underline{A}(t_{k+1}-t_k)} = e^{\underline{A}T_s} \quad (2.47)$$

Die zeitdiskrete Transitionsmatrix  $\underline{\Phi}$  kann durch eine Reihenentwicklung angenähert werden [18] [21]. Die Genauigkeit erhöht sich hierbei mit der Anzahl an berechneten Gliedern. Praktikabler gestaltet sich an dieser Stelle die Möglichkeit, das zeitdiskrete Systemmodell mit Hilfe der Laplace-Rücktransformation aus dem Bildbereich zu bestimmen.

$$\underline{\Phi} \circ \bullet \mathcal{L}\{\underline{\Phi}\} = (s\underline{I} - \underline{A})^{-1} \quad (2.48)$$

Allgemein gilt ebenfalls nach [18] für den Übergang von der zeitkontinuierlichen Eingangsmatrix  $\underline{B}_t$  zur zeitdiskreten Eingangsmatrix  $\underline{B}$  mit der Integrationsvariablen  $\gamma$

$$\underline{B} = \int_0^{T_s} e^{\underline{A}\gamma} d\gamma \cdot \underline{B}_t. \quad (2.49)$$

Unter der Bedingung, dass die Determinante der Systemmatrix  $\det(\underline{A}) \neq 0$  ist, kann die Gl. 2.49 vereinfacht werden.

$$\underline{B} = \underline{A}^{-1} (\underline{\Phi} - \underline{I}) \cdot \underline{B}_t \quad (2.50)$$

Die Ausgangsmatrix  $\underline{C}$  der Zustandsraumnormalform wird unabhängig vom zeitkontinuierlichen oder zeitdiskreten Fall aufgestellt und ist somit für beide Fälle gültig. Auf die Diskretisierung der zeitkontinuierlichen Systemrauschmatrix  $\underline{L}_t$  wird in dieser Arbeit verzichtet, da die Varianzen des System- und Messrauschens als Tuning-Parameter verwendet werden. Um die Kalman Gleichungen zu vervollständigen, wird daher die zeitdiskrete Systemrauschmatrix  $\underline{L}$  mit der Einheitsmatrix  $\underline{I}$  beschrieben.

# 3

## Spannungsanalyse am Anschlusspunkt

Die Analyse der Spannungssituation am Anschlusspunkt und die möglichst zeitnahe Detektion von transienten Vorgängen stellen eine wichtige Aufgabe für einen stabilen und sicheren Stromrichterbetrieb an Wechselspannungsnetzen dar. Die Messwerte der abgetasteten Spannungen am Anschlusspunkt werden mit  $u_{APn}$  (vgl. Abb. 2.2) bzw. in der Kurzfassung mit  $u_n$  bezeichnet. Anhand dieser Momentanwerte  $u_n$  können zunächst keine genauen Aussagen über die Winkelgeschwindigkeit, Amplitude und Phasenlage der Grundschwingung, Amplituden und Phasenlagen der Harmonischen sowie Gleichanteile in einer zusätzlich mit Rauschen behafteten Umgebung getroffen werden. Zudem entsteht durch die Abtastung, die Signalverarbeitung sowie die diskreten Schalthandlungen des Stromrichters eine Totzeit im Stromregelkreis. Um den Stromregler zu entlasten, sollen die einzelnen Spannungskomponenten am Anschlusspunkt daher möglichst totzeitkompensiert vom Stellglied vorgesteuert werden. Die Synchronisation auf die Netzspannung wird üblicherweise mit einer Phasenregelschleife bzw. engl. Phase Locked Loop (PLL) realisiert. Es existiert hierbei eine Vielzahl an unterschiedlichen Verfahren für PLLs, die in der Literatur beschrieben werden [11] [22]. Diese unterscheiden sich in ihrer Funktionsvielfalt, dem Berechnungsaufwand und den jeweiligen Anwendungsszenarien. Das für diese Arbeit weiterentwickelte Verfahren basiert hierbei auf den Ansätzen von [23].

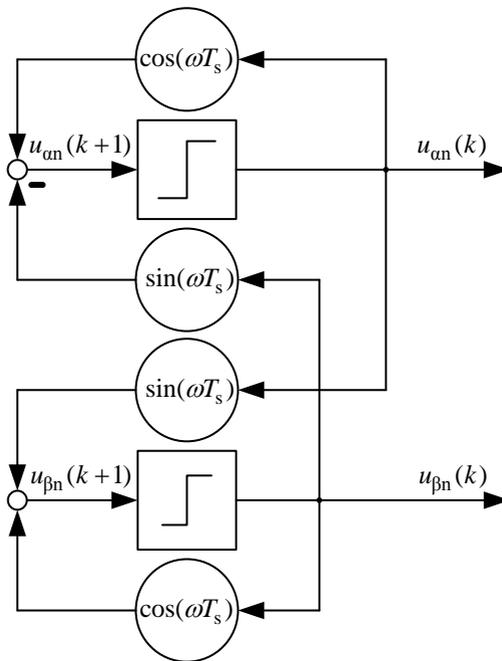


Abbildung 3.1: Zeitdiskreter Oszillator

### 3.1 Identifikation der Grundschwingung

Für die Spannungsanalyse am Anschlusspunkt wird das in Abschnitt 2.3 eingeführte Kalman Filter verwendet. Die Aufgabe des Filters ist es, die Momentanwerte der Spannungen  $u_n$  in phasenweise geschätzte Spannungsvektoren für die Grundschwingung  $\hat{u}_{1n}$  und Harmonische  $\hat{u}_{hn}$  zu zerlegen und dabei gleichzeitig das überlagerte Messrauschen zu entfernen. Als Ausgangspunkt wird zunächst ein Streckenmodell für das Verhalten der Netzspannung benötigt. Bei dem Spannungsverhalten am Anschlusspunkt der Messeinrichtung wird davon ausgegangen, dass sich der Messwert maßgeblich aus dem oszillierenden Verlauf der Grundschwingung mit der Netzfrequenz  $f$  und zusätzlichen harmonischen Anteilen und einem Gleichanteil zusammensetzt. Änderungen durch Lastwechsel, Schalthandlungen oder Kurzschlüsse im Energieversorgungsnetz beeinflussen die Amplituden und Phasenlagen der Spannungsvektoren. Sie können jedoch

am Anschlusspunkt üblicherweise nicht vorhergesagt und somit auch nicht in der Modellbildung der Strecke berücksichtigt werden. Selbst ein Spannungsabfall, der durch einen Lastwechsel der eigenen Stromrichteranlage verursacht wird, kann ohne weitere Kenntnisse über die Netzimpedanz nicht in der Modellbildung berücksichtigt werden.

Um das Beispiel zu vereinfachen, erfolgt der Filterentwurf im dreiphasigen Fall zunächst nur für die Grundschwingung. Als Zustandsvektor  $\underline{u}_n(k)$  mit  $n = 1, 2, 3$  wird dabei die Spannung am Anschlusspunkt mit den beiden zueinander orthogonalen Komponenten  $u_{\alpha n}(k)$  und  $u_{\beta n}(k)$  definiert.

$$\underline{x}(k+1) = \underline{u}_n(k+1) = \begin{pmatrix} u_{\alpha n}(k+1) \\ u_{\beta n}(k+1) \end{pmatrix} = \underline{\Phi}_g \cdot \underline{u}_n(k) \quad (3.1)$$

Die Transitionsmatrix  $\underline{\Phi}_g$  beschreibt das bekannte Streckenverhalten zwischen zwei diskreten Zeitpunkten mit dem Zeitintervall  $T_s$ . Der Zustandsvektor der Spannung am Anschlusspunkt  $\underline{u}_n(k)$  wird dabei bei konstanter Amplitude um den Winkel  $\omega T_s$  gedreht.

$$\underline{\Phi}_g = \begin{pmatrix} \cos(\omega T_s) & -\sin(\omega T_s) \\ \sin(\omega T_s) & \cos(\omega T_s) \end{pmatrix} \quad (3.2)$$

Somit beschreibt die Zustandsgleichung (3.1) das Spannungsverhalten am Anschlusspunkt mit einem zeitdiskreten Oszillator. Der Signalflussplan des Streckenmodells wird in Abb. 3.1 dargestellt. Dabei wird die Annahme getroffen, dass sich die Winkelgeschwindigkeit der Grundschwingung  $\omega = \omega_1 = 2\pi f$  zwischen zwei aufeinanderfolgenden Abtastschritten nicht verändert. Zusätzlich wird davon ausgegangen, dass die komplexen Amplituden in diesem Zeitintervall ebenfalls konstant bleiben. Der Eingangsvektor  $\underline{e}$  und die Beobachtbarkeitsmatrix  $\underline{B}$  sind aufgrund der fehlenden Informationen über das Energieversorgungsnetz nicht bekannt. Daraus folgt, dass Änderungen der Amplituden und Phasenlagen nur durch die Innovation des Filters in den Zustandsvektor einfließen können. Die Mess- bzw. Durchschaltmatrix  $\underline{C}_g$  überführt den Zustandsvektor  $\underline{u}_n(k)$  in den Ausgangsvektor  $\underline{y}$ , der dem gemessenen Momentanwert  $u_n(k)$  entspricht.

$$\underline{y}(k) = u_n(k) = \underline{C}_g \cdot \underline{u}_n(k) = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_{\alpha n}(k) \\ u_{\beta n}(k) \end{pmatrix} = u_{\alpha n}(k) \quad (3.3)$$

Mit der Streckenbeschreibung in Zustandsraumnormalform können die Filtergleichungen aufgestellt werden. Hierbei werden die allgemeinen Gleichungen

aus Abschnitt 2.3 zugrunde gelegt und für die Zustandsschätzung der Spannung in orthogonalen Komponenten angepasst.

Vorhersage:

$$\underline{u}_n^*(k+1) = \underline{\Phi} \widehat{\underline{u}}_n(k) \quad (3.4)$$

$$\underline{P}^*(k+1) = \underline{\Phi} \widehat{\underline{P}}(k) \underline{\Phi}^T + \underline{L} \underline{Q}(k) \underline{L}^T \quad (3.5)$$

Verstärkung:

$$\underline{K}(k+1) = \frac{\underline{P}^*(k+1) \underline{C}^T(k+1)}{\underline{C}(k+1) \underline{P}^*(k+1) \underline{C}^T(k+1) + \underline{R}(k+1)} \quad (3.6)$$

Filterschritt:

$$\widehat{\underline{u}}(k+1) = \underline{u}_n^*(k+1) + \underline{K}(k+1)[u(k+1) - \underline{C}(k+1) \underline{u}^*(k+1)] \quad (3.7)$$

$$\widehat{\underline{P}}(k+1) = [\underline{I}(k) - \underline{K}(k+1) \underline{C}(k+1)] \underline{P}^*(k+1) \quad (3.8)$$

Der zugehörige Signalfussplan des Filters wird in Abb. 3.2 dargestellt. Hierbei zeigt sich, dass eine Abweichung zwischen dem gemessenen Spannungswert  $u_n$  und dem vorhergesagten Spannungswert  $u_n^*$  - der Innovation - sowohl zu einer Anpassung des Schätzwerts von  $\widehat{u}_{an}$ , als auch zu dessen zugehöriger orthogonalen Komponente  $\widehat{u}_{\beta n}$  führt. Zudem steht der angepasste geschätzte Zustandsvektor  $\widehat{\underline{u}}(k)$  im selben Abtastschritt zur weiteren Signalverarbeitung zur Verfügung. Die Gewichtung der Innovation mit der Kalman-Verstärkung  $\underline{K}$  zur Korrektur des geschätzten Zustandsvektors von  $\widehat{\underline{u}}(k)$  wird durch den Prozessteil des Filters bestimmt. Um den stochastischen Prozess zu berechnen, werden die Varianzen von System- und Messrauschen benötigt. Die Bestimmung der Varianzen erfolgt durch die versuchsweise Annäherung an das gewünschte Filterverhalten. Hierbei wird eine Abwägung zwischen einer schnellen Übernahme der Transienten im Spannungsverhalten und der stationären Genauigkeit von  $\widehat{\underline{u}}(k)$  getroffen. Anhand der Ergebnisse aus Versuchsreihen mit dem Spannungsfilter wird für die Varianz des Systemrauschens mit  $\underline{Q} = 0.05$  p.u. und des Messrauschens mit  $\underline{R} = 7$  p.u. gewählt. Die Werte der Varianzen gelten dabei sowohl für die Simulationsumgebung, als auch für den Laborversuch.

Bei der schrittweisen Berechnung des stochastischen Prozesses zur Bestimmung der Kalman-Verstärkung  $\underline{K}(k+1)$  zeigt sich, dass die k-ten Ergebnisse gegen

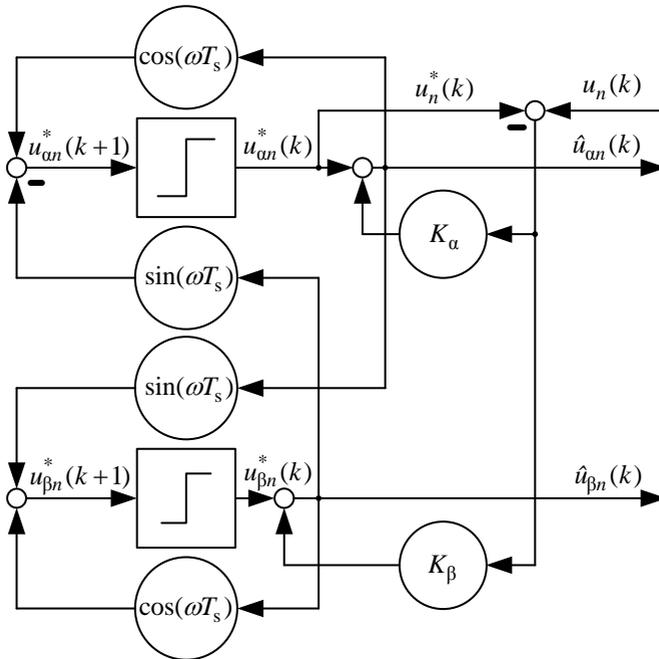


Abbildung 3.2: Filter für die Spannungsvektordetektion der Grundschwingung

einen konstanten Endwert konvergieren. Dies lässt sich auch aus dem Sachverhalt ableiten, dass alle Eingangsgrößen bzw. Variablen  $\underline{\Phi}$ ,  $\underline{C}$ ,  $\underline{Q}$  und  $\underline{R}$  des Prozesses konstant bleiben. Zudem stellt sich heraus, dass in dem betrachteten Frequenzbereich der Grundschwingung zwischen 49 Hz bis 51 Hz die resultierenden Abweichungen der Kalman-Verstärkung durch die veränderte Transitionsmatrix  $\underline{\Phi}$  vernachlässigbar gering sind. Um Rechenzeit einzusparen und die Implementierung der Spannungsanalyse zu vereinfachen, wird daher die Verstärkung  $\underline{K}$  als Kalman-Faktoren im Voraus offline bestimmt.

## 3.2 Identifikation der Harmonischen und Gleichanteile

Die Filterstruktur der Grundschiwingung kann modular erweitert werden, um etwaig vorhandene Harmonische oder Gleichanteile erfassen zu können. Zunächst wird hierfür der Zustandsvektor  $\underline{u}_n$  um den Gleichanteil  $u_{\text{DC}n}$  sowie um die harmonischen Komponenten  $u_{h\alpha n}$  und  $u_{h\beta n}$  ergänzt.

$$\underline{u}_n^T(k) = (u_{\text{DC}n}(k) \quad u_{1\alpha n}(k) \quad u_{1\beta n}(k) \quad \dots \quad u_{h\alpha n}(k) \quad u_{h\beta n}(k)) \quad (3.9)$$

Die Transitionsmatrix  $\underline{\Phi}_g$  der Grundschiwingung aus Gl. (3.2) wird um zusätzliche zeitdiskrete Oszillatoren mit den Winkelgeschwindigkeiten  $h\omega$  erweitert. Zudem wird der Gleichanteil des Zustandsvektors  $u_{\text{DC}n}(k)$  für den folgenden diskreten Zeitpunkt  $u_{\text{DC}n}(k+1)$  unverändert übernommen.

$$\underline{\Phi}_h = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\omega_1 T_s) & -\sin(\omega_1 T_s) & \dots & 0 & 0 \\ 0 & \sin(\omega_1 T_s) & \cos(\omega_1 T_s) & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cos(\omega_h T_s) & -\sin(\omega_h T_s) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \sin(\omega_h T_s) & \cos(\omega_h T_s) \end{pmatrix} \quad (3.10)$$

In den Momentanwert der gemessenen Spannung  $u_n$  fließen über die erweiterte Ausgangsmatrix  $\underline{C}_h$  der Gleichanteil und die Kosinuskomponenten der zeitdiskreten Oszillatoren ein.

$$u_n(k) = \underline{C}_h \cdot \underline{u}_n(k) = \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 1 \\ 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_{\text{DC}n}(k) \\ u_{1\alpha n}(k) \\ u_{1\beta n}(k) \\ \vdots \\ u_{h\alpha n}(k) \\ u_{h\beta n}(k) \end{pmatrix} \quad (3.11)$$

Der Signalteil des Filters zur Analyse der Periodizität der gemessenen Spannung in Bezug auf die Grundschiwingung, die Harmonischen und den Gleichanteil wird in Abb. 3.3 dargestellt. Die Filterstruktur wird dabei für jede Phase  $n$ -mal parallel implementiert. Die Auswahl und Anzahl und der zusätzlichen harmonischen Spannungskomponenten ist dabei weitestgehend beliebig.

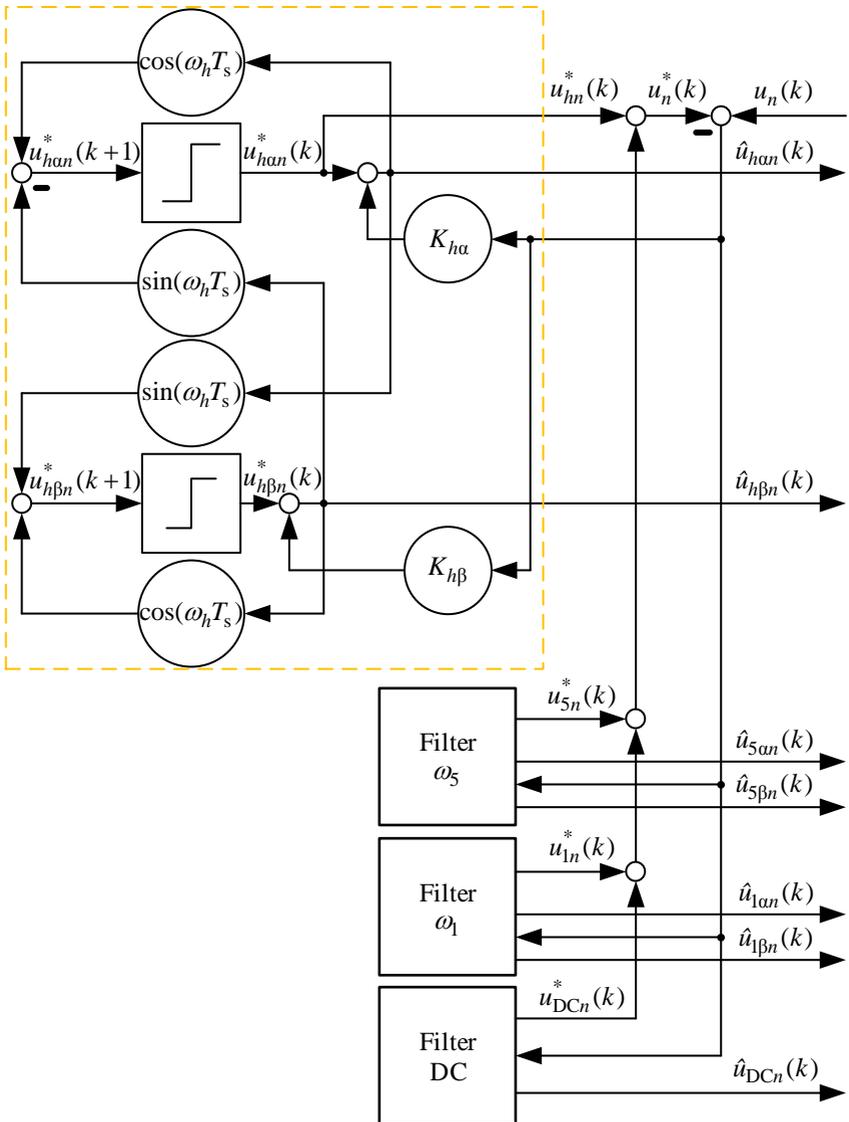


Abbildung 3.3: Filter für Grundschwingung, Harmonische und DC-Anteil

Die einzige begrenzende Größe stellt bei der späteren Realisierung die zur Verfügung stehende Rechenleistung der Signalverarbeitung dar. Die benötigte Rechenleistung steigt dabei nur linear mit der Anzahl weiterer harmonischer Spannungskomponenten an, wenn die Kalman-Faktoren im Voraus offline bestimmt werden. Die Auswahl der harmonischen Spannungskomponenten sollte auf die am häufigsten auftretenden harmonischen Anteile in der Netzspannung ausgerichtet werden. Bei der Implementierung in der Signalverarbeitung des Laborversuchs werden daher die 3, 5, 7, 9 und 11-te Harmonische realisiert. Damit kann das Störaussendungspotential sowohl typischer einphasiger Lasten, als auch dreiphasiger netzgeführter Stromrichter hoher Leistung adressiert werden. Die Filterstruktur zeichnet sich dadurch aus, dass die geschätzten Spannungsvektoren des Messwerts  $u_n(k)$  für das aktuelle Berechnungsintervall des Regelalgorithmus zur Verfügung stehen. Änderungen im Spannungsverlauf, die beispielsweise durch Spannungseinbrüche verursacht werden, fließen gewichtet noch während des selben diskreten Zeitpunkts  $k$  in die geschätzten Spannungsvektoren ein. In Abb. 3.4 wird in der oberen Grafik der simulierte Verlauf der Netzspannung  $u_1$  über 8 Netzperioden aufgezeichnet. Das Filter ist hierbei auf die Spannungsdetektion der Grundschiwingung mit 50 Hz und der fünften Harmonischen mit 250 Hz ausgelegt. Zum Zeitpunkt 0 ms wird die Grundschiwingung mit einer Amplitude von 325 V auf die Netzspannung  $u_1$  aufgeschaltet. Die mittlere Grafik zeigt das zugehörige Einschwingverhalten des Filters für die geschätzten Spannungsvektoren  $\hat{u}_{1\alpha 1}$  und  $\hat{u}_{1\beta 1}$ , die untere Grafik für die fünfte Harmonische mit  $\hat{u}_{5\alpha 1}$  und  $\hat{u}_{5\beta 1}$ . Zusätzlich werden die Amplituden der geschätzten Spannungsvektoren  $|\hat{u}_{1,1}|$  und  $|\hat{u}_{5,1}|$  in den beiden Grafiken dargestellt. Bei dem ungefähr eine Netzperiode dauernden Einschwingvorgang wird die Grundschiwingung vom Filter zunächst auch den höherfrequenten Anteilen zugeordnet. Nach 40 ms wird der Spannungsverlauf von  $u_1$  zusätzlich mit der fünften Harmonischen bei einer Amplitude von 56,5 V überlagert. Die geschätzten Spannungsvektoren der Grundschiwingung  $\hat{u}_{1\alpha 1}$  und  $\hat{u}_{1\beta 1}$  weisen während des Einschwingvorgangs des harmonischen Anteils nur eine geringfügige Abweichung auf. Dies gilt ebenfalls für die Abweichungen der harmonischen Spannungsvektoren, wenn zum Zeitpunkt 80 ms die Amplitude der Grundschiwingung in der Phase  $u_1$  um 50 V reduziert wird. Bei der Freischaltung zum Zeitpunkt 130 ms zeigt sich erneut, dass größere transiente Änderungen der Grundschiwingung zunächst den höherfrequenten Anteilen des Filters zugeordnet werden.

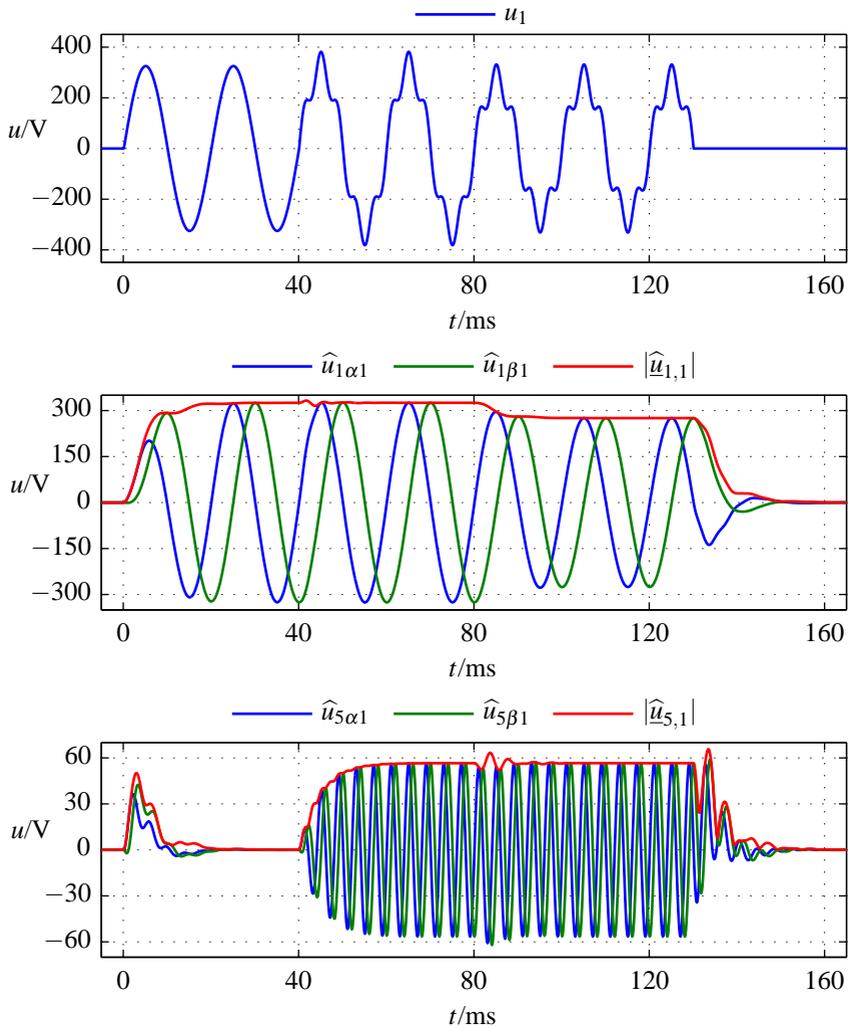


Abbildung 3.4: Simulierter Verlauf der Phasenspannung (obere Grafik) mit der Aufspaltung in eine geschätzte Kosinus- und Sinuskomponente sowie der Amplitude für die Grundschwingung (mittlere Grafik) und für die 5. Harmonische (untere Grafik)

### 3.3 Bestimmung von Mit- und Gegensystemen der Netzspannung

Die Analyse von Mit- und Gegensystem der Netzspannung am Anschlusspunkt  $u_{APn}$  wird durch die einphasige Bestimmung von geschätzten Spannungsvektoren  $\hat{u}_{1APn} = \hat{u}_{1\alpha n} + j\hat{u}_{1\beta n}$  nach Abb. 3.3 vereinfacht. Die geschätzten symmetrischen Komponenten der Grundschiwingung der Netzspannung am Anschlusspunkt werden mit  $\underline{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}$  gebildet.

$$\hat{u}_{1AP+}(k) = \frac{1}{3} (\hat{u}_{1AP1}(k) + \underline{a}^2 \cdot \hat{u}_{1AP2}(k) + \underline{a} \cdot \hat{u}_{1AP3}(k)) \quad (3.12)$$

$$\hat{u}_{1AP-}(k) = \frac{1}{3} (\hat{u}_{1AP1}(k) + \underline{a} \cdot \hat{u}_{1AP2}(k) + \underline{a}^2 \cdot \hat{u}_{1AP3}(k)) \quad (3.13)$$

$$\hat{u}_{1AP0}(k) = \frac{1}{3} (\hat{u}_{1AP1}(k) + \hat{u}_{1AP2}(k) + \hat{u}_{1AP3}(k)) \quad (3.14)$$

Somit können die Werte des Mit-, Gegen- und Nullsystems der Grundschiwingung für jeden diskreten Zeitpunkt  $k$  mit den geschätzten Spannungsvektoren errechnet werden. Zudem wird die Genauigkeit der Werte des Mit- und Gegensystems für die Grundschiwingung durch die Detektion und der damit verbundenen Extrapolation der relevanten Harmonischen erhöht. Darüber hinaus können bei Bedarf auch die Mit-, Gegen- und Nullsysteme für die harmonischen Anteile des Spannungsverlaufs am Anschlusspunkt  $\hat{u}_{hAPn}$  geschätzt werden.

$$\hat{u}_{hAP+}(k) = \frac{1}{3} (\hat{u}_{hAPh}(k) + \underline{a}^2 \cdot \hat{u}_{hAP2}(k) + \underline{a} \cdot \hat{u}_{hAP3}(k)) \quad (3.15)$$

$$\hat{u}_{hAP-}(k) = \frac{1}{3} (\hat{u}_{hAP1}(k) + \underline{a} \cdot \hat{u}_{hAP2}(k) + \underline{a}^2 \cdot \hat{u}_{hAP3}(k)) \quad (3.16)$$

$$\hat{u}_{hAP0}(k) = \frac{1}{3} (\hat{u}_{hAP1}(k) + \hat{u}_{hAP2}(k) + \hat{u}_{hAP3}(k)) \quad (3.17)$$

### 3.4 Bezugswinkel für komplexe Stromvektoren

Die Bezugswinkel für die komplexe Ebene der Stromvektoren  $\theta_n$  bilden den Ausgangspunkt für die weitere Signalverarbeitung.

$$\theta_n(k) = \arctan^2 \left( \frac{\hat{u}_{1\beta n}(k)}{\hat{u}_{1\alpha n}(k)} \right) \quad (3.18)$$

Die Phasenlage des Winkels  $\varphi_{1ul} = 0$  als fixer Bezugspunkt bleibt hiervon unberührt (s. Abschnitt 2.1). Es gilt weiterhin  $\theta_n = \omega t + \varphi_{1ul}$  (s. Abschnitt 2.1.1). Die Bezugswinkel der komplexen Ebene der harmonischen Stromvektoren  $h\theta_n$  werden ebenfalls auf die Grundschiwingung bezogen. Diese Definition ist frei gewählt und hierbei an praktischen Vorteilen orientiert. Durch den gemeinsamen Bezugspunkt wird die Auswertung der Stromverläufe in komplexen harmonischen Amplitudenwerten vereinfacht. Für die Stellgrößenbestimmung der Stromregelung wird zudem der totzeitkompensierte bzw. vorgesteuerte Bezugswinkel  $\theta_n^+(k+1)$  benötigt.

$$\theta_n^+(k+1) = \theta_n(k) + \Delta\theta \quad (3.19)$$

### 3.5 Nachführung der Netzfrequenz

Zur Nachführung der Netzfrequenz wird der Verlauf der Innovation überwacht. Bei einer korrekt bestimmten Winkelgeschwindigkeit  $\omega_1$  im stationären Zustand treten keine Abweichungen des Filters, die nicht durch System- oder Messrauschen verursacht werden, zwischen vorhergesagtem Grundschiwingungswert  $u_1^*(k)$  und der gemessenen Spannung  $u_1$  auf. Wird der Mittelwert der Abweichung zwischen vorhergesagtem und gemessenem Spannungswert über ein ausreichend langes Zeitintervall gebildet, eliminiert dies den Einfluss des System- und Messrauschens für den Mittelwert nahezu vollständig. Aus dem zeitlichen Mittelwert der Innovation kann dadurch ein Rückschluss auf die Parametergenauigkeit des Streckenmodells getroffen werden. Von diesem Ansatz ausgehend, wird die Beschreibung der Regelungsaufgabe zur Nachführung der Netzfrequenz aufgestellt.

$$\tilde{\omega}(k+1) = \tilde{\omega}(k) + \frac{V_{if}}{m_f} \sum_{l=0}^{m_f-1} \sin(\theta_1(k-l)) \cdot \left( u_1(k-l) - u_1^*(k-l) \right) \quad (3.20)$$

Die Umsetzung dieser Regelgleichung wird in Abb. 3.5 schematisch dargestellt. Liegt eine Abweichung zwischen der Winkelgeschwindigkeit der Netzspannung und des zeitdiskreten Oszillators vor, so führt die Multiplikation der Innovation mit der Sinus-Funktion des Bezugswinkels der ersten Phase  $\theta_1(k)$  zu einer Funktion, die mit der doppelten Netzfrequenz schwingt. Diese Schwingung ist mit einem vorzeichenbehafteten Gleichanteil versehen. Dieses Vorzeichen liefert die benötigte Information, ob die Winkelgeschwindigkeit des Filters zu schnell oder zu langsam eingestellt ist. Das nachfolgende Moving Average Filter sorgt so

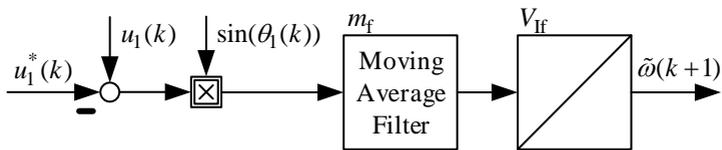


Abbildung 3.5: Nachführung der Netzfrequenz

wohl für die zeitliche Mittelwertbildung zur Elimination von System- und Messrauschen, als auch für die Bestimmung des Gleichanteils. Das Moving Average Filter bildet dabei für jeden Zeitpunkt  $k$  den Mittelwert über 0,05 ms der jeweils vorangegangenen  $m_f = 400$  Eingangswerte. Das Integrationsglied führt die Winkelgeschwindigkeit  $\tilde{\omega}$  des Filters nach, um die Bedingung aus Gl. (3.20) zu erfüllen. Ein zusätzliches Proportionalglied zur Nachführung der Winkelgeschwindigkeit wird aufgrund der vorgeschalteten Mittelwertbildung nicht benötigt.

### 3.6 Vorsteuerung der Spannung am Anschlusspunkt

Mit der Untersuchung der Netzspannung auf ihre Periodizität sowie der Zuordnung in Grundschwingung, Harmonische, Mit- und Gegensystem können qualitative Aussagen über den momentanen Netzzustand am Anschlusspunkt getroffen werden. Gleichzeitig stellt die Spannungsdetektion einen elementaren Bestandteil des Stromregelverfahrens dar. Sie wird dazu verwendet, um die Netzspannung am Anschlusspunkt korrekt vorzusteuern. Ziel der Vorsteuerung ist es, eine Stromregelstrecke im Sinne der Abb. 2.3 bereitzustellen. Hierdurch wird der Einfluss der unbekanntes Netzimpedanz und der unbekanntes Quellenspannung (s. Abb. 2.2) kompensiert und die Spannung am Anschlusspunkt  $u_{APn}$  als Wechselspannungsquelle ohne Innenwiderstand behandelt. Darüber hinaus führt eine korrekte Vorsteuerung zu einer Regelung, bei der nur noch die Spannung über dem Netzfilter  $u_{Fn}$  betrachtet werden muss. Aufgrund der Berechnungsdauer des Regelalgorithmus und der gewählten Konfiguration der Signalverarbeitung wird ein Totzeitverhalten mit der Dauer  $T_t = 2 \cdot T_s$  erzeugt [24], welches ebenfalls berücksichtigt werden muss. Für die Bezugswinkel der Grundschwingung  $\theta_n$  entsteht ansonsten, vom Messzeitpunkt bis zur nächstmöglichen Umset-

zung durch den Stromrichter, eine Winkelabweichung  $\Delta\theta$ .

$$\Delta\theta = \frac{2\pi^2}{\omega_1 T_s} \quad (3.21)$$

Werden keine Gegenmaßnahmen getroffen, entstehen oszillierende Spannungsschleppfehler  $\Delta u_{1APn}$ , die von der Stromregelung dauerhaft als Störgrößen nachgeführt werden müssen.

$$\Delta u_{1APn}(k) = \sqrt{2}U_{1APn} \left( \cos(\omega_1 T_s k + \frac{2\pi^2}{\omega_1 T_s}) - \cos(\omega_1 T_s k) \right) \quad (3.22)$$

Dementsprechend entstehen auch für die harmonischen Anteile der Anschlusspunktspannung Winkelfehler mit  $h\Delta\theta_n$ . Diese führen ebenfalls zu oszillierenden Spannungsschleppfehlern und daraus resultierend zu einem erhöhten Störaussendungsverhalten des Stromrichters. Die phasenweise Bestimmung von komplexer Amplitude und Phasenlage von  $u_{APn}$  für die Grundschwingung und den relevanten Harmonischen ermöglicht, die vorgesteuerten Spannungswerte  $u_{APn}^+$  um den Winkelfehler  $\Delta\theta$  zu korrigieren.

$$u_{1APn}^+(k+1) = (\hat{u}_{1\alpha n}(k) \cdot \sin(\Delta\theta)) - (\hat{u}_{1\beta n}(k) \cdot \cos(\Delta\theta)) \quad (3.23)$$

$$u_{hAPn}^+(k+1) = (\hat{u}_{h\alpha n}(k) \cdot \sin(h\Delta\theta)) - (\hat{u}_{h\beta n}(k) \cdot \cos(h\Delta\theta)) \quad (3.24)$$

$$u_{APn}^+(k+1) = \hat{u}_{0n}(k) + u_{1APn}^+(k+1) + \dots + u_{hAPn}^+(k+1) \quad (3.25)$$

Der totzeitkompensierte Spannungsvorsteuerungswert  $u_{APn}^+(k+1)$  wird bei der weiteren Signalverarbeitung nur noch als Momentanwert verwendet. In den Gleichungen (3.23) und (3.24) werden daher bei den Vektordrehungen die Sinus-Anteile der orthogonalen Komponenten nicht weiter berücksichtigt.



# 4

## Hochdynamische Zustandsschätzung von Stromvektoren

Dieses Kapitel stellt ein Verfahren zur hochdynamischen Stromvektoridentifikation vor. Die Zustandsschätzung verfolgt dabei das Ziel, die einphasig gemessenen Momentanwerte der Netzströme als Vektoren in die quasi-stationären Anteile der Grundschiwingung und Harmonischen aufzuteilen. Sowohl an die Dynamik als auch an die Robustheit der Zustandsschätzung werden hierbei hohe Anforderungen gestellt, da die Stromvektoren anschließend in einem geschlossenen Stromregelkreis als Istwerte verwendet werden. Um Veränderungen und Einflüsse auf die Stromregelstrecke zu berücksichtigen, wird zusätzlich eine Parameternachführung implementiert. Die Zustandsschätzung der Stromvektoren erfolgt hierbei ohne einen zusätzlichen Transformationsschritt direkt in komplexen Amplitudenwerten. Die hierfür benötigten Bezugswinkel zum Verlauf der Netzspannung werden mit Hilfe der Spannungsanalyse am Anschlusspunkt bestimmt.

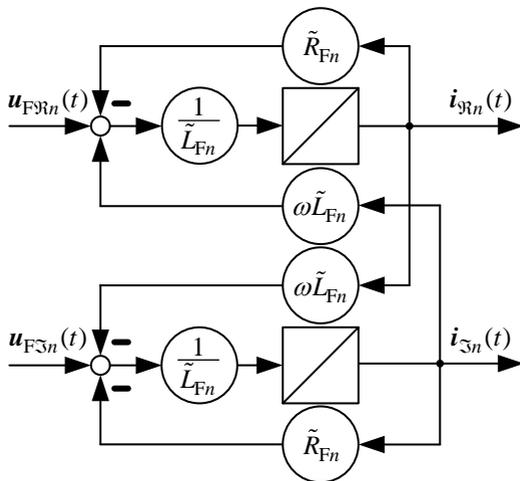


Abbildung 4.1: Einphasige Darstellung des Netzfilters als zeitkontinuierliche Stromregelstrecke mit komplexen Amplitudenwerten

## 4.1 Filterentwurf

Für die Zustandsschätzung des Stromvektors wird ein Kalman Filter verwendet. Die Vorstellung der allgemeinen Gleichungen und Definitionen des Filters erfolgt in Abschnitt 2.3. Mit Hilfe des Filters wird der wahrscheinlichste Zustand der Stromvektoren geschätzt und gleichzeitig deren Belastung durch System- und Messrauschen in der Umgebung von Stromrichtern mit getakteten Halbleitern minimiert. Die Vorgehensweise beim Filterentwurf für Stromvektoren ist dabei vergleichbar mit dem der Spannungsanalyse in Abschnitt 3.1.

Als Ausgangspunkt wird zunächst ein geeignetes Streckenmodell benötigt. In diesem Fall bietet es sich an, die Gleichungen der Stromregelstrecke ebenfalls auch als Streckenmodell des Kalman Filters zu verwenden. Die Herleitung der Stromregelstrecke und somit des Streckenmodells wird in Abschnitt 2.2 beschrieben. Hierbei wird die Überführung des dreiphasigen Ersatzschaltbilds der Stromrichteranwendung in eine phasenweise Beschreibung der Stromregelstrecke mit zeitveränderlichen komplexen Amplitudenwerten der Spannungen und Ströme (s. Abb. 2.5) vorgestellt. In Abb. 4.1 wird der zugehörige Signalfussplan der Stromregelstrecke mit zeitveränderlichen komplexen Amplitudenwerten dar-

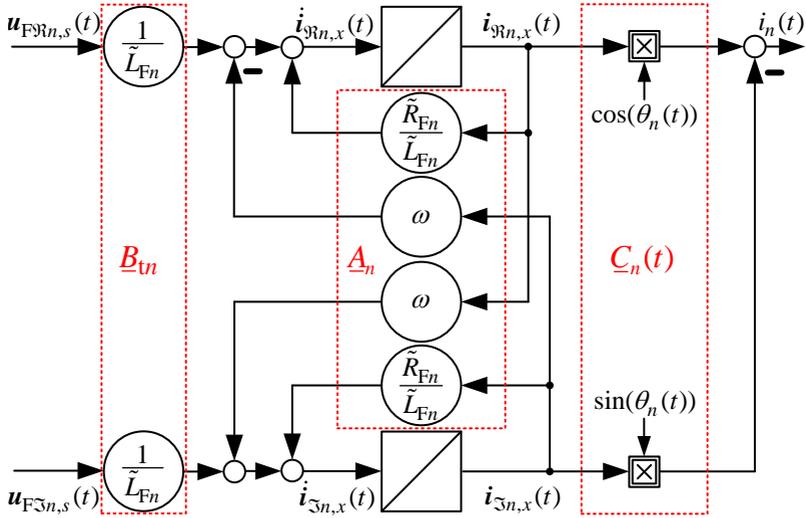


Abbildung 4.2: Zeitkontinuierliches Streckenmodell des Netzfilters im Zustandsraum

gestellt. Um das Filterkonzept zu veranschaulichen, werden die harmonischen Anteile der Spannungen und Ströme zunächst noch nicht behandelt. Der zeitkontinuierliche Signalfussplan der Stromregelstrecke ähnelt der Darstellung mit einem Raumzeiger in einem rotierenden Koordinatensystem. Hierbei handelt es sich jedoch um eine einphasige Darstellung und nicht um die dreiphasige eines Raumzeigers. Zudem sind auch die Referenzwinkel  $\theta_n$  auf die jeweiligen Grundschwingungslagen der Phasenspannungen bezogen. Die Zustandsgleichung - s. Gl. (2.33) - zur Beschreibung des Streckenmodells für den Zustandsvektor  $\dot{\mathbf{i}}_n$  lässt sich mit Hilfe der Umformung der Stromregelstrecke in die zeitkontinuierliche Eingangsmatrix  $\underline{B}_n$  und die zeitkontinuierliche Transitionsmatrix  $\underline{A}_n$  aufstellen.

$$\dot{\mathbf{i}}_{n,x} = \underbrace{\begin{pmatrix} -\frac{\tilde{R}_{Fn}}{\tilde{L}_{Fn}} & -\omega \\ \omega & -\frac{\tilde{R}_{Fn}}{\tilde{L}_{Fn}} \end{pmatrix}}_{\underline{A}_n} \cdot \begin{pmatrix} i_{\mathfrak{R}n,x} \\ i_{\mathfrak{I}n,x} \end{pmatrix} + \underbrace{\begin{pmatrix} \frac{1}{\tilde{L}_{Fn}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\tilde{L}_{Fn}} \end{pmatrix}}_{\underline{B}_n} \cdot \begin{pmatrix} u_{F\mathfrak{R}n,s} \\ u_{F\mathfrak{I}n,s} \end{pmatrix} + \underline{L}_t \cdot \underline{v} \quad (4.1)$$

Über das Verhalten der zeitkontinuierlichen Systemrauschmatrix  $\underline{L}_t$  sind auf der Modellebene keine Informationen vorhanden. Daher wird diese zunächst vernachlässigt. Der Messwert  $i_n$  entsteht durch die Drehung des komplexen Amplitudenwerts  $\underline{i}_n$  um den Bezugswinkel  $\theta_n$  und der gleichzeitigen Projektion auf die reelle Achse. Innerhalb der Ausgangsgleichung - s. Gl. (2.33) - wird diese Operation durch die Messmatrix  $\underline{C}_n$  beschrieben.

$$i_n = \underbrace{\begin{pmatrix} \cos(\theta_n) \\ -\sin(\theta_n) \end{pmatrix}}_{\underline{C}_n} \cdot \begin{pmatrix} \underline{i}_{\Re n} \\ \underline{i}_{\Im n} \end{pmatrix} + w \quad (4.2)$$

Die Systemgleichung (4.1) und die Ausgangsgleichung (4.3) beschreiben vollständig das Streckenmodell des einphasigen Netzfilters in der Zustandsraumnormalform.

Um dieses Modell als Grundlage eines Kalman Filters nach Abschnitt 2.3 verwenden zu können, muss es von der vorliegenden zeitkontinuierlichen Form in die zeitdiskrete transformiert werden. Aus der zeitkontinuierlichen Transitionsmatrix  $\underline{A}_n$  kann mit Hilfe der Laplace-Rücktransformation aus dem Bildbereich nach Gl. (2.48) die zeitdiskrete Transitionsmatrix  $\underline{\Phi}_n$  bestimmt werden.

$$\mathcal{L}\{\underline{\Phi}_n\} = (s\underline{I} - \underline{A}_n)^{-1} = \begin{pmatrix} s + \frac{\tilde{R}_{Fn}}{\tilde{L}_{Fn}} & \omega \\ -\omega & s + \frac{\tilde{R}_{Fn}}{\tilde{L}_{Fn}} \end{pmatrix}^{-1} \quad (4.3)$$

Für die Zeitkonstante des Netzfilters gilt  $\tau_n = \frac{\tilde{L}_{Fn}}{\tilde{R}_{Fn}}$ . Die Zeitdauer zwischen zwei diskreten Zeitpunkten wird mit  $T_s$  bezeichnet.

$$\underline{\Phi}_n = \begin{pmatrix} \Phi_{n1,1} & \Phi_{n1,2} \\ \Phi_{n2,1} & \Phi_{n2,2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e^{-T_s/\tau_n} \cdot \cos(\omega T_s) & e^{-T_s/\tau_n} \cdot \sin(\omega T_s) \\ -e^{-T_s/\tau_n} \cdot \sin(\omega T_s) & e^{-T_s/\tau_n} \cdot \cos(\omega T_s) \end{pmatrix} \quad (4.4)$$

Im zweiten Schritt kann dann mit Hilfe der Transitionsmatrix  $\underline{\Phi}_n$  die zeitdiskrete Eingangsmatrix  $\underline{B}_n$  nach Gl. (2.49) gebildet werden.

$$\begin{aligned} \underline{B}_n &= \underline{A}_n^{-1} (\underline{\Phi}_n - \underline{I}) \underline{B}_{tn} = \\ &= \begin{pmatrix} \frac{\tau_n^{-1}(1 - \Phi_{n1,1}) + \omega \Phi_{n2,1}}{\tilde{L}_{Fn}(\tau_n^{-2} + \omega^2)} & \frac{\omega(1 - \Phi_{n1,1}) + \tau_n^{-1}\Phi_{n2,1}}{\tilde{L}_{Fn}(\tau_n^{-2} + \omega^2)} \\ -\frac{\omega(1 - \Phi_{n1,1}) + \tau_n^{-1}\Phi_{n2,1}}{\tilde{L}_{Fn}(\tau_n^{-2} + \omega^2)} & \frac{\tau_n^{-1}(1 - \Phi_{n1,1}) + \omega \Phi_{n2,1}}{\tilde{L}_{Fn}(\tau_n^{-2} + \omega^2)} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (4.5)$$

Die Messmatrix  $\underline{C}_n$  (Abb. 4.2) benötigt außer diskreten Bezugswinkeln  $\theta_n(k)$  zu den Phasenspannungen  $u_{APn}(k)$  keine weiteren Anpassungen, um im diskreten Streckenmodell verwendet zu werden.

$$\underline{C}_n(\theta_n(k)) = \begin{pmatrix} \cos(\theta_n(k)) \\ -\sin(\theta_n(k)) \end{pmatrix}. \quad (4.6)$$

Aufgrund der unbekanntnen zeitkontinuierlichen Systemrauschmatrix  $\underline{L}_t$  wird die zeitdiskrete Systemrauschmatrix  $\underline{L}$  mit der Einheitsmatrix substituiert, um den Prozessteil der Kalman Gleichungen lösen zu können.

$$\underline{L} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (4.7)$$

Der komplexe Amplitudenwert der Spannungen über dem Netzfilter  $\underline{u}_{Fn,s}$ , bestehend aus dem Realteil  $\underline{u}_{F\Re n,s}$  und dem Imaginärteil  $\underline{u}_{F\Im n,s}$ , stellt den Eingangsvektor des Streckenmodells dar. Die Spannungen über dem Netzfilter  $\underline{u}_{Fn}$  werden nicht messtechnisch erfasst, da zum einen zusätzliche Spannungsmess-einrichtungen benötigt und zum anderen die Messwerte mit den schaltfrequenten Spannungsverläufen der Stromrichterschalthandlungen überlagert würden. Aus diesem Grund werden hierfür die Stellgrößen der phasenweisen Stromregler verwendet (s. Kapitel: 5). Diese liegen als Reglerausgangsgrößen bereits in zeitveränderlichen komplexen Amplitudenwerten vor. Bei der Rückführung der Werte auf das Streckenmodell muss zusätzlich die Totzeit des Stromrichters und der Signalverarbeitung berücksichtigt werden. Zudem zeigt sich hierbei die Relevanz der präzisen Spannungsanalyse am Anschlusspunkt. Abweichungen in der Vorhersage der Spannungen am Anschlusspunkt  $u_{APn}$  führen zu ebenfalls ungenauen Werten der resultierenden Spannungen über dem Netzfilter  $u_{Fn}$ . Eine solch unpräzise Modellvorhersage wirkt sich dann schlussendlich auch auf die Güte der geschätzten Zustandsvektoren aus, was es möglichst zu vermeiden gilt. Mit dem linearen zeitdiskreten Streckenmodell des Netzfilters und den Eingangsvektoren der Spannungen können die allgemeinen Kalman Gleichungen (2.39) - (2.43) für den Anwendungsfall der phasenweisen Stromvektoridentifikation angepasst werden. Die Zustandsvektoren werden von den vorhergesagten komplexen Amplitudenwerten der Phasenströme mit  $\hat{\underline{i}}_{n,x}^*$  und den geschätzten komplexen Amplitudenwerten der Phasenströme  $\hat{\underline{i}}_{n,x}$  repräsentiert.

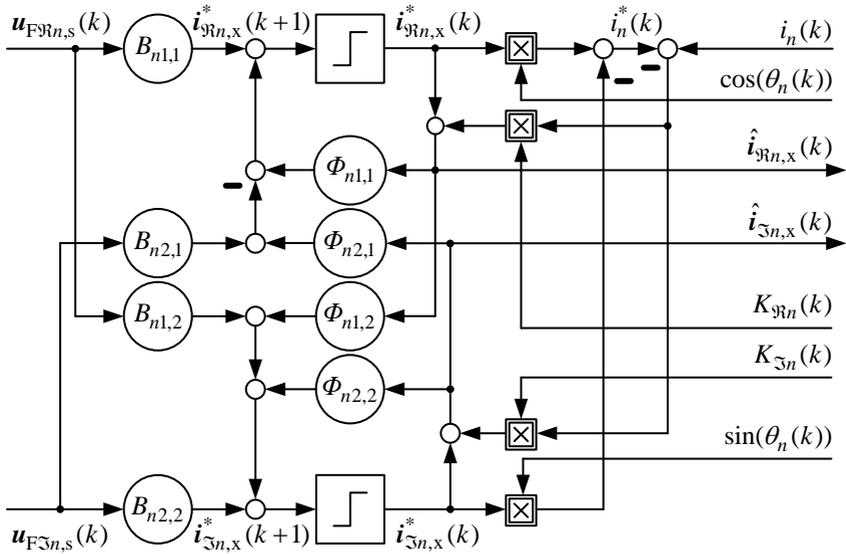


Abbildung 4.3: Stromvektoridentifikation der Grundschiwingung

Vorhersage:

$$\hat{\underline{i}}_{n,x}^*(k+1) = \underline{\Phi}_n \hat{\underline{i}}_{n,x}(k) + \underline{B}_n \underline{u}_{Fn,s}(k) \quad (4.8)$$

$$\underline{P}_n^*(k+1) = \underline{\Phi}_n \hat{\underline{P}}_n(k) \underline{\Phi}_n^T + \underline{L} \underline{Q}(k) \underline{L}^T \quad (4.9)$$

Verstärkung:

$$\underline{K}_n(k+1) = \frac{\underline{P}_n^*(k+1) \underline{C}_n^T(k+1)}{\underline{C}_n(k+1) \underline{P}_n^*(k+1) \underline{C}_n^T(k+1) + \underline{R}(k+1)} \quad (4.10)$$

Filterschritt:

$$\hat{\underline{i}}_{n,x}(k+1) = \underline{i}_{n,x}^*(k+1) + \underline{K}_n(k+1) [i_n(k+1) - \underline{C}_n(k+1) \underline{i}_{n,x}^*(k+1)] \quad (4.11)$$

$$\hat{\underline{P}}_n(k+1) = [\underline{I}(k) - \underline{K}_n(k+1) \underline{C}_n(k+1)] \underline{P}_n^*(k+1) \quad (4.12)$$

Die Darstellung des Signalflussplans für das Kalman Filter zur phasenweisen Stromvektoridentifikation der Grundschiwingung in Abb. 4.3 verdeutlicht die Besonderheit der Vorgehensweise. Noch während des aktuellen Berechnungsintervalls  $k$  der Messwerte  $i_n$  stehen die geschätzten zeitveränderlichen komplexen Amplitudenwerte der Ströme  $\hat{i}_{n,x}$  zur Verfügung. Die Innovation des Filters - die Differenz zwischen dem Messwert  $i_n$  und dem vorhergesagtem Messwert  $i_n^*$  - wird durch die Multiplikation mit der Kalman Verstärkung in Korrekturwerte für den Real- und den Imaginärteil der geschätzten komplexen Stromamplitude  $\hat{i}_{n,x}$  aufgeteilt. Hierfür werden keine weiteren Transformationen oder Zwischenschritte für die gemessenen Ströme  $i_n$  benötigt. Die Werte der Kalman Verstärkung  $K_n$  stellen das Ergebnis des stochastischen Prozesses des Filters dar und werden in Abschnitt 4.4 anhand eines simulierten Beispielverlaufs erörtert. Mit Hilfe der Eingangsvektoren  $\underline{u}_{Fn,s}$  können Änderungen des Spannungsverlaufs über dem Netzfilter bei der Vorhersage der komplexen Stromamplituden  $\hat{i}_{n,x}^*$  berücksichtigt werden. Dadurch entsteht im Vergleich zur Spannungsanalyse in Abschnitt 3.1 ein enormer Dynamikvorteil des Filters, der es wiederum erlaubt, die geschätzten Stromamplituden als Ist-Werte im geschlossenen Regelkreis zu verwenden.

## 4.2 Parameternachführung in stationären Betriebszuständen

Die Parameternachführung in stationären Betriebszuständen soll die Genauigkeit des Streckenmodells zur Vorhersage der komplexen Amplitudenwerte der Phasenströme  $\hat{i}_{n,x}^*$  verbessern. Zusätzlich werden die nachgeführten Parameter des Streckenmodells dazu verwendet, die Stellgrößen der Stromregler - die Spannungen über dem Netzfilter  $\underline{u}_{Fn,s}$  - präziser vorzusteuern (s. Abschnitt 5.2). Für die Funktionsweise der Parameternachführung werden drei Annahmen als Voraussetzung getroffen. Es soll gelten, dass die Werte der Stellgrößen und damit auch der Eingangsvektoren des Streckenmodells  $\underline{u}_{Fn,s}$  durch das Stellglied vollständig und korrekt umgesetzt werden. Zudem soll die gewählte Struktur des Streckenmodells die reale Strecke hinreichend genau nachbilden. Des Weiteren soll das System-  $\underline{v}$  und Messrauschen  $\underline{w}$  aus mittelwertfreien, normalverteilten und weißen gaußschen Rauschprozessen bestehen. Letzteres wird bereits bei dem Entwurf des Kalman Filters mit den Gl.: (2.35), (2.36) und (2.37) vorausgesetzt. Unter diesen Voraussetzungen führt ein Streckenmodell mit korrekt bestimmten Streckenparametern zu einem Verlauf der Innovation, der ebenfalls

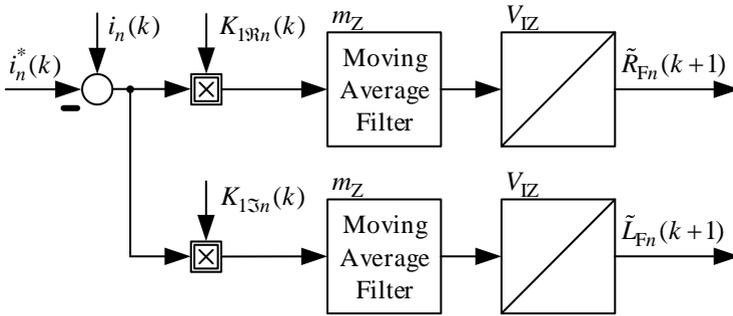


Abbildung 4.4: Signalfussplan der Parameternachführung

nur aus einem mittelwertfreien System- und Messrauschen bestehen kann. Im Gegenzug bedeutet dies für die Ursache eines nicht mittelwertfreien Verlaufs der Innovation, dass dieser durch Abweichungen der Streckenparameter entstehen muss.

Der Entwurf der Parameternachführung, deren Signalfussplan in Abb. 4.4 dargestellt wird, macht sich diesen Zusammenhang zunutze. Hierbei zeigt sich ein Vorteil für die Stromvektoridentifikation in komplexen Amplitudenwerten durch das Filter. Die Vektoren der Kalman Verstärkung  $\underline{K}_{1n}$  sind bereits auf den Real- und Imaginärteil der komplexen Bezugsebene orientiert. Somit kann mit Hilfe der Kalman Verstärkung ein nicht mittelwertfreier Innovationsverlauf einer systematischen Abweichung von Streckenparametern zugeordnet und zudem gleichzeitig zwischen aktivem und reaktivem Anteil des Streckenmodells unterschieden werden. Mit Moving Average Filtern wird anschließend für jeden Zeitpunkt  $k$  eine gleitende Mittelwertbildung über die letzten  $m_Z = 160$  Werte durchgeführt, um das System- und Messrauschen zu minimieren. Die Parameternachführung kann dadurch mit zwei Gleichungen beschrieben werden.

$$\tilde{R}_{Fn}(k+1) = \tilde{R}_{Fn}(k) + \frac{V_{IZ}}{m_Z} \sum_{l=0}^{m_Z-1} K_{1\Re n}(k-l) \cdot \left( i_n(k-l) - i_n^*(k-l) \right) \quad (4.13)$$

$$\tilde{L}_{Fn}(k+1) = \tilde{L}_{Fn}(k) + \frac{V_{IZ}}{m_Z} \sum_{l=0}^{m_Z-1} K_{1\Im n}(k-l) \cdot \left( i_n(k-l) - i_n^*(k-l) \right) \quad (4.14)$$

Die phasenweise Nachführung der resultierenden Parameter  $\tilde{R}_{Fn}$  und  $\tilde{L}_{Fn}$  erfolgt über jeweils ein Integrationsglied. Auf zusätzliche Proportionalglieder kann aufgrund der Zeitbasis der Regelabweichung mit einem gleitenden Mittelwert verzichtet werden. Für das Verständnis der Parameternachführung ist es hierbei wichtig, die nachgeführten Werte der resultierenden Parameter  $\tilde{R}_{Fn}$  und  $\tilde{L}_{Fn}$  nicht mit realen Bauteilwerten gleichzusetzen. Von der Parameternachführung des Netzfilters werden unterschiedliche Ursachen als Abweichungen des Streckenmodells erfasst, die jedoch nicht genau zugeordnet werden können. Zum einen werden Änderungen der Impedanzen des Netzfilters durch Erwärmung, Alterung oder Fremdeinwirkungen für jede Phase erfasst. Weist das dreiphasige Betriebsmittel eine Unsymmetrie auf, bildet sich eine Verlagerungsspannung  $u_{N0}$  mit unbekanntem Wert. Dem Filter zur Stromvektoridentifikation liegt ein einphasiges Streckenmodell zugrunde, bei dem der Verlauf der Verlagerungsspannung  $u_{N0}$  einer virtuellen Hilfsimpedanz zugerechnet wird. Die Herleitung dieses einphasigen Streckenmodells wird in Abschnitt 2.2 beschrieben, aufgrund dessen sich die Werte der Parameternachführung in Abhängigkeit des Betriebspunkts ändern. Ein experimentell bestimmter Verlauf der Parameternachführung wird in Abschnitt 7.4 vorgestellt. Darüber hinaus fließen in die resultierenden Parameter  $\tilde{R}_{Fn}$  und  $\tilde{L}_{Fn}$  auch nachgeführte Abweichungen ein, die z.B. durch nichtlineare Halbleiterimpedanzen des Stromrichters sowie Winkelabweichungen und Diskretisierungsfehler der Signalverarbeitung verursacht werden können.

## 4.3 Stromvektoridentifikation der Grundschwingung und Harmonischen

Auf dem Filterentwurf zur Stromvektoridentifikation für die Grundschwingung aufbauend, wird nachfolgend auch die Identifikation harmonischer Anteile der Phasenströme behandelt. Im Gegensatz zum Filter für die Spannungsvektoridentifikation (s. Abschnitt 3.2), wird hierbei keine Vorauswahl häufig auftretender Harmonischer getroffen, da der Verlauf der Phasenströme  $i_n$  das Regelziel darstellt. Hierbei erweist es sich als äußerst vorteilhaft, das Filter in zeitveränderlichen komplexen Amplitudenwerten auszulegen. Dies hat nämlich zur Folge, dass der Verlauf der Spannungen über dem Netzfilter  $u_{Fn}$ , vollständig nach Grundschwingung und Harmonischen getrennt betrachtet werden kann. Da es sich bei der Stromregelstrecke um ein passives Betriebsmittel handelt, gilt dies auch für den resultierenden Verlauf der Ströme  $i_n$ . Somit vereinfacht sich die

Erweiterung der Stromvektoridentifikation um harmonische Anteile enorm, da eine nahezu vollständig getrennte und modular aufgebaute Parallelstruktur angewendet werden kann. Der zugehörige Signalfussplan wird in Abb. 4.5 dargestellt. Die Stromzustandsvektoren des zeitveränderlichen komplexen Amplitudenwerts der Grundschwingung für das Kalman Filter in Abb. 4.3 werden in diesem Beispiel um eine zusätzliche Harmonische  $h$  erweitert.

$$\hat{\mathbf{i}}_{n,x} = \begin{pmatrix} \hat{\mathbf{i}}_{1\Re n,x} \\ \hat{\mathbf{i}}_{1\Im n,x} \\ \hat{\mathbf{i}}_{h\Re n,x} \\ \hat{\mathbf{i}}_{h\Im n,x} \end{pmatrix}, \quad \mathbf{i}_{n,x}^* = \begin{pmatrix} \mathbf{i}_{1\Re n,x}^* \\ \mathbf{i}_{1\Im n,x}^* \\ \mathbf{i}_{h\Re n,x}^* \\ \mathbf{i}_{h\Im n,x}^* \end{pmatrix} \quad (4.15)$$

Die Anzahl zusätzlicher Harmonischer wird nur durch die verfügbare Rechenleistung der Signalverarbeitung begrenzt. Aus Gründen der Übersichtlichkeit wird in diesem Beispiel eine harmonische Komponente verwendet. Die Modularität und Parallelität bei dieser Vorgehensweise wird anhand der erweiterten Transitionsmatrix  $\underline{\Phi}_n$  deutlich.

$$\underline{\Phi}_n = \begin{pmatrix} \Phi_{n1,1} & \Phi_{n1,2} & 0 & 0 \\ \Phi_{n2,1} & \Phi_{n2,2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \Phi_{n3,3} & \Phi_{n3,4} \\ 0 & 0 & \Phi_{n4,3} & \Phi_{n4,4} \end{pmatrix} \quad (4.16)$$

Für die zeitdiskrete Transitionsmatrix der Grundschwingung gilt weiterhin die Gl. (4.4). Aufgrund der gemeinsamen Strecke erfolgt eine Anpassung der zeitdiskreten Transitionsmatrix der Harmonischen im Bezug auf Gl. (4.4) nur für die Winkelgeschwindigkeit.

$$\begin{pmatrix} \Phi_{n3,3} & \Phi_{n3,4} \\ \Phi_{n4,3} & \Phi_{n4,4} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e^{-T_s/\tau_n} \cdot \cos(h\omega T_s) & e^{-T_s/\tau_n} \cdot \sin(h\omega T_s) \\ -e^{-T_s/\tau_n} \cdot \sin(h\omega T_s) & e^{-T_s/\tau_n} \cdot \cos(h\omega T_s) \end{pmatrix} \quad (4.17)$$

Die Erweiterung des Eingangsvektors  $\underline{\mathbf{u}}_{Fn,s}$  und der Eingangsmatrix  $\underline{\mathbf{B}}_n$  erfolgt nach der selben Vorgehensweise.

$$\underline{\mathbf{u}}_{Fn,s} = \begin{pmatrix} \mathbf{u}_{1F\Re n,s} \\ \mathbf{u}_{1F\Im n,s} \\ \mathbf{u}_{hF\Re n,s} \\ \mathbf{u}_{hF\Im n,s} \end{pmatrix} \quad (4.18)$$

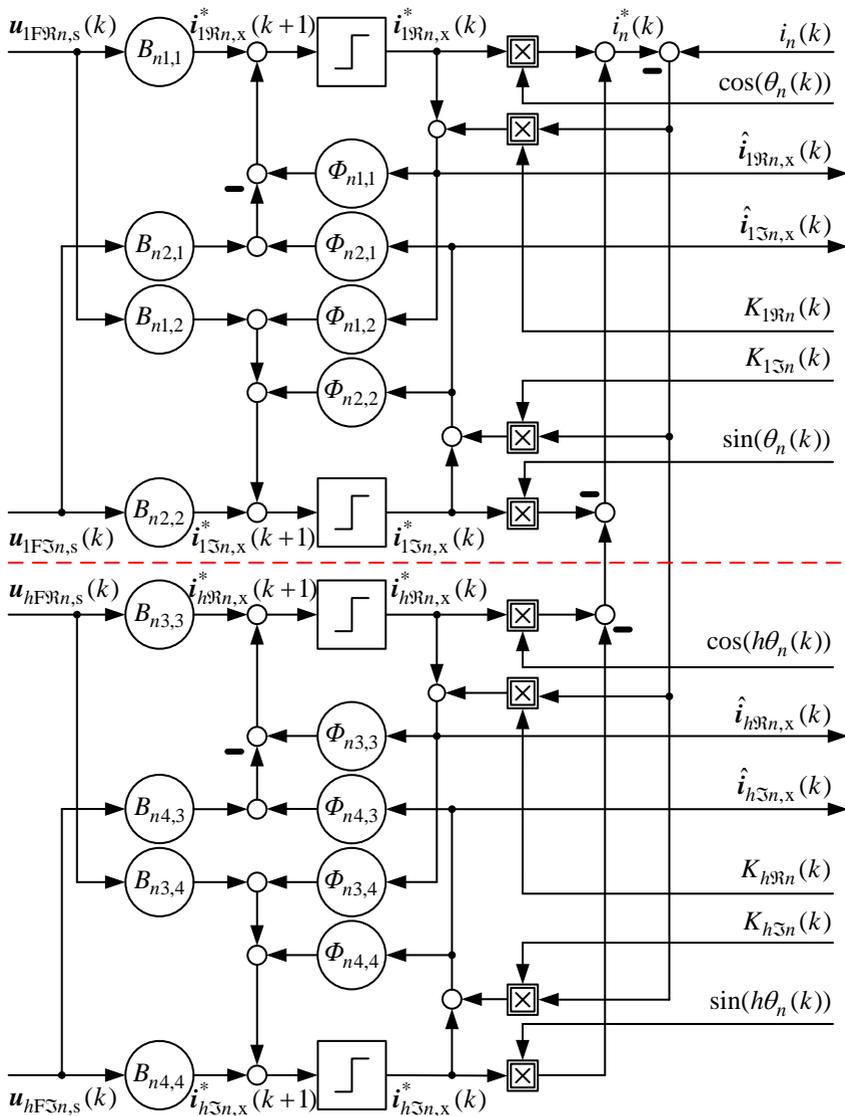


Abbildung 4.5: Stromvektoridentifikation mit Trennung der Grundschwingung und einer harmonischen Komponente der Ordnungszahl  $h$

$$\underline{B}_n = \begin{pmatrix} B_{n1,1} & B_{n1,2} & 0 & 0 \\ B_{n2,1} & B_{n2,2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & B_{n3,3} & B_{n3,4} \\ 0 & 0 & B_{n4,3} & B_{n4,4} \end{pmatrix} \quad (4.19)$$

Die zeitdiskrete Eingangsmatrix der Grundschiwingung entspricht der Gl. (4.5). Aufgrund der gemeinsamen Strecke erfolgt ebenfalls nur eine Anpassung der zeitdiskreten Eingangsmatrix der Harmonischen in Bezug auf Gl. (4.5) für die Winkelgeschwindigkeit.

$$\begin{aligned} & \begin{pmatrix} B_{n3,3} & B_{n3,4} \\ B_{n4,3} & B_{n4,4} \end{pmatrix} = \\ & = \begin{pmatrix} \frac{\tau_n^{-1}(1 - \Phi_{n3,3}) + h\omega \Phi_{n4,3}}{\tilde{L}_{Fn}(\tau_n^{-2} + h\omega^2)} & \frac{h\omega(1 - \Phi_{n3,3}) + \tau_n^{-1}\Phi_{n4,3}}{\tilde{L}_{Fn}(\tau_n^{-2} + h\omega^2)} \\ -\frac{h\omega(1 - \Phi_{n3,3}) + \tau_n^{-1}\Phi_{n4,3}}{\tilde{L}_{Fn}(\tau_n^{-2} + h\omega^2)} & \frac{\tau_n^{-1}(1 - \Phi_{n3,3}) + h\omega \Phi_{n4,3}}{\tilde{L}_{Fn}(\tau_n^{-2} + h\omega^2)} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (4.20)$$

Die Drehung der vorhergesagten komplexen Amplitudenwerte der Grundschiwingung und der Harmonischen um die Bezugswinkel  $\theta_n$  und  $h\theta_n$  sowie der gleichzeitigen Projektion auf die reelle Achse erfolgt mit der erweiterten Messmatrix  $\underline{C}_n$ .

$$\underline{C}_n(\theta_n(k)) = \begin{pmatrix} \cos(\theta_n(k)) \\ -\sin(\theta_n(k)) \\ \cos(h\theta_n(k)) \\ -\sin(h\theta_n(k)) \end{pmatrix} \quad (4.21)$$

Die Stromvektoridentifikation der Grundschiwingung und der Harmonischen kann mit den Kalman Gleichungen (4.8) - (4.12) und dem erweiterten Streckenmodell umgesetzt werden. Die Streckenparameter des zeitdiskreten Streckenmodells werden hierbei mit dem Ansatz aus Abschnitt 4.2 nachgeführt. In der Darstellung des Signalfussplans in Abb. 4.5 werden die Parameter der Eingangsmatrix  $\underline{B}_n$  und der Transitionsmatrix  $\underline{\Phi}_n$  dennoch als Konstante dargestellt, da ihre Werte zwischen zwei Berechnungsintervallen als konstant angenommen werden. Da sowohl die Werte der Messmatrix  $\underline{C}_n$  vom Bezugswinkel  $\theta_n$  abhängen, als auch die Kalman Verstärkung  $\underline{K}$  sich in jedem Berechnungsschritt ändert, werden diese im Signalfussplan als Eingangsgrößen dargestellt.

## 4.4 Verhalten der Kalman Verstärkung

Um die Kalman Verstärkungen  $\underline{K}_n$  und somit den Prozessteil des Filters mit den Gl. (4.9), (4.10) und (4.12) zu bestimmen, wird nur eine geringe Anzahl von Eingangsgrößen benötigt. Es handelt sich dabei um die nachgeführten Streckenparameter  $\tilde{R}_{Fn}$  und  $\tilde{L}_{Fn}$ , den Bezugswinkeln  $\theta_n(k)$  und der (ebenfalls nachgeführten) Winkelgeschwindigkeit  $\omega$  sowie den Varianzen des Systemrauschens  $q$  und des Messrauschens  $r$ . Mit diesen Eingangsgrößen werden für jedes Berechnungsintervall die Prädiktions-Kovarianzmatrizen  $\hat{P}_n^*$  und die Schätzfehler-Kovarianzmatrizen  $\hat{P}_n$  gebildet, um die Güte der Zustandsvektoren zu bewerten und die resultierenden Kalman Verstärkungen  $\underline{K}_n$  zu bestimmen. Um das Verhalten der Kalman Verstärkung aufzuzeigen, wird in Abb. 4.6 ein simulierter Zeitverlauf der  $\underline{K}_n$  dargestellt.

$$\underline{K}_n = \begin{pmatrix} K_{1\Re n} \\ K_{1\Im n} \\ K_{h\Re n} \\ K_{h\Im n} \end{pmatrix} \quad (4.22)$$

Die Varianzen von System- und Messrauschen (s. Tabelle 4.1) werden sowohl in der Simulationsumgebung als auch im Laborversuch mit identischen Werten verwendet. Hierfür wurden die Parameter iterativ einem ausgewogenen Verhältnis zwischen der Dynamik und der Genauigkeit des Filters angenähert. Die beiden Parameter nehmen im Bezug auf den Verlauf der Kalman Verstärkungen einen maßgeblichen Einfluss auf dessen Amplitude. Die Filterinduktivitäten  $L_{Fn}$  und Filterwiderstände  $R_{Fn}$  entsprechen den Nominalwerten des Netzfilters. Diese verfügen über einen großen Einfluss auf die Phasenlagen der Verläufe der Kalman Verstärkungen. Die aktuellen Werte der Eingangs-, Ausgangs- und Zustandsvektoren sind unabhängig von der Bestimmung des Prozessteils. Für den simulierten Zeitverlauf der ersten Phase in Abb. 4.6 wird das Filter zur Stromvektoridentifikation der Grundschwingung und der fünften Harmonischen konfiguriert. Der Verlauf der Messmatrix  $\underline{C}_1$  beschreibt mit den Bezugswinkeln  $\theta_1$  und  $5 \cdot \theta_1$  in der komplexen Ebene Drehungen mit der Grundschwingung und der fünften Harmonischen. Der Verlauf der Kalman Verstärkung  $\underline{K}_1$  weist ein vergleichbares Verhalten bei abweichender Amplitude und Phasenlage auf. Jedoch eilen im Unterschied zur Messmatrix  $\underline{C}_1$  die Sinus-Anteile den gleichphasigen Kosinus-Anteilen nicht um  $90^\circ$  nach, sondern um  $90^\circ$  voraus. Somit verfügen die Werteverläufe der Messmatrix und Kalman-Verstärkung für die Grundschwingung und Harmonischen über einen jeweils gegenläufigen Drehsinn.

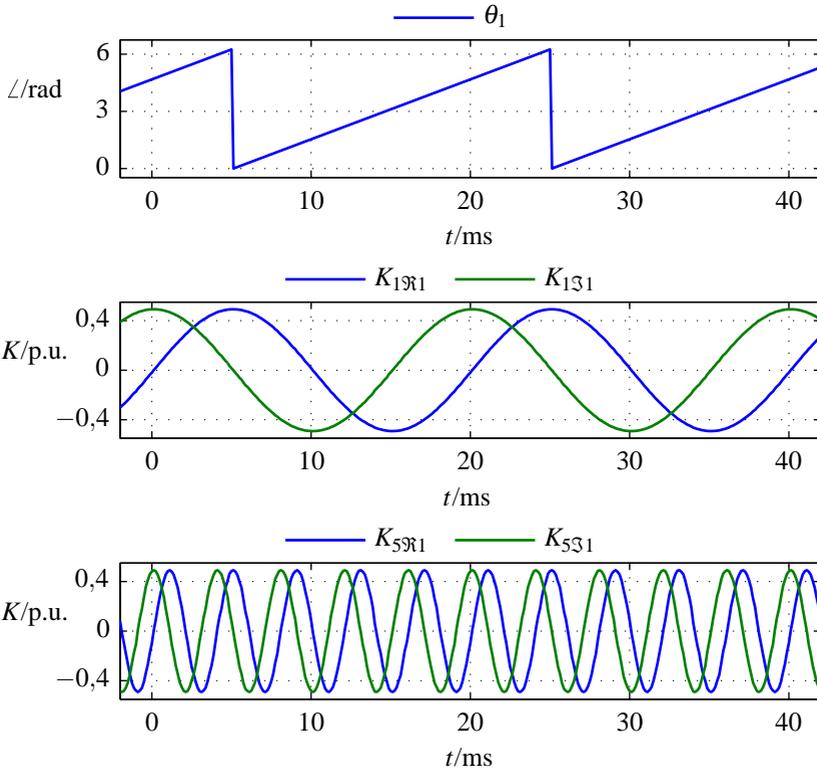


Abbildung 4.6: Simulierter Zeitverlauf des Bezugswinkels (obere Grafik), der Kalman Verstärkung für die Grundschwingung (mittlere Grafik) sowie für die fünfte Harmonische (untere Grafik)

Filterinduktivität	$L_{Fn}$	10 mH
Filterwiderstand	$R_{Fn}$	0.4 $\Omega$
Grundfrequenz	$f$	50 Hz
Varianz Systemrauschen	$q$	0,750 p.u.
Varianz Messrauschen	$r$	0,025 p.u.

Tabelle 4.1: Parameter des simulierten Zeitverlaufs in Abb. 4.6

# 5

## **Stromregelung mit geschätzten Stromvektoren**

Die Modellbildung und Filterstrukturen der vorangegangenen Kapitel kommen nachfolgend für ein Regelungskonzept mit geschätzten Stromvektoren in zeitveränderlichen komplexen Amplitudenwerten für Netzstromrichter zu einer gemeinsamen Anwendung. Dieses neuartige Regelungskonzept verwendet eine phasenweise getrennte Stromregelung für eine dreiphasige Netzanwendung. Aufgrund der ebenfalls phasenweisen Sollwertvorgabe können beliebige Mit- und Gegensysteme in die Phasenströme eingepreßt werden. Mit geringem Anpassungsaufwand kann das Verfahren auf Anwendungen mit angeschlossenem Neutralleiter übertragen werden. Es zeichnet sich des Weiteren dadurch aus, dass geschätzte Stromvektoren harmonischer Komponenten getrennt von den Stromvektoren der Grundschwingung geregelt werden können. Zusätzlich fließen zur Verbesserung der Regelgüte die nachgeführten Parameter der Streckenmodelle in die Bestimmung der Regelstellgröße ein.

## 5.1 Gesamtstruktur des Stromregelverfahrens

In Abb. 5.1 wird die Gesamtstruktur des Stromregelverfahrens sowie die zugehörigen Signalverarbeitungs-komponenten vorgestellt [25]. Als gemessene Größen treten hierbei die momentanen Spannungen am Anschlusspunkt  $u_{APn}$  und die momentanen Phasenströme  $i_n$  auf. Bei der Spannungsanalyse werden die Verläufe der Spannungen am Anschlusspunkt  $u_{APn}$  phasenweise untersucht und als Zusammensetzung aus Vektoren für die Grundschiwingung und Harmonischen dargestellt. Die Winkel der Grundschiwingungsvektoren werden als Bezugswinkel  $\theta_n$  für die Zustandsschätzung verwendet. Für die Stromregelung werden zusätzlich vorgesteuerte Bezugswinkel  $\theta_n^+$  und Spannungen am Anschlusspunkt  $u_{APn}^+$  bereitgestellt (s. Kapitel: 3).

Die Zustandsschätzung erzeugt geschätzte, zeitveränderliche komplexe Amplitudenwerte der Grundschiwingung  $\hat{i}_{1n,x}$  und der Harmonischen  $\hat{i}_{hn,x}$  sowie die vorhergesagten Phasenströme  $i_n^*$  des Streckenmodells (s. Kapitel: 4). Um zeitveränderliche komplexe Amplitudenwerte in der Abb. 5.1 zu kennzeichnen, werden deren Verbindungslinien mit der doppelten Linienstärke dargestellt. Als Eingangsgrößen der Zustandsschätzung werden die Phasenströme  $i_n$ , die Stellgrößen der Stromregelung - den Spannungen über dem Netzfilter als zeitveränderliche komplexe Amplitudenwerte der Grundschiwingung  $\underline{u}_{1Fn,s}$  und Harmonischen  $\underline{u}_{hFn,s}$  - sowie die nachgeführten Streckenparameter  $\tilde{R}_{Fn}$  und  $\tilde{L}_{Fn}$  benötigt. Die Nachführung der Streckenparameter  $\tilde{R}_{Fn}$  und  $\tilde{L}_{Fn}$ , die ebenfalls von der Stromregelung übernommen werden, erfolgt anhand der vorhergesagten Phasenströme  $i_n^*$  des Streckenmodells und den gemessenen Phasenströmen  $i_n^*$ .

Von der Stromregelung werden die geschätzten, zeitveränderlichen komplexen Amplitudenwerte der Grundschiwingung  $\hat{i}_{1n,x}$  und der Harmonischen  $\hat{i}_{hn,x}$  als Istwerte verwendet. Dementsprechend werden der Stromregelung auch zeitveränderliche komplexe Amplitudensollwerte der Grundschiwingung  $\hat{i}_{1n,w}$  und der Harmonischen  $\hat{i}_{hn,w}$  vorgegeben. Mit Hilfe der vorgesteuerten Bezugswinkel  $\theta_n^+$  und Spannungen am Anschlusspunkt  $u_{APn}^+$  werden aus den Stellgrößen der Stromregelung  $\underline{u}_{1Fn,s}$  und  $\underline{u}_{hFn,s}$  die Momentanwerte der Spannungen  $u_{APFn,s}$  für das Stellglied bestimmt, die während der folgenden Schaltperiode im zeitlichen Mittelwert  $u_{APFn}$  gestellt werden sollen (s. Abb. 2.2).

Die Anzahl der geregelten und geschätzten Phasen hängt vom Anschluss des Neutralleiters ab. Wird dieser - wie bisher beschrieben und im Laborversuch umgesetzt - nicht angeschlossen, erfolgt die Stromregelung und Zustandsschätzung für zwei Phasen. Der Momentanwert des Stroms  $i_3$  für die ungeregelte

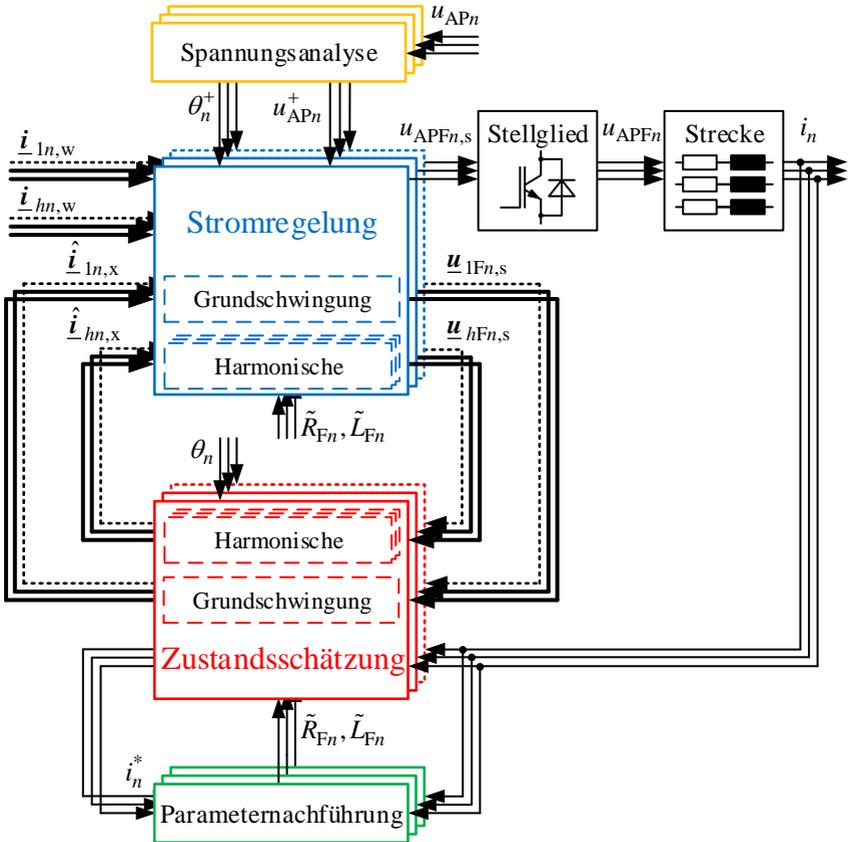


Abbildung 5.1: Stromregelungen der Phasen ( $n = 1, 2, 3$ ) mit den zugehörigen Signalverarbeitungs-komponenten

Phase ergibt sich dann aus der Knotenregel.

$$i_3(k) = -i_1(k) - i_2(k) \quad (5.1)$$

Die Spannungsvorgabe für das Stellglied  $u_{\text{APF3},s}$  bestimmt sich aus den Werten der beiden geregelten Phasen  $u_{\text{APF1},s}$  und  $u_{\text{APF2},s}$ . Diese wird um die möglicherweise am Anschlusspunkt auftretende Spannungsnullkomponente ergänzt.

$$u_{\text{APF3},s}(k) = -u_{\text{APF1},s}(k) - u_{\text{APF2},s}(k) + \frac{1}{3} \sum_{n=1}^3 u_{\text{AP}n}^+(k) \quad (5.2)$$

Bei einem angeschlossenen Neutralleiter kann sich in den Phasenströmen eine Nullkomponente ausprägen. Daher muss in diesem Fall auch eine Regelung und Zustandsschätzung für die dritte Phase erfolgen. In Abb. 5.1 wird dieser Fall mit kurzen, voneinander abgesetzten Strichen angedeutet. Aufgrund der phasenweisen getrennten Regelung kann aus der Gesamtstruktur auch ein Regelverfahren für eine einphasige Netzanwendung abgeleitet werden. Dies steht jedoch an dieser Stelle nicht im Fokus der weiteren Betrachtungen.

Sowohl die Zustandsschätzung, als auch die Stromregelung verwenden zeitveränderliche komplexe Amplitudenwerte für die Grundschiwingung und Harmonische. Die Anzahl an Harmonischen ist weitestgehend beliebig. Die Ordnungen bzw. Periodendauern sollten jedoch mit einem ausreichenden Abstand oberhalb der Zeitkonstante der Signalverarbeitung  $T_s$  gewählt werden. In Abb. 5.1 werden die Parallelstrukturen aus Grundschiwingung und Harmonischen mit längeren, voneinander abgesetzten Strichen dargestellt.

## 5.2 Stromregelung der Grundschiwingung und harmonischer Komponenten

In Abb. 5.2 wird die Stromregelung für die Phase  $n$  dargestellt. Hierbei werden die Grundschiwingung (obere Zeichnungshälfte) und die  $h$ -te Harmonische (untere Zeichnungshälfte) in zeitveränderlichen komplexen Amplitudenwerten geregelt. Als Istwerte werden die Real- und Imaginärteile der geschätzten Amplitudenwerte für die Grundschiwingungen  $\hat{i}_{1\Re n,x}$  und  $\hat{i}_{1\Im n,x}$  sowie für die  $h$ -te Harmonischen  $\hat{i}_{h\Re n,x}$  und  $\hat{i}_{h\Im n,x}$  verwendet. Die Amplitudensollwerte werden als Real- und Imaginärteile für die Grundschiwingungen  $i_{1\Re n,w}$  und  $i_{1\Im n,w}$  sowie für die  $h$ -te Harmonischen  $i_{h\Re n,w}$  und  $i_{h\Im n,w}$  vorgegeben. Als Stellgrößen der getrennten Regelstrukturen werden die Real- und Imaginärteile der zeitverän-

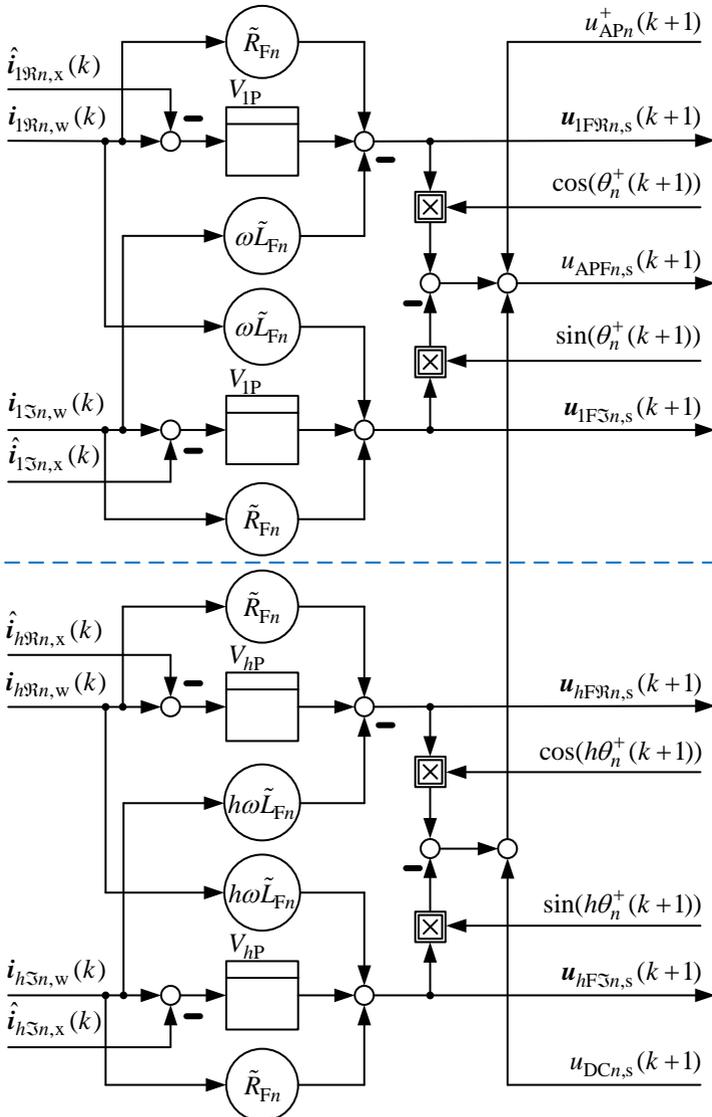


Abbildung 5.2: Stromregelung mit Trennung der Grundschwingung und einer harmonischen Komponente

derlichen komplexen Amplitudenwerte der Spannungen über dem Netzfilter für die Grundschwingungen  $\underline{u}_{1F\Re n,s}$  und  $\underline{u}_{1F\Im n,s}$  sowie für die  $h$ -te Harmonischen  $\underline{u}_{hF\Re n,s}$  und  $\underline{u}_{hF\Im n,s}$  bestimmt. Die Werte der Stellgrößen setzen sich aus geregelten und vorgesteuerten Anteilen zusammen. Die geregelten Anteile werden mit Proportionalreglern für die jeweiligen Real- und Imaginärteile mit den Verstärkungen für die Grundschwingung  $V_{1P}$  und für die  $h$ -te Harmonische  $V_{hP}$  erzeugt. Als Vorsteuerung werden die benötigten Spannungskomponenten über dem Netzfilter zum Erreichen der Stromsollwerte mit Hilfe der ohmschen und induktiven Anteile der nachgeführten Streckenparameter  $\tilde{R}_{Fn}$ ,  $\tilde{L}_{Fn}$  bestimmt.

$$\underline{u}_{1F n,s}(k+1) = V_{1P} \cdot (\hat{\underline{i}}_{1n,w}(k) - \hat{\underline{i}}_{1n,x}(k)) + (\tilde{R}_{Fn} + j\omega\tilde{L}_{Fn}) \cdot \hat{\underline{i}}_{1n,w}(k) \quad (5.3)$$

$$\underline{u}_{hF n,s}(k+1) = V_{hP} \cdot (\hat{\underline{i}}_{hn,w}(k) - \hat{\underline{i}}_{hn,x}(k)) + (\tilde{R}_{Fn} + jh\omega\tilde{L}_{Fn}) \cdot \hat{\underline{i}}_{hn,w}(k) \quad (5.4)$$

Durch die Verwendung der nachgeführten ohmschen Anteile  $\tilde{R}_{Fn}$  kann auf Integralanteile innerhalb der Stromregelung verzichtet werden. Die Integralanteile werden in die Parameternachführung ausgelagert (s. Abb. 4.4) und verbessern somit gleichzeitig die Vorhersagen der Streckenmodelle. Um die Spannungsvorgaben für das Stellglied  $u_{APFn,s}$  zu berechnen, werden diese mit Hilfe der totzeitkompensierten Bezugswinkel  $\theta_n^+(k+1)$  zunächst als Überlagerung sich in der komplexen Ebene drehender Vektoren  $\underline{u}_{Fn,s}$  dargestellt. Durch die Projektion auf die reelle Achse und der Vorsteuerung der Spannung am Anschlusspunkt können abschließend die Spannungsvorgaben für das Stellglied  $u_{APFn,s}$  gebildet werden. Diesen wird zusätzlich eine Spannungsvorgabe zur Unterdrückung von Gleichanteilen in den Stromverläufen  $u_{DCn,s}$  hinzugefügt, deren Bestimmung im nachfolgenden Abschnitt vorgestellt wird.

$$\underline{u}_{Fn,s}(k+1) = \underline{u}_{1F n,s}(k+1) \cdot e^{j\theta_n^+(k+1)} + \underline{u}_{hF n,s}(k+1) \cdot e^{jh\theta_n^+(k+1)} \quad (5.5)$$

$$u_{APFn,s}(k+1) = u_{APn}^+(k+1) + \Re\{\underline{u}_{Fn,s}(k+1)\} + u_{DCn,s}(k+1) \quad (5.6)$$

### 5.3 Unterdrückung von Gleichanteilen in den Stromverläufen

Um sicherzustellen, dass in den Verläufen der Phasenströme  $i_n$  keine Gleichanteile entstehen, wird parallel zur Zustandsschätzung und Regelung der Stromvektoren für die Grundschwingung und Harmonische eine Struktur zur Unterdrückung von Gleichanteilen implementiert. Diese Aufgabe kann auch von der Zustandsschätzung und der Stromregelung übernommen bzw. implementiert

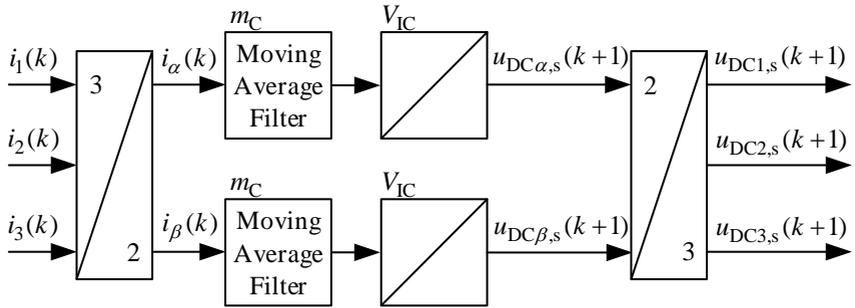


Abbildung 5.3: Signalflussplan der Parallelstruktur zur Unterdrückung von Gleichanteilen in den Stromverläufen

werden (vgl. die Bestimmung der Gleichanteile der Phasenspannungen in Abschnitt 3.2). Durch eine zusätzliche Ordnung für die Gleichanteile der Leiterströme  $i_n$  in den Matrizen des Prozessteils entsteht jedoch ein unverhältnismäßig großer zusätzlicher Berechnungsaufwand. Des Weiteren wird die gezielte Ausprägung eines Gleichanteils üblicherweise nicht erwünscht, sondern soll vermieden werden. Aus diesem Grund wird daher der in Abb. 5.3 dargestellte Signalflussplan als Parallelstruktur implementiert, bei der zunächst die leistungsinvariante Raumzeigertransformation angewendet wird.

$$i_\alpha(k) = \frac{2}{3} \left( i_1(k) - \frac{1}{2} \cdot i_2(k) - \frac{1}{2} \cdot i_3(k) \right) \quad (5.7)$$

$$i_\beta(k) = \frac{2}{3} \left( \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_2(k) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_3(k) \right) \quad (5.8)$$

Um die Gleichanteile aus dem Stromzeigerverlauf zu filtern, erfolgt eine gleitende Mittelwertbildung über die vorangegangenen  $m_C = 400$  Werte. Anschließend wird mit zwei Integralgliedern ein Korrekturspannungszeiger gebildet.

$$u_{DC\alpha,s}(k+1) = u_{DC\alpha,s}(k) + \frac{V_{IC}}{m_C} \sum_{l=0}^{m_C-1} i_\alpha(k-l) \quad (5.9)$$

$$u_{DC\beta,s}(k+1) = u_{DC\beta,s}(k) + \frac{V_{IC}}{m_C} \sum_{l=0}^{m_C-1} i_\beta(k-l) \quad (5.10)$$

Aus der Rücktransformation des Spannungszeigers folgen dann die Spannungsvorgaben zur Unterdrückung von Gleichanteilen in den Stromverläufen  $u_{DCn,s}$ .

$$u_{DC1,s}(k+1) = u_{DC\alpha,s}(k+1) \quad (5.11)$$

$$u_{DC2,s}(k+1) = -\frac{1}{2} \cdot u_{DC\alpha,s}(k+1) + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot u_{DC\beta,s}(k+1) \quad (5.12)$$

$$u_{DC3,s}(k+1) = -\frac{1}{2} \cdot u_{DC\alpha,s}(k+1) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot u_{DC\beta,s}(k+1) \quad (5.13)$$

Das Streckenmodell der Zustandsschätzung wird von dieser zusätzlichen Spannungsvorgabe nicht beeinflusst, solange sich keine Gleichanteile im Verlauf der Strommesswerte ausprägen. Zudem ist der zusätzliche Spannungshub  $u_{DCn,s}$  im Vergleich zu den Stellgrößenvorgaben  $u_{Fn,s}$  schon bei niedrigen Stromsollwertvorgaben verschwindend gering.

## 5.4 Stromsollwertvorgabe im Mit- und Gegensystem

Die Stromverläufe im Mit- und Gegensystem werden durch phasenweise Stromsollwertvorgaben realisiert. Eine Bestimmung des Mit- und Gegensystems als Regelgröße aus den Messwerten der Ströme  $i_n$  entfällt hierdurch vollständig. Zusätzlich wird eine Unterteilung der symmetrischen Komponenten in Grundschwingung und Harmonischen ermöglicht. Hierfür werden die Stromsollwerte in den Mitsystemen  $\underline{i}_{+,w}$  und  $\underline{i}_{+h,w}$  sowie in den Gegensystemen  $\underline{i}_{-,w}$  und  $\underline{i}_{-h,w}$  als komplexe Amplitudenwerte definiert.

$$\underline{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (5.14)$$

$$\underline{i}_{+,w}(k) = \frac{1}{3} (\underline{i}_{11,w}(k) + \underline{a}^2 \underline{i}_{12,w}(k) + \underline{a} \underline{i}_{13,w}(k)) \cdot e^{-j\theta_n(k)} \quad (5.15)$$

$$\underline{i}_{+h,w}(k) = \frac{1}{3} (\underline{i}_{h1,w}(k) + \underline{a}^2 \underline{i}_{h2,w}(k) + \underline{a} \underline{i}_{h3,w}(k)) \cdot e^{-jh\theta_n(k)} \quad (5.16)$$

$$\underline{i}_{-,w}(k) = \frac{1}{3} (\underline{i}_{11,w}(k) + \underline{a} \underline{i}_{12,w}(k) + \underline{a}^2 \underline{i}_{13,w}(k)) \cdot e^{-j\theta_n(k)} \quad (5.17)$$

$$\underline{i}_{-h,w}(k) = \frac{1}{3} (\underline{i}_{h1,w}(k) + \underline{a} \underline{i}_{h2,w}(k) + \underline{a}^2 \underline{i}_{h3,w}(k)) \cdot e^{-jh\theta_n(k)} \quad (5.18)$$

Die Sollwertvorgabe durch die MMS oder einer überlagerten Regelungsstruktur (s. Abb. 1.1) erfolgt daher mit Stromraumzeigern in symmetrischen Komponenten. Diese Darstellung wird auch für die Vorstellung der Messergebnisse in Kapitel 7 verwendet. Für die Umsetzung der Vorgaben durch die Stromregelung (s. Abb. 5.2) werden die Stromraumzeiger in phasenweise Stromsollvektoren  $\underline{\hat{i}}_{1n,w}$  und  $\underline{\hat{i}}_{hn,w}$  transformiert. Bei einem Stromrichterbetrieb ohne angeschlossenen Neutralleiter entfällt die Sollwertvorgabe für die dritte Phase.

$$\underline{\hat{i}}_{1\Re 1,w}(k) + j \cdot \underline{\hat{i}}_{1\Im 1,w}(k) = \underline{\hat{i}}_{+1,w}(k) + \underline{\hat{i}}_{-1,w}(k) \quad (5.19)$$

$$\underline{\hat{i}}_{1\Re 2,w}(k) + j \cdot \underline{\hat{i}}_{1\Im 2,w}(k) = \underline{\hat{i}}_{+1,w}(k) \cdot \underline{\hat{a}} + \underline{\hat{i}}_{-1,w}(k) \cdot \underline{\hat{a}} \quad (5.20)$$

$$\left[ \underline{\hat{i}}_{1\Re 3,w}(k) + j \cdot \underline{\hat{i}}_{1\Im 3,w}(k) = \underline{\hat{i}}_{+1,w}(k) \cdot \underline{\hat{a}} + \underline{\hat{i}}_{-1,w}(k) \cdot \underline{\hat{a}}^2 \right] \quad (5.21)$$

$$\underline{\hat{i}}_{h\Re 1,w}(k) + j \cdot \underline{\hat{i}}_{h\Im 1,w}(k) = \underline{\hat{i}}_{+h,w}(k) + \underline{\hat{i}}_{-h,w}(k) \quad (5.22)$$

$$\underline{\hat{i}}_{h\Re 2,w}(k) + j \cdot \underline{\hat{i}}_{h\Im 2,w}(k) = \underline{\hat{i}}_{+h,w}(k) \cdot \underline{\hat{a}} + \underline{\hat{i}}_{-h,w}(k) \cdot \underline{\hat{a}} \quad (5.23)$$

$$\left[ \underline{\hat{i}}_{h\Re 3,w}(k) + j \cdot \underline{\hat{i}}_{h\Im 3,w}(k) = \underline{\hat{i}}_{+h,w}(k) \cdot \underline{\hat{a}} + \underline{\hat{i}}_{-h,w}(k) \cdot \underline{\hat{a}}^2 \right] \quad (5.24)$$

Die geschätzten Stromvektoren der Grundschwingung  $\widehat{\underline{\hat{i}}}_{1\Re n,x}$  und  $\widehat{\underline{\hat{i}}}_{1\Im n,x}$  sowie der Harmonischen  $\widehat{\underline{\hat{i}}}_{h\Re n,x}$  und  $\widehat{\underline{\hat{i}}}_{h\Im n,x}$  können aufgrund der phasenweisen Bestimmung auch in die jeweiligen Mit- und Gegensysteme überführt werden. Dies stellt jedoch keinen funktionalen Bestandteil des Stromregelverfahrens dar, sondern erhöht die Übersichtlichkeit in der Darstellung.



# 6

## Laborversuch

### 6.1 Prüfstand

Um die Funktion und das Verhalten bei der Simulation des vorgestellten Regelverfahrens experimentell zu verifizieren, wurde im Laborbereich des Instituts ein Prüfstand für Netzstromrichter eingerichtet (s. Abb. 6.1). Der mechanische und elektrische Aufbau des Schaltschranks, die Inbetriebnahme des Stromregelverfahrens und die Durchführung der Messungen wurden mit der Unterstützung durch studentische Arbeiten durchgeführt: [26], [27], [28] und [29].

Der Aufbau entspricht dem Ersatzschaltbild aus Abb. 2.3. Die Speisung des Spannungszwischenkreises erfolgt mit einer potentialgetrennten Spannungsquelle bei einer konstanten Zwischenkreisspannung  $u_{DC}$  von 500 V. Bei der

Labornetz	$U_{AP}$	125 V
	$f$	50 Hz
Netzdrossel	$L_{Fn}$	10 mH
	$R_{Fn}$	0.4 $\Omega$
Schaltfrequenz	$f_s$	8 kHz
Zwischenkreis	$U_{DC}$	500 V

Tabelle 6.1: Übersicht der Versuchsparameter

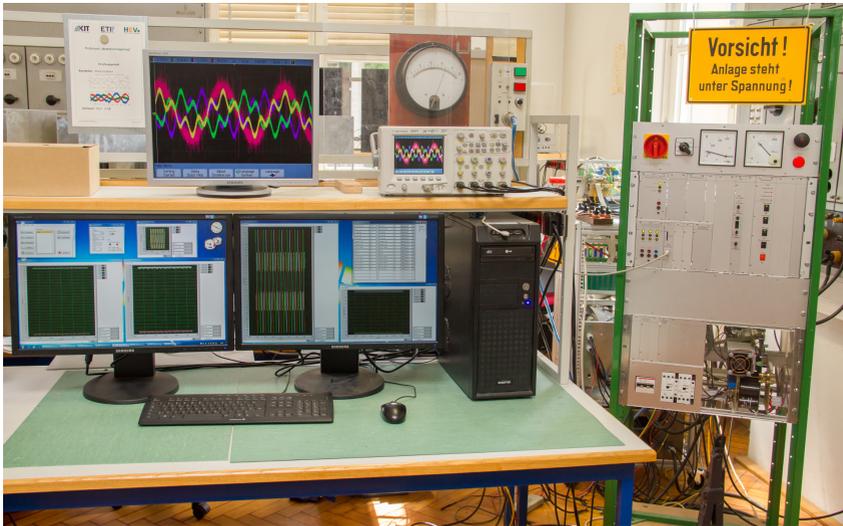


Abbildung 6.1: Laborprüfstand

Spannungsquelle handelt es sich um einen Leonardsatz, dessen Erregerstromkreis vom Versuchsplatz aus ferngesteuert werden kann. Durch diese Vorgehensweise kann auf eine überlagerte Spannungsregelung des Stromrichters verzichtet werden. Die Untersuchungen des Stromregelverfahrens und der aufgezeichneten Messergebnisse werden aus diesem Grund nicht durch eine überlagerte Spannungsregelung beeinflusst. Des Weiteren entstehen hierbei keine zusätzlichen Störaussendungen im Kilohertz-Bereich durch den Anschluss einer Spannungsquelle mit getakteten Halbleitern am Zwischenkreis.

Der Netzanschluss des Leistungsteils an das Niederspannungsnetz erfolgt über eine dreiphasige Luftspaltdrossel mit einer Nenninduktivität  $L_{Fn}$  von 10 mH und einem Nennstrom  $I_N$  von 10 A. Für das Kurzschlussspannungsverhältnis  $u_k$  mit

$$u_k = \frac{\omega L_{Fn} \cdot I_N}{U_N} \cdot 100 \%, \quad (6.1)$$

folgt für den Betrieb am 125 V Labornetz ein recht hoher Wert für  $u_k$  von 43,5 %. Dieser Wert relativiert sich für das Kurzschlussspannungsverhältnis beim Betrieb am 400 V Niederspannungsnetz auf ein  $u_k$  von 13,6 %. Ein zusätzliches

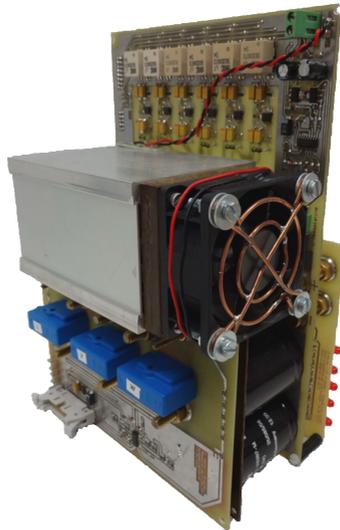


Abbildung 6.2: Leistungsteil *Kompaktstromrichter* [26] mit IGBT-Modul (unterhalb des Kühlkörpers), Gate-Unit (oben), Zwischenkreiskondensatoren, Entladeschaltung und Stromerfassung (unten)

Netzfilter als Ergänzung der Netzdrossel ist nicht eingebaut. Dies führt auf der einen Seite dazu, dass sich harmonische Anteile ab dem Bereich der Schaltfrequenz im Netzstrom  $i_n$  sichtbar ausprägen. Auf der anderen Seite wird während des Laborversuchs durch den Verzicht auf das zusätzliche Netzfilter die Dynamik der Regelstrecke nicht verringert. Auf einen Anschluss des Neutralleiters wurde in den Untersuchungen und Messungen verzichtet. Durch eine Mittelpunktanzapfung an den Zwischenkreiskondensatoren kann dieser bei Bedarf auch an dem bestehenden Prüfstands Aufbau erfolgen.

## 6.2 Leistungsteil

Der eingesetzte Stromrichter verfügt über ein Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT)-Modul von *Toshiba* mit drei IGBT-Halbbrücken in der B6-Konfiguration. Das auf 25 A Dauerleichstrom ausgelegte Modul wird mit einer Schaltfrequenz von 8 kHz betrieben. Die maximal zulässige Kollektor-Emitter

Kollektor-Emitter Spannung	$V_{CES}$		1200 V
Gate-Emitter Spannung	$V_{GES}$		$\pm 20$ V
Kollektorstrom (25°C/80°C)	$I_C$	DC	35/25 A
	$I_{CE}$	1ms	70/50 A
Durchlassstrom	$I_F$	DC	25 A
	$I_{FM}$	1ms	50 A

Tabelle 6.2: Datenblattauszug des IGBT-Moduls MG25Q6ES50 (Höchstgrenzen bei 25°C Umgebungstemperatur)

Spannung  $V_{CES}$  wird vom Hersteller mit 1200 V angegeben. Eine Übersicht weiterer relevanter Kenngrößen des IGBT-Moduls werden in Tabelle 6.2 aufgelistet. Der Leistungsteil ist mit einem nieder-induktiv angebundenen Zwischenkreis aus Elektrolytkondensatoren versehen. Durch die Speisung des Spannungszwischenkreises mit einer potentialgetrennten Gleichspannungsquelle während des Laborversuchs werden die Kondensatoren nur zur Glättung und Stützung der Zwischenkreisspannung verwendet.

### 6.3 Sicherheitskonzept

Der Versuchsaufbau ist mit einem Sicherungsautomat, einer mit Schützen gesteuerten Vorladeschaltung und einer Entladevorrichtung des Spannungszwischenkreises ausgerüstet. Diese Sicherheits- bzw. Schutzbeschaltungen werden durch die stufenlos steuerbare Gleichspannungsquelle im Bereich von 20 V – 530 V nur im Fehlerfall benötigt. Die Entladewiderstände sind fest mit dem Zwischenkreis verbunden. Dies führt während des Betriebs bei 500 V Zwischenkreisspannung zu einer zusätzlichen Verlustleistung von 8 W. Damit kann gewährleistet werden, dass innerhalb einer Minute nach einer Fehlerfallabschaltung von Leonardsatz und Labornetz die Zwischenkreiskondensatoren bis unterhalb der Schutzspannungsgrenze entladen werden.

### 6.4 Signalverarbeitung

Bei den Komponenten des verwendeten Signalprozessorsystems handelt es sich um eine institutseigene Entwicklung [30]. Hierbei wird ein möglichst modulares Konzept verfolgt. In einem 19" Standardrahmen können je nach Anwendungsfall Einschubkarten mit den jeweils benötigten Funktionsgruppen instal-

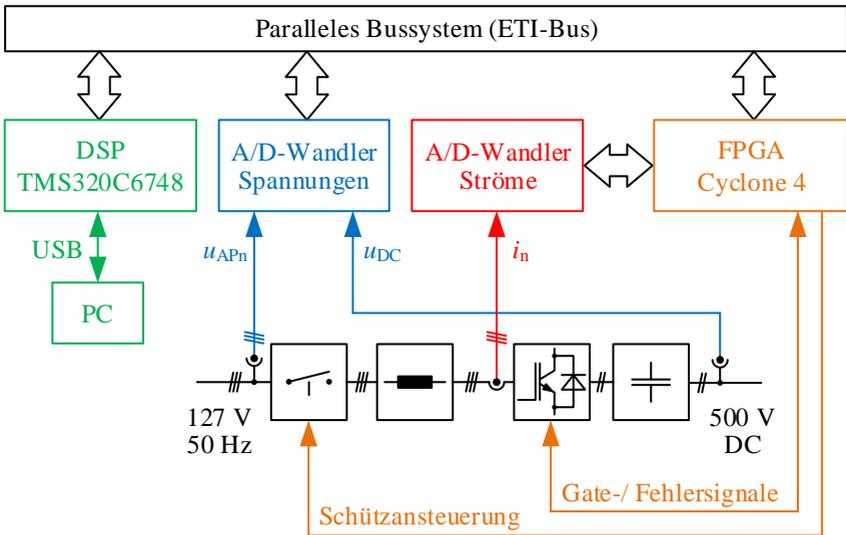


Abbildung 6.3: Signalverarbeitung

liert werden. Als Funktionsgruppen stehen hierfür eine Vielzahl unterschiedlicher Einschubkarten zur Verfügung, die mit einem digitalen Signalprozessor (DSP), Field Programmable Gate Array (FPGA), Analog-Digital (AD)-Wandler oder einer Input/Output (I/O)-Einheit ausgestattet sind. Der Datenaustausch zwischen den Funktionsgruppen erfolgt mit Hilfe eines parallelen Bussystems, das als *ETI-Bus* bezeichnet wird. Die Konfiguration am Versuchsstand wird in Abb. 6.3 vorgestellt.

### Signalprozessorkarte

Auf der Signalprozessorkarte mit dem DSP *TMS320C6748* von *Texas Instruments* werden die Algorithmen für die

- Spannungsanalyse am Anschlusspunkt
- Kalman Filter zur hochdynamischen Stromvektorentwicklung
- Parameternachführung
- Stromregelung

ausgeführt. Über eine USB-Schnittstelle erfolgt die Verbindung zum Labor-PC, der als MMS verwendet wird. Mit Hilfe der Entwicklungsumgebung *LabVIEW* von *National Instruments* können während des laufenden Betriebs der Anlage die Stromsollwerte und Betriebsarten des DSP eingestellt und variiert werden. Gleichzeitig können hierbei auch die aktuellen Messgrößen und internen Variablen des DSP angezeigt werden. Die Möglichkeiten zur Visualisierung und Aufzeichnung erstrecken sich hierbei über tabellarische Darstellungen sowie Zeitverlauf- und XY-Anzeigen.

Echtzeitfähiger Programmcode wird auf dem DSP mit der automatisierten Codegenerierung aus *Matlab/Simulink* von *Mathworks* erzeugt. Die automatisierte Codegenerierung eröffnet die Möglichkeit, in der Simulationsumgebung erstellte Regelungsstrukturen mit äquivalentem Programmcode direkt auf der Regelungshardware zu validieren. Die fehleranfällige Erstellung des Programmcodes von Hand entfällt hierbei. Der stark verringerte Zeitaufwand bei der Codegenerierung von Programmcode vereinfacht zudem die Implementierung und den Evaluationsprozess. Die automatisierte Codegenerierung stellt hierbei sicher, dass die Ergebnisse der Simulationsumgebung und des Laborversuchs mit einer identischen Regelungsstruktur verglichen werden können.

### Modulatorkarte

Auf der Modulatorkarte wird der *Cyclone 4* FPGA von *Altera* eingesetzt. Der FPGA verfügt über 39600 Logikeinheiten, besitzt 484 Pins in Ball Grid Array Bauform und wird mit 120 MHz getaktet. Er übernimmt die

- Modulation der Gatesignale
- Messwertaufbereitung der Leiterströme  $i_n$
- Buskommunikation
- Ablaufsteuerung
- Spannungs- und Überstromüberwachung
- Schützensteuerung
- Fehlersignalverarbeitung der Gate-Unit

Bei der Modulation der Gatesignale werden die Ein- und Ausschaltzeitpunkte der IGBT-Halbleiter unter Berücksichtigung des zu stellenden Einschaltverhältnisses und der Verriegelungszeiten bestimmt. Als Modulationsverfahren wird

hierbei die Sinus-Dreieck-Modulation eingesetzt, die unter anderem in [31] beschrieben wird. Die Modulatorkarte erzeugt zudem ein Interruptsignal für das Bussystem mit einer Frequenz von 8 kHz. Anhand dieses Interruptsignals werden die AD-Karten getriggert, die Messwerte vom DSP abgefragt, die Berechnungen des DSP für die Regelschleife gestartet und wird das Einschaltverhältnis für das Regelintervall des Stromrichters an die Modulatorkarte übertragen.

## AD-Karten

Der auf den AD-Einschubkarten eingesetzte 12-bit AD-Wandler *THS1206* von *Texas Instruments* verfügt bei der kontinuierlichen Abtastung der vier analogen Eingänge über eine maximale Abtastrate von  $f_{\text{Samp}} = 1,5$  MSPS. Entsprechend Abb. 6.3 werden zwei Einschubkarten mit jeweils einem AD-Wandler im Versuchsaufbau eingesetzt. Auf der Einschubkarte für die Spannungserfassung befindet sich ein zusätzlicher FPGA. Dieser übernimmt die Funktion der Messwertaufbereitung und stellt alle  $T_s = 125 \mu\text{s}$  gemittelten Messwerte zur Verfügung. Die Anzahl der verwendeten Samples pro Mittelwert berechnet sich zu

$$n_{\text{Samples}} = f_{\text{Samp}} \cdot T_s = 187,5. \quad (6.2)$$

Diese nicht geradzahlige Anzahl nach Gl. (6.2) wird im FPGA-Design berücksichtigt. Daher werden jeweils 187 oder 188 abgetastete Messwerte für die Mittelwertbildung verwendet. Gleichzeitig fungiert der FPGA als Buskoppler und stellt die gemittelten Spannungsmesswerte  $u_{\text{AP}n}$  über das parallele Bussystem dem DSP zur Verfügung.

Auf der Einschubkarte zur Erfassung der Leiterströme  $i_n$  befindet sich ebenfalls ein *THS1206* AD-Wandler. Die Einschubkarte verfügt jedoch nicht über einen eigenständigen FPGA zur Messwertaufbereitung. Über ein Flachbandkabel wird der AD-Wandler direkt an die digitalen I/O-Pins des *Cyclone 4* FPGA auf der Hochleistungs-Modulatorkarte angebunden. In diesem Fall übernimmt der *Cyclone 4* FPGA die Mittelwertbildung und stellt diese dem DSP über das parallele Bussystem zur Verfügung. Durch die Direktanbindung an einen leistungsfähigen FPGA, der auch die Modulation der Steuersignale übernimmt, wird die Variabilität des Prüfstandaufbaus vergrößert. Ohne weitere Anpassungen an der Signalverarbeitung vornehmen zu müssen, können auch Stromregelverfahren erprobt werden, bei denen die Berechnung der Regelalgorithmen direkt mit einem FPGA erfolgen kann.

## 6.5 Messtechnik

### Stromerfassung

Die Anschlussleitungen der Netzdrossel werden durch eine Messplatine geführt, die mit dem Leistungsteil verschraubt ist. Auf dieser befinden sich drei Kompensationsstromwandler *LAH 25-NP* von *LEM*, deren linearer Messbereich mit  $\pm 25$  A zertifiziert ist. Über eine Operationsverstärkerschaltung wird der lineare Messbereich auf den Spannungsbereich des AD-Wandlers von  $\pm 10$  V angepasst. Daraus folgt für die Auflösung der Strommessung mit dem 12 bit AD-Wandler

$$\frac{2 \cdot 25 \text{ A}}{2 \cdot 10 \text{ V}} \cdot \frac{2 \cdot 10 \text{ V}}{2^{12} \text{ bit}} = 12,2 \text{ mA/bit.} \quad (6.3)$$

### Spannungserfassung

Mit Hilfe von Differenzverstärkerschaltungen werden die Spannungen auf den Eingangsbereich der AD-Wandlerkarte angepasst. Durch hochohmige Widerstandsketten an den Eingängen der Operationsverstärkerschaltungen wird eine Quasi-Potentialtrennung hergestellt. Auf der Messplatine, die mit dem Leistungsteil verschraubt ist, wird die Zwischenkreisspannung  $u_{DC}$  erfasst. Die Erfassung der Leiterspannungen am Netzanschlusspunkt  $u_{APn}$  erfolgt über eine zusätzliche Einschubkarte im 19"-Rahmen. Für die weitere Verarbeitung im DSP ergibt sich als Auflösung für die Zwischenkreisspannung

$$\frac{1118,4 \text{ V}}{10 \text{ V}} \cdot \frac{10 \text{ V}}{2^{12} \text{ bit}} = 273 \text{ mV/bit} \quad (6.4)$$

und für die Auflösung der Leiterspannungen

$$\frac{2 \cdot 144 \text{ V}}{2 \cdot 10 \text{ V}} \cdot \frac{2 \cdot 10 \text{ V}}{2^{12} \text{ bit}} = 70,3 \text{ mV/bit.} \quad (6.5)$$

### Leistungsmessgerät

Zur Bestimmung der Total Harmonic Distortion (THD) des Netzstroms  $i_n$  und des leitungsgelassenen Störaussendungsverhaltens des Stromrichters bis zur 99. Harmonischen wird das *LMG500* Präzisions-Leistungsmessgerät von *ZES Zimmer* mit einer Bandbreite von 10 MHz am Prüfstand verwendet. Mit dem

Leistungsmessgerät kann die stationäre Genauigkeit der gewünschten Stromsollwerte für das Mit- und Gegensystem ergänzend zu der Signalverarbeitung mit der *LabView*-Umgebung überwacht und verifiziert werden. Das *LMG500* verfügt über vier Leistungsmesskanäle. Die Spannungseingänge mit einem Messbereich bis 1000 V sind direkt mit dem Labornetz verbunden. Die Strommessung erfolgt mit fehlerkompensierten Stromzangen mit einem Messbereich bis 40 A und einer Bandbreite von 5 Hz bis 50 kHz. Im Betriebsmodus zur Erfassung von Harmonischen kann das Leistungsmessgerät phasenweise das Frequenzspektrum und die Gesamtverzerrung der Harmonischen - THD - bestimmen. Die Bestimmung des THD für die Effektivwerte der Ströme erfolgt durch das Leistungsmessgerät bis zur 99. Harmonischen.

$$\text{THD}_i = \sqrt{\sum_{h=2}^{99} \left(\frac{I_h}{I_1}\right)^2} \quad (6.6)$$

Mit Hilfe einer USB-Verbindung zum Labor-PC werden die vom Leistungsmessgerät ermittelten Messwerte in der *LabView* Umgebung ausgelesen. Dies eröffnet auch die Möglichkeit, umfangreiche automatisierte Messreihen und deren Auswertung mit dem Prüfstands Aufbau zu realisieren.

## Oszilloskop

Als digitales Speicher-Oszilloskop wird das *DSO-X 3024A* von *Keysight Technologies* (vormals: *Agilent Technologies*) mit vier Kanälen und einer Bandbreite von 200 MHz verwendet. Die Stromerfassung erfolgt für jede Phase mit einem Zangenstromwandler *E3N* von *Chauvin Arnoux*. Diese verwenden den Hall-Effekt, um Gleich- und Wechselströme bis zu einer Bandbreite von 100 kHz erfassen zu können. Mit dem verbleibenden Eingangskanal des Oszilloskops wird mit dem Differenzastkopf *N2791A* von *Keysight Technologies*, der über eine Bandbreite von 25 MHz verfügt, die Spannung der ersten Phase gegenüber Neutral bestimmt.



# 7

## Messergebnisse

Ziel des Laborversuchs sowie der Aufzeichnung von experimentellen Ergebnissen als Verläufe und Messreihen ist es, erstmalig die Funktionalität und Stabilität des vorgestellten Stromregelverfahrens mit einem Versuchsstromrichter am Niederspannungsnetz nachzuweisen. Aus diesem Grund liegt der Schwerpunkt der Messergebnisse auf der Betrachtung der Umsetzung möglicher Stromsollwertvorgaben bei transienten und stationären Betriebspunkten. Hierfür wird bei den Sollwertvorgaben zwischen der Einspeisung von Strömen im Mit- und Gegensystem sowie der Einprägung von Strömen mit Grundschiwingung und Harmonischen differenziert. Zudem erfolgen Untersuchungen zum leitungsgebundenen Störaussendungsverhalten des Regelverfahrens unterhalb des Bereichs der Schaltfrequenz. Abschließend werden Beobachtungen zum Verhalten der resultierenden Impedanzen als Ergebnis der Parameternachführung vorgestellt.

### 7.1 Einspeisung von Strömen im Mit- und Gegensystem

Als Einstieg in die experimentellen Ergebnisse des in dieser Arbeit vorgestellten Stromregelverfahrens wird in Abb. 7.1 ein Werteverlauf dargestellt, bei dem zunächst ein Stromsollwertsprung im Mitsystem für die Grundschiwingung  $\dot{i}_{+1,w}$  durchgeführt wird. Bei den aufgezeichneten Werten handelt es sich um die

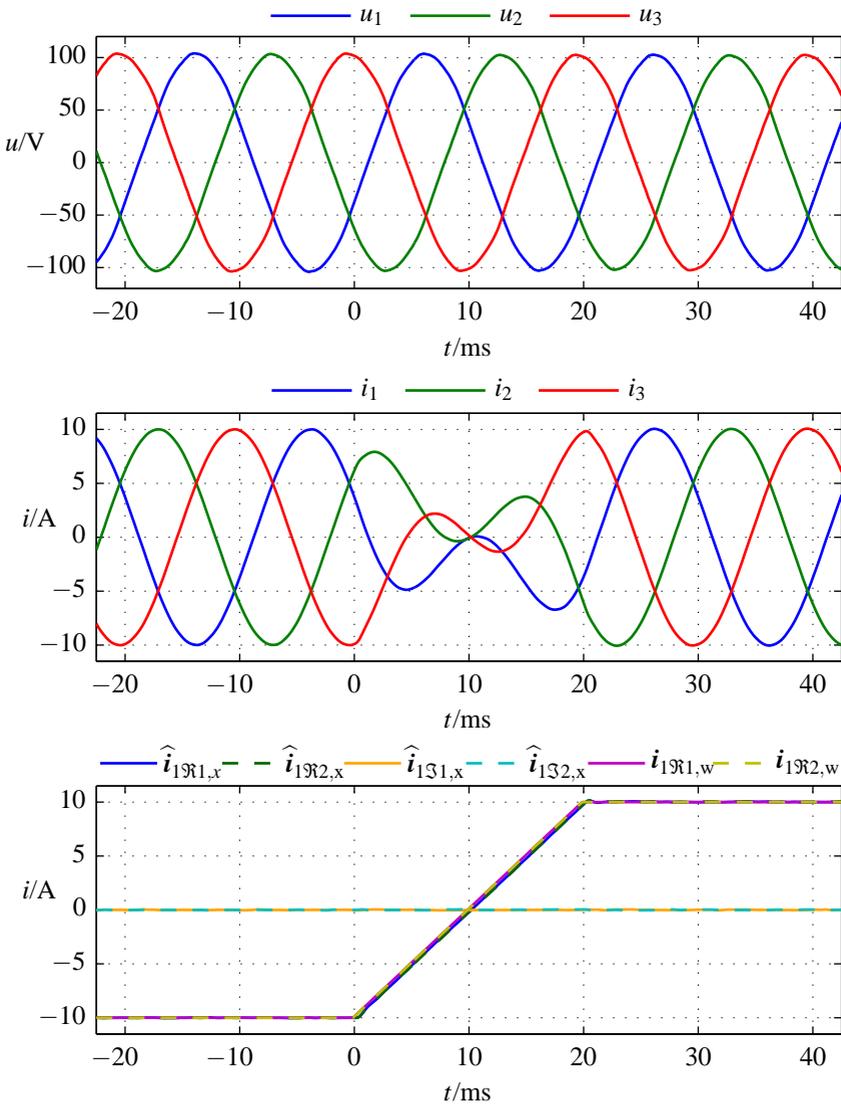


Abbildung 7.1: Sollwertsprung von  $\underline{i}_{+1,w} = (-10 + j0)$ A auf  $\underline{i}_{+1,w} = (10 + j0)$ A bei einer Sollwertanstiegsbegrenzung von 1 kA/s

internen Größen des DSP, die über die Universal Serial Bus (USB)-Schnittstelle mit dem Personal Computer (PC) ausgelesen werden. Die mit 1,5 MSPS abgetasteten Werte des AD-Wandlers werden vom FPGA über die vorangegangenen 125  $\mu\text{s}$  gemittelt. Daher sind keine schaltfrequenten Anteile in den Verläufen der Spannungen und Ströme erkennbar. Im oberen Bildbereich befinden sich die Verläufe der Netzspannungen  $u_n$ . Diese stellen die Messgrößen dar, die für die Spannungsanalyse am Anschlusspunkt verwendet werden, um die Bezugswinkel  $\theta_n$  und die Spannungsvorsteuerung  $u_{\text{AP}n}^+$  zu bestimmen. Der mittlere Bildbereich zeigt die Phasenströme  $i_n$ , die als Messgröße in die Zustandsschätzung eingehen. Im unteren Bildbereich werden die Real- und Imaginärteile zeitveränderlicher komplexer Amplitudenwerte dargestellt. Dies sind zum einen die Realteile der Stromsollwerte  $i_{1\Re 1,w}$  und  $i_{1\Re 2,w}$ . Zum anderen werden die Real- und Imaginärteile der geschätzten Stromistwerte für die beiden geregelten Phasen  $\hat{i}_{1\Re 1,x}$ ,  $\hat{i}_{1\Im 1,x}$ ,  $\hat{i}_{1\Re 2,x}$  und  $\hat{i}_{1\Im 2,x}$  dargestellt. Die zugehörigen Imaginärteile der Stromsollwerte  $i_{1\Im 1,w}$  und  $i_{1\Im 2,w}$  werden konstant mit 0 A vorgegeben und daher vernachlässigt. Außerhalb der Laborumgebung wird bei der Netzanwendung von Stromrichtern das Netzfilter üblicherweise um ein zusätzliches LC-Glied ergänzt. Dieses hat die Aufgabe, hochfrequente Störaussendungen des Stromrichters, die durch das Schaltverhalten erzeugt werden, zu dämpfen. Hierdurch wird jedoch auch die mögliche Dynamik des Stromrichters eingeschränkt. Um dies im Laborversuch zu berücksichtigen, wird eine Sollwertanstiegsbegrenzung von 1 kA/s gewählt. Zum Zeitpunkt  $t = 0$  ms erfolgt ein Sollwertsprung im Mitsystem von  $\underline{i}_{+1,w} = (-10 + j0)\text{A}$  auf  $\underline{i}_{+1,w} = (10 + j0)\text{A}$ . Durch die Sollwertanstiegsbegrenzung liegt der endgültige Sollwert nach 20 ms an. Die geschätzten Stromistwerte der Realteile folgen mit einem geringen Unterschwingen zum Beginn und einem geringen Überschwingen zum Ende des Sollwertsprungs ihren jeweiligen Stromvorgaben. Abweichungen der Imaginärteile der geschätzten Stromistwerte von ihrer Vorgabe 0 A sind nahezu nicht erkennbar. Der Vergleich der gemessenen Phasenströme  $i_n$  im mittleren Bildbereich von Abb. 7.1 und der geschätzten Phasenströme im unteren Bildbereich zeigt, dass die Ergebnisse der Zustandsschätzung während des transienten Vorgangs für ein reines Mitsystem zu keinem Zeitpunkt von den momentanen Verläufen der gemessenen Ströme signifikant abweichen. Dies zeigt, dass die Voraussetzungen an die Dynamik und Genauigkeit des Kalman Filters erfüllt werden, um die geschätzten Stromzustandsvektoren als Istwerte im geschlossenen Regelkreis verwenden zu können. Zudem zeigen auch die Verläufe der Phasenspannungen  $u_n$  und der Phasenströme  $i_n$ , dass die Stromregelung die gewünschten Phasenlagen umsetzen kann. Die stationären Stromverläufe von  $i_n$  weisen weder Harmonische noch Gleichanteile auf.

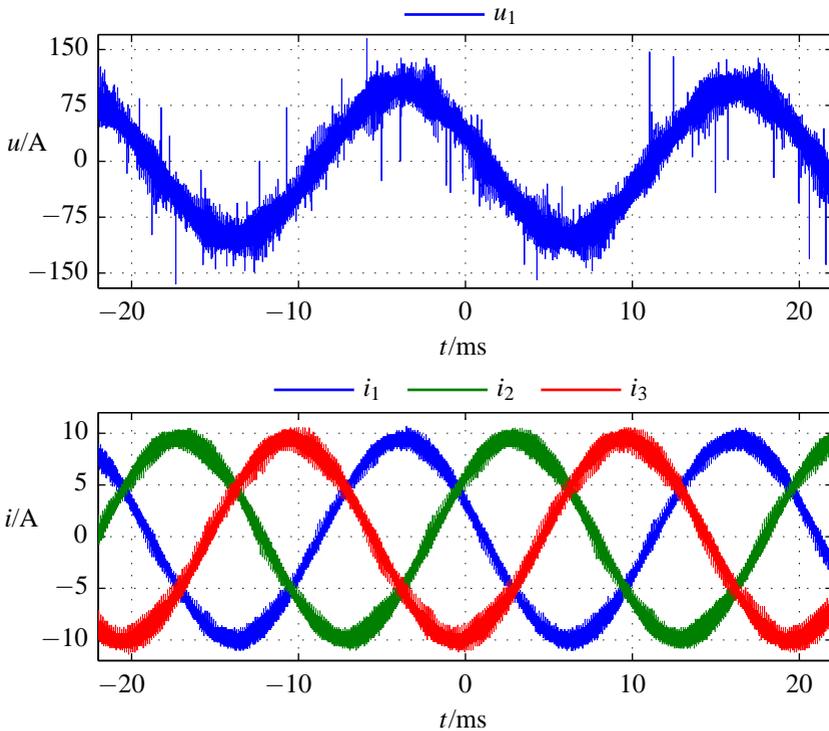


Abbildung 7.2: Oszilloskopierte Phasenspannung  $u_1$  und Phasenströme  $i_n$  mit  $\underline{i}_{+1,w} = (10 + j0)\text{A}$

Der Stromsollwert von  $\underline{i}_{+1,w} = (10 + j0)\text{A}$  liegt ebenfalls bei der oszilloskopierten Phasenspannung von  $u_1$  und der Phasenströme  $i_n$  in Abb. 7.2 an. Aufgrund der höheren Abtastrate sind in dieser Darstellung die Schalthandlungen des Stromrichters anhand der schaltfrequenten Wechselanteile in den Leiterströmen erkennbar. Die schaltfrequenten Wechselanteile in den Leiterströmen stellen eine Störaussendung in das Niederspannungsnetz dar und führen in der Summe aller Störquellen zu den Netzrückwirkungen im Spannungsverlauf von  $u_1$ . Mit der Abb. 7.2 kann gezeigt werden, dass die Verläufe der Spannung  $u_1$  und der Ströme  $i_n$  mit den abgetasteten Werten des DSP aus Abb. 7.1 übereinstimmen.

Die Umsetzung der Stromsollwerte kann sowohl anhand der Amplituden, als auch anhand der Phasenlage zum Spannungsverlauf von  $u_1$  verifiziert werden. Ebenfalls sind keine Ausprägungen von Gleichanteilen oder niedrigen Harmonischen, die in Abschnitt 7.3 analysiert werden, in der oszilloskopierten Darstellung erkennbar.

In Abb. 7.3 wird ein Werteverlauf dargestellt, bei dem sowohl ein Stromsollwertsprung im Mitsystem für die Grundschiwingung  $\hat{i}_{+1,w}$  als auch gleichzeitig im Gegensystem  $\hat{i}_{-1,w}$  durchgeführt wird. Im oberen Bildbereich werden als Messgrößen für die Stromzustandsschätzung die Phasenströme  $i_n$  dargestellt. Der mittlere Bildbereich zeigt die zugehörigen Realteile der Stromsoll- und Stromistwertverläufe  $\hat{i}_{1\Re n,x}$  sowie  $i_{1\Re n,w}$  für die beiden geregelten Phasen. Im unteren Bildbereich werden die Imaginärteile der Stromsoll- und Stromistwertverläufe  $\hat{i}_{1\Im n,x}$  sowie  $i_{1\Im n,w}$  abgebildet. Zum Zeitpunkt  $t = 0$  ms erfolgt ein Sollwertsprung im Mitsystem von  $\hat{i}_{+1,w} = (-8 + j0)\text{A}$  auf  $\hat{i}_{+1,w} = (8 + j0)\text{A}$  und im Gegensystem von  $\hat{i}_{-1,w} = (-2 - j2)\text{A}$  auf  $\hat{i}_{-1,w} = (2 + j2)\text{A}$ . Aufgrund der unterschiedlichen Amplitudenhübe für die Real- und Imaginärteile der Stromvektoren und der konstanten Sollwertanstiegsbegrenzung liegen die endgültigen Stromsollwerte im unteren Bildbereich bereits nach  $t = 5,65$  ms an. Bis zum Erreichen der endgültigen Sollwerte für die Realteile der Phasenströme bei  $t = 20$  ms können die konstanten Vorgaben für die Imaginärteile von der Stromregelung gehalten werden. Bei der Einspeisung eines Gegensystems zeigt die phasenweise Regelung mit geschätzten Amplitudenwerten ihre Vorzüge. Die einzelnen Phasen können im quasi-stationären Zustand als Gleichgrößen geregelt werden. Eine Beeinflussung durch das Gegensystem - vergleichbar einer Schwingungsüberlagerung auf den Raumzeiger im rotierenden Koordinatensystem - tritt hierbei nicht auf. Die Verläufe der gemessenen Phasenströme  $i_n$  im oberen Bildbereich und der geschätzten Phasenströme im mittleren und unteren Bildbereich lassen erkennen, dass die Zustandsschätzung bei der transienten Vorgabe eines Mitsystems und eines Gegensystems aufgrund der einphasigen Betrachtung zu keinem Zeitpunkt den Bezug zu den gemessenen Strömen verliert. Bei identischer Sollwertanstiegsbegrenzung kann die Sollwertvorgabe aus Abb. 7.3 mit der selben Dynamik und einem vergleichbaren Einschwingverhalten umgesetzt werden, wie bei der Vorgabe eines reinen Mitsystems in Abb. 7.1. Zudem weisen die stationären Stromverläufe von  $i_n$  ebenfalls weder Harmonische noch Gleichanteile auf.

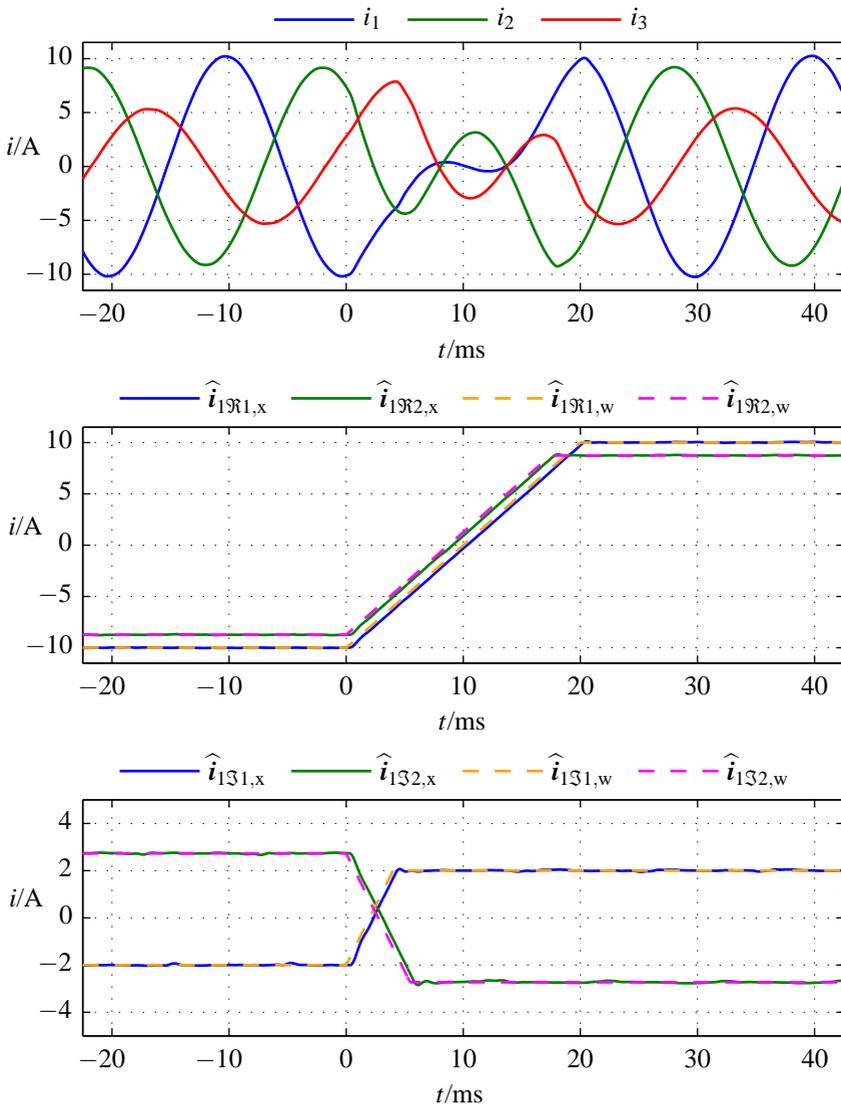


Abbildung 7.3: Sollwertsprung von  $\underline{i}_{+1,w} = (-8 + j0)\text{A}$  und  $\underline{i}_{-1,w} = (-2 - j2)\text{A}$  auf  $\underline{i}_{+1,w} = (8 + j0)\text{A}$  und  $\underline{i}_{-1,w} = (2 + j2)\text{A}$

## 7.2 Einprägung von Strömen mit Grundschwingung und Harmonischen

Um die zusätzliche Einprägung von harmonischen Strömen zu demonstrieren, wird der Werteverlauf in Abb. 7.4 dargestellt. Im oberen Bildbereich werden als Messgrößen für die Stromzustandsschätzung die Phasenströme  $i_n$  dargestellt. Der mittlere Bildbereich zeigt die Real- und Imaginärteile der Stromistwertverläufe der ersten Phase für die Grundschwingung  $\hat{i}_{1\Re 1,x}$  und  $\hat{i}_{1\Im 1,x}$  sowie für die fünfte Harmonische  $\hat{i}_{5\Re 1,x}$  und  $\hat{i}_{5\Im 1,x}$ . Im unteren Bildbereich werden die Real- und Imaginärteile der Stromistwertverläufe der zweiten Phase für die Grundschwingung  $\hat{i}_{1\Re 2,x}$  und  $\hat{i}_{1\Im 2,x}$  sowie für die fünfte Harmonische  $\hat{i}_{5\Re 2,x}$  und  $\hat{i}_{5\Im 2,x}$  abgebildet. Zum Zeitpunkt  $t = 0$  ms erfolgt ein Sollwertsprung im Mitsystem für die fünfte Harmonische von  $\underline{\dot{i}}_{+5,w} = (-2 + j0)A$  auf  $\underline{\dot{i}}_{+5,w} = (2 + j0)A$ . Der Stromsollwert des Mitsystems für die Grundschwingung wird konstant bei  $\underline{\dot{i}}_{+1,w} = (5 + j0)A$  gehalten. Der Sollwertsprung erfolgt ohne Anstiegsbegrenzung. Dies führt zu einem stärkeren Überschwingen der Realteile Stromistwerte für die fünften Harmonischen  $\hat{i}_{5\Re 1,x}$  und  $\hat{i}_{5\Re 2,x}$ . Zusätzlich werden auch die Imaginärteile der Stromistwerte für die fünften Harmonischen  $\hat{i}_{5\Im 1,x}$  und  $\hat{i}_{5\Im 2,x}$  beeinflusst. Dieser Effekt ist jedoch dem unbegrenzten Anstieg der Stromsollwerte und nicht der Zustandsschätzung zuzuordnen, da ansonsten auch die Verläufe der Grundschwingung ab dem Zeitpunkt  $t = 0$  ms eine ausgeprägte Abweichung aufweisen müssten. Diese These wird auch durch den Vergleich der Regelgrößen mit den Verläufen der Phasenströme  $i_n$  im oberen Bildbereich gestützt.

Bei der oszilloskopierten Darstellung der Phasenspannung  $u_1$  und der Phasenströme  $i_n$  in Abb. 7.5 liegt als Stromsollwert für das Mitsystem der Grundschwingung  $\underline{\dot{i}}_{+1,w} = (0 + j6,5)A$  und für das Mitsystem der fünften Harmonischen  $\underline{\dot{i}}_{+5,w} = (3 + j0)A$  an. Die Abbildung bestätigt die Umsetzung der getrennten Stromsollwerte für die Stromregelung von Grundschwingung und Harmonischer nach Abb. 5.2. Die Stromsollwertvorgabe  $\underline{\dot{i}}_{+1,w} = (0 + j6,5)A$  führt zur Aufnahme kapazitiver Blindströme bzw. Einspeisung induktiver Blindströme für die Grundschwingung. Die Stromsollwertvorgabe  $\underline{\dot{i}}_{+5,w} = (3 + j0)A$  führt nach der Definition in Gl. (2.9) zu einem Verlauf der fünften Harmonischen in Phase zur Grundschwingung der Spannungen  $u_n$ . In Überlagerung mit den Blindströmen der Grundschwingung führt dies im Gegensatz zum Beispiel des oberen Bildbereichs in Abb. 7.4 zu einem Versatz in Bezug auf die Grundschwingung

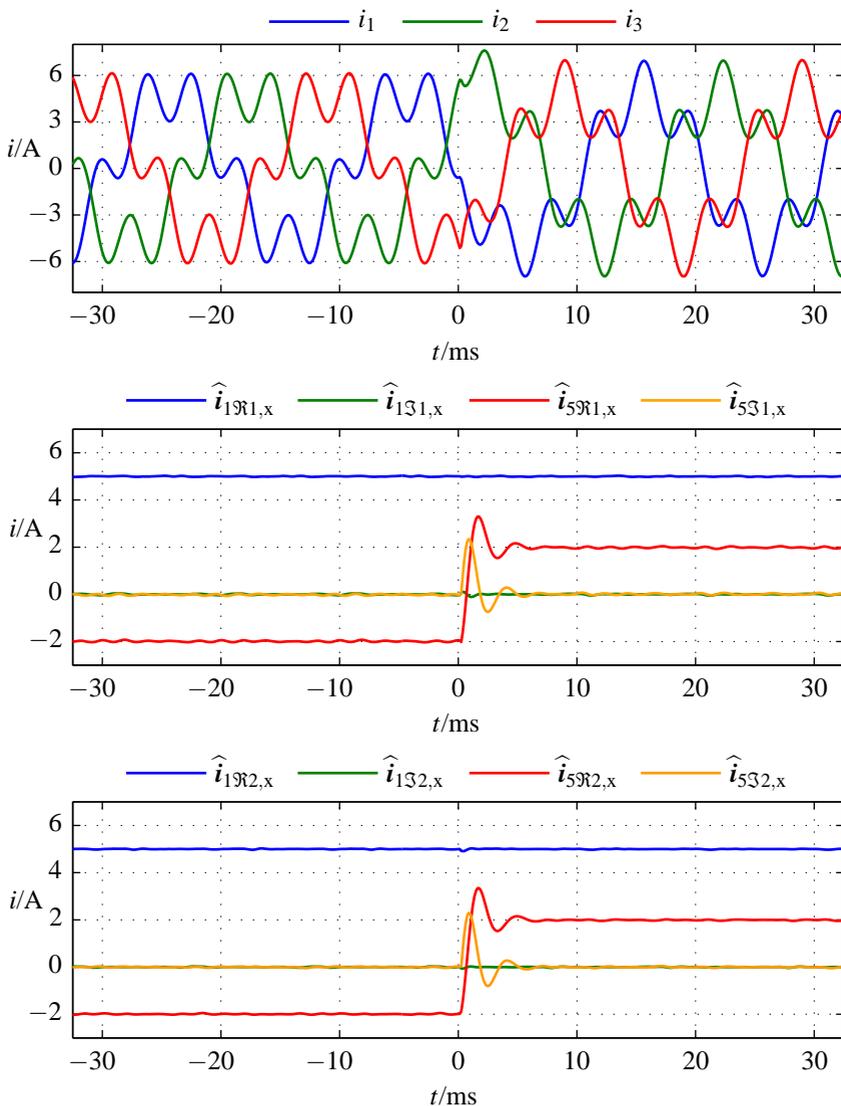


Abbildung 7.4: Sollwertsprung von  $\underline{i}_{+5,w} = (-2 + j0)\text{A}$  auf  $\underline{i}_{+5,w} = (2 + j0)\text{A}$  bei konstantem Grundschwingungssollwert  $\underline{i}_{+1,w} = (5 + j0)\text{A}$

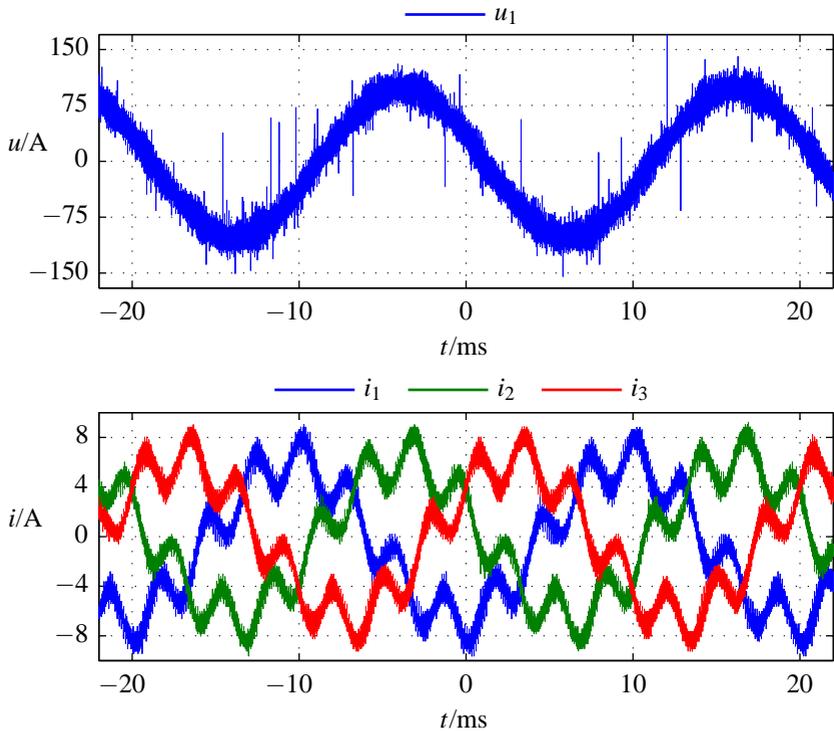


Abbildung 7.5: Oszilloskopierte Phasenspannung  $u_1$  und Phasenströme  $i_n$  mit  $\underline{i}_{+1,w} = (0 + j6,5)A$  und  $\underline{i}_{+5,w} = (3 + j0)A$

des Phasenstroms. Die Einprägung einer zusätzlichen Harmonischen führt in der oszilloskopierten Darstellung der Phasenströme  $i_n$  zu keiner Erhöhung der schaltfrequenten Wechselteile. Dieser optische Eindruck wird ebenfalls anhand der Messergebnisse des Leistungsmessgeräts in Abschnitt 7.3 überprüft.

Als abschließendes Beispiel eines Werteverlaufs der Signalverarbeitung aus dem Laborversuch wird als Sonderfall Abb. 7.6 vorgestellt. Die Aufteilung der Bildbereiche erfolgt entsprechend Abb. 7.4. Der obere Bildbereich ist den Strommesswerten  $i_n$  vorbehalten. Mittlerer und unterer Bildbereich stellen die Verläufe der geschätzten Stromzustandsvektoren als komplexe Amplitudenwerte für die Grundschwingung und für eine Harmonische der beiden geregelten Phasen

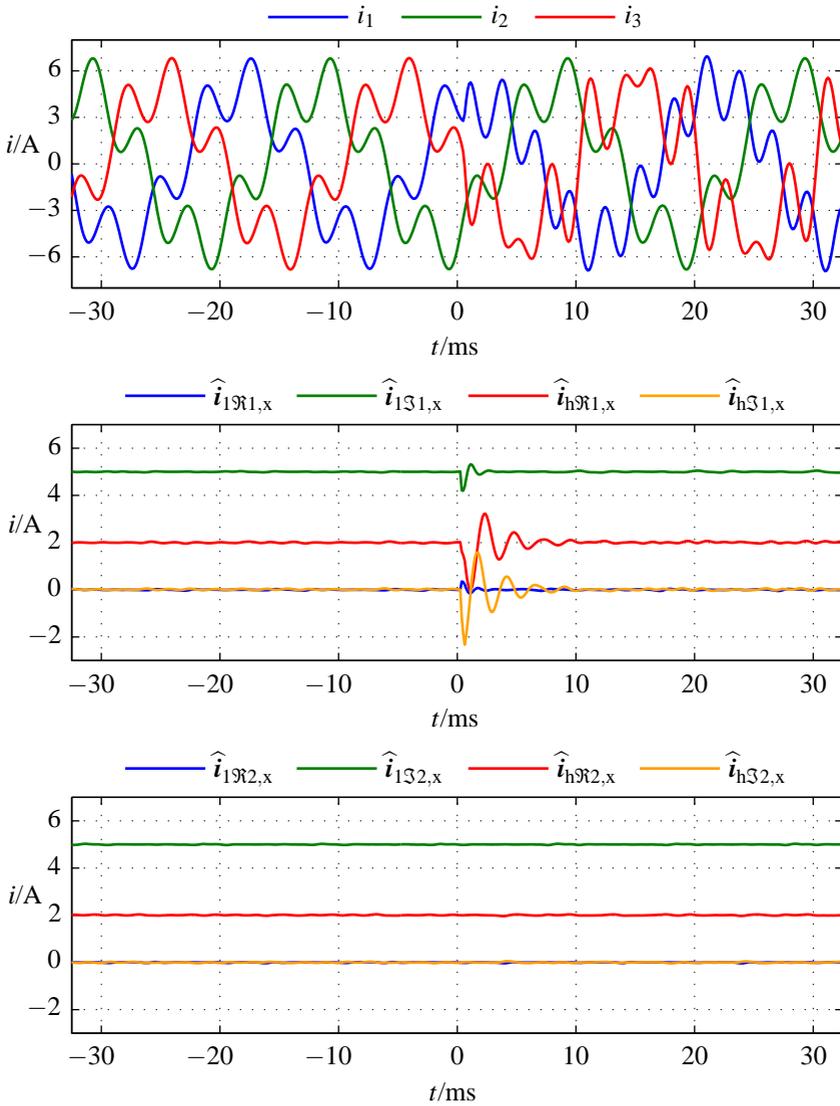


Abbildung 7.6: Änderung der Winkelgeschwindigkeit  $h\omega$  des Filters für  $i_1$  von der 5. auf die 7. Harmonische bei konstanten Sollwerten

dar. Die Stromsollwertvorgabe liegt bei  $\hat{i}_{+1,w} = (0 + j5)A$  für die Grundschiwingung und  $\hat{i}_{+h,w} = (2 + j0)A$  für die Harmonische. Zum Zeitpunkt  $t = 0$  wird in der ersten Phase die Winkelgeschwindigkeit der Harmonischen  $5\omega$  des Kalman Filters in Abb. 4.5 und der Stromregelung in Abb. 5.2 auf  $7\omega$  erhöht. Somit wird die Grundschiwingung im Stromverlauf von  $i_1$  mit der siebten Harmonischen und von  $i_2$  mit der fünften überlagert. Aufgrund des nicht angeschlossenen Neutralleiters resultiert der Stromverlauf  $i_3$  aus den beiden geregelten Phasen. Der Eingriff in die Winkelgeschwindigkeit des Streckenmodells und der Stromregelung führt zunächst zu einer Sollwertabweichung von  $\hat{i}_{7\Re 1,x}$  und  $\hat{i}_{7\Im 1,x}$ , die von der Stromregelung ausgeregelt werden kann. Eine im Vergleich deutlich geringere Sollwertabweichung erfährt auch die Grundschiwingung mit  $\hat{i}_{1\Re 1,x}$  und  $\hat{i}_{1\Im 1,x}$ . Ob dies aufgrund einer Ungenauigkeit der Zustandsschätzung oder durch eine Regelabweichung verursacht wird, lässt sich anhand dieser Darstellung nicht abschließend bewerten. Die Stabilität der Stromregelung wird hierdurch zu keinem Zeitpunkt beeinträchtigt und führt nach einem Einschwingvorgang zum vorgegebenen Stromverlauf von  $i_1$ . Die Verläufe der geschätzten Stromzustandsvektoren der zweiten Phase im unteren Bildbereich in Abb. 7.6 werden durch den Wechsel der Winkelgeschwindigkeit in der ersten Phase im mittleren Bildbereich nicht beeinflusst.

### 7.3 Störaussendungsverhalten

Um das Störaussendungsverhalten des Stromrichters zu analysieren, wird ein Präzisions-Leistungsmessgerät mit jeweils vier Messkanälen für die Spannungen und Ströme verwendet (s. Abschnitt 6.5). Die Analyse des Frequenzspektrums der Stromverläufe von  $i_1$  wird in Abb. 7.7 für vier unterschiedliche stationäre Betriebspunkte dargestellt. Die Abszissen zeigen die  $h$ -te Ordnung der Harmonischen von  $h = 1, 2, \dots, 40$ . Gleichanteile können von den fehlerkompensierten Strommesszangen des Leistungsmessgeräts nicht gemessen werden. Auf den Ordinaten ist in logarithmischer Darstellung das prozentuale Verhältnis der Amplitude der  $h$ -ten Harmonischen  $i_h$  zur Amplitude der Grundschiwingung  $i_1$  aufgetragen. In der Teilabb. 7.7a wird das Frequenzspektrum bei einer konstanten Sollwertvorgabe von  $\hat{i}_{+1,w} = (10 + j0) A$  dargestellt. Die fünfte Harmonische ist hierbei mit einem Wert im unteren einstelligen Promillebereich am stärksten ausgeprägt. Die Frequenzanalyse bestätigt den Eindruck der oszilloskopierten und abgetasteten Messergebnisse, dass ein nahezu sinusförmiger Verlauf der Grundschiwingung erreicht wird. Erwartungsgemäß weisen die Harmonischen geradzahligter Ordnung im Vergleich

zu ihren benachbarten mit ungerader Ordnung geringere Amplituden auf. In der Teilabb. 7.7b wird die Sollwertvorgabe auf  $\underline{i}_{+1,w} = 7 \text{ A}$  für das Mitsystem geändert und ein Gegensystem mit  $\underline{i}_{-1,w} = 3 \text{ A}$  hinzugefügt. Dies hat zur Folge, dass die Amplitude der Stromsollwertvorgabe der ersten Phase mit der Vorgabe in Teilabb. 7.7a identisch ist. Bei dem Betriebspunkt kann gezeitigt werden, dass

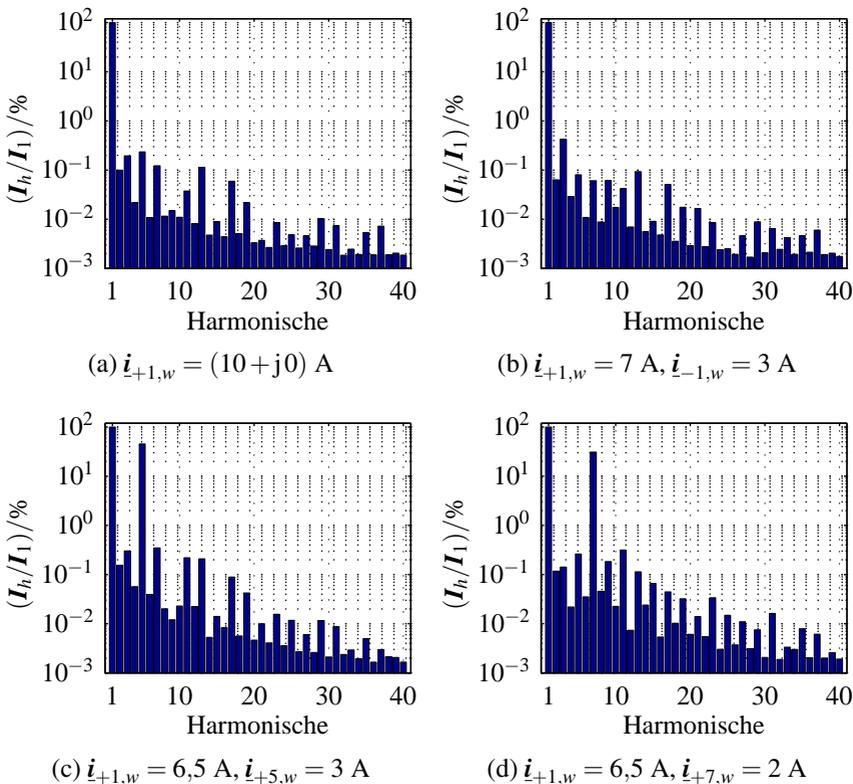


Abbildung 7.7: Frequenzanalysen der Stromverläufe von  $i_1$  bei ausgewählten stationären Betriebspunkten

mit einem zusätzlichen Gegensystem keine signifikante Verschlechterung des Frequenzspektrums entsteht. Die Anteile der Harmonischen mit Ordnungen eines Vielfachen von Drei steigen im Vergleich zu einem reinem Mitsystem an. Zudem ist die Ausprägung der geradzahigen Ordnungen leicht erhöht.

Das Frequenzspektrum bei der Stromsollwertvorgabe einer zusätzlichen fünften Harmonischen wird in Teilabb. 7.7c dargestellt. Hierbei wird die Stromsollwertvorgabe für das Mitsystem der Grundschiwingung  $\dot{i}_{+1,w} = 6,5 \text{ A}$  um ein Mitsystem mit  $\dot{i}_{+5,w} = 3 \text{ A}$  ergänzt. Anhand des Frequenzspektrums kann gezeigt werden, dass der zusätzliche Sollwert von  $\dot{i}_{+5,w} = 3 \text{ A}$  mit einem Verhältnis der Amplitude zur Grundschiwingung von 46,1 % umgesetzt wird. Die präzise Umsetzung der Sollwertvorgaben kann anhand des Frequenzspektrums, das nur über eine geringe Anhebung der Harmonischen im Hundertstel bis zum unteren einstelligen Promillebereich verfügt, nachgewiesen werden. Dieses Messergebnis wird ebenfalls durch ein weiteres Beispiel in Teilabb. 7.7d gestützt. Hierbei wird die siebte Harmonische im Mitsystem vorgegeben mit  $\dot{i}_{+7,w} = 2 \text{ A}$ . Diese zeigt im Verhältnis zur Grundschiwingung im Frequenzspektrum einen Anteil von 30,6 % und führt bei den umliegenden Ordnungen ebenfalls nur zu einer Anhebung im Hundertstel bis zum unteren einstelligen Promillebereich.

In Abb. 7.8 wird das Ergebnis einer automatisierten Messreihe zur Bestimmung des THD der Stromverläufe von  $i_1$  mit dem Präzisions-Leistungsmessgerät vorgestellt. Die Werte des THD setzen sich entsprechend der Gl. (6.6) zusammen. Während der automatisierten Messung wird alle fünf Sekunden ein neuer Stromsollwert  $\dot{i}_{1\Re 1,w} + j\dot{i}_{1\Im 1,w}$  vorgegeben. Nachdem der Stromsollwert jeweils für vier Sekunden anliegt, wird der aktuelle Betriebspunkt als stationär betrachtet und der THD-Wert aus dem Leistungsmessgerät abgefragt. Mit den blauen Balken werden die Ergebnisse der in dieser Arbeit vorgestellten Amplitudenwertregelung mit geschätzten Zustandsvektoren dargestellt. Die Ergebnisse einer Vergleichsregelung werden mit roten Balken unterlagert. Hierbei wird eine Stromregelung im rotierenden Koordinatensystem verwendet. Die zugehörige Auslegung erfolgt nach dem Betragsoptimum. Die Methode zur Vorsteuerung der Spannung am Anschlusspunkt für die Vergleichsregelung ist identisch mit derjenigen für die Amplitudenwertregelung. Das Vergleichsverfahren zur Regelung der Grundschiwingung im Mitsystem verfügt darüber hinaus über keine zusätzlichen Optimierungen des Störaussendungsverhaltens. Bei dieser Herangehensweise geht es nicht darum, eine quantitative Bewertung zwischen zwei Stromregelverfahren durchzuführen. Hiermit soll gezeigt werden, dass das Störaussendungsverhalten der vorgestellten Amplitudenwertregelung aus qualitativer Sicht mit einem Standardverfahren verglichen werden kann.

Aus den Ergebnissen der Messreihen in Abb. 7.8 lässt sich daher ableiten, dass es bei keinem stationären Betriebspunkt zu einer Verschlechterung des Störaussendungsverhaltens bei der vorgestellten Amplitudenwertregelung kommt. Während über einen weiten Betriebspunktbereich die THD-Werte unter 5 % liegen,

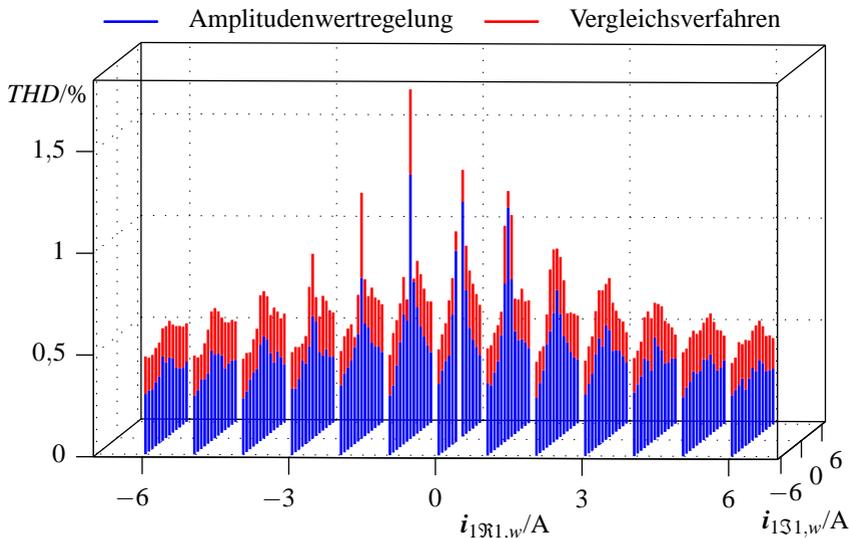


Abbildung 7.8: Automatisierte THD-Messreihe von  $i_1$

steigen für beide Verfahren bei kleineren Stromsollwerten die THD-Werte an.

## 7.4 Verhalten der Parameternachführung

Die Verwendung automatisierter Messreihen bietet sich ebenfalls dazu an, das Verhalten der Parameternachführung bei unterschiedlichen Betriebspunkten im Laborversuch zu untersuchen. Der experimentell bestimmte Verlauf der Parameternachführung wird in der Abb. 7.9 gezeigt. Mit Teilabb. 7.9b wird mit der grünen Linie der Verlauf der einzelnen Stromsollwertvorgaben für die erste Phase  $i_{1\Re 1, w} + j i_{1\Im 1, w}$ , die als blaue Punkte gekennzeichnet werden, beschrieben. Hiervon weichen der erste Betriebspunkt der automatisierten Messreihe mit einer roten Markierung und der letzte Betriebspunkt mit einer magenta Markierung ab. Ein neuer Stromsollwert wird alle fünf Sekunden während der automatisierten Messung vorgegeben. Nachdem der Stromsollwert jeweils für vier Sekunden anliegt, wird der aktuelle Betriebspunkt als stationär betrachtet und den Werten der nachgeführten Parameter  $\tilde{R}_{F1}$  und  $\tilde{L}_{F1}$  zugeordnet. Die nachgeführten Parameter führen zu einer Minimierung der Regelabweichungen für den

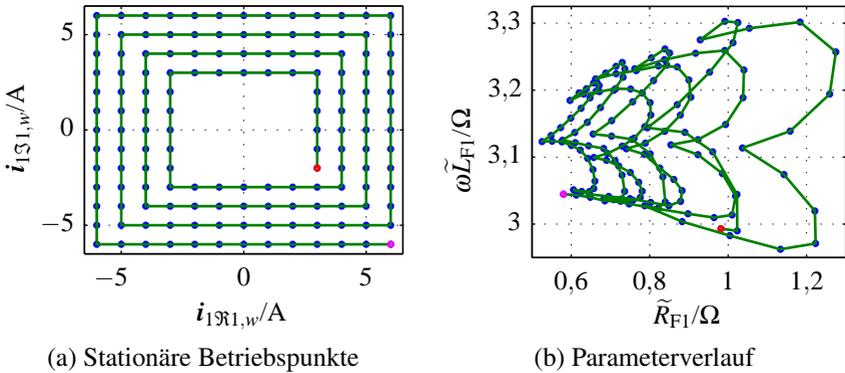


Abbildung 7.9: Experimentell bestimmter Verlauf der Parameternachführung

jeweiligen Betriebspunkt. Sie entsprechen jedoch nicht unmittelbar den realen Bauteilwerten des Netzfilters  $R_{F1}$  und  $L_{F1}$ . In der Teilabb. 7.9b werden die resultierenden Parameterwerte den Sollwertvorgaben gegenübergestellt. Hierbei lässt sich beobachten, dass der Parameterverlauf als eine konforme Abbildung der Stromsollwertvorgabe angenähert werden kann. Für Sollwertvorgaben gegen  $i_{1\Re 1,w} + j i_{1\Im 1,w} = 0$  A bewegen sich die resultierenden Parameter gegen unendlich. In diesem Betriebsbereich empfiehlt es sich, die Parameternachführung zu deaktivieren und konstante Streckenparameter vorzugeben. Für Stromsollwertvorgaben gegen unendlich nähern sich die resultierenden Parameter  $\tilde{R}_{F1}$  und  $\tilde{L}_{F1}$  dem Bereich der realen Bauteilwerte des Netzfilters  $R_{F1}$  und  $L_{F1}$  an.



# 8

## Zusammenfassung

In dieser Arbeit wird ein neuartiges Regelverfahren für selbstgeführte Stromrichter zur Stromeinspeisung der Grundschiwingung und Harmonischen im Mit- und Gegensystem am nicht-idealen dreiphasigen Energieversorgungsnetz vorgestellt. Für die schnelle phasenweise Bestimmung orthogonaler Komponenten für die Netzspannungen und Ströme werden Kalman Filter als Zustandsschätzer verwendet. Die Zustandsschätzung der Ströme, getrennt nach Grundschiwingung und Harmonischen, erfolgt ohne einen zusätzlichen Transformationsschritt direkt in zeitveränderlichen komplexen Amplitudenwerten. Die hohe Dynamik des Filterentwurfs ermöglicht, die geschätzten komplexen Amplitudenwerte der Ströme in einem geschlossenen Regelkreis als Istwerte zu verwenden. Die Regelung von Grundschiwingung und Harmonischen erfolgt dabei vollständig getrennt. Die Realisierung von Mit- und Gegensystemen in den Stromverläufen erfolgt durch Anpassung der phasenweisen Sollwertvorgaben. Von Beginn an werden mögliche nicht-ideale Bedingungen des Netzes in die Entwicklung des Verfahrens eingebunden. Um Veränderungen der Streckenparameter zu berücksichtigen, die im Streckenmodell des Kalman Filters zur Stromvektordentifikation hinterlegt sind, ist eine Parameternachführung implementiert. Um das Störaussendungsverhalten des Stromrichters - abgesehen von der gezielten Einspeisung zur Elimination von Harmonischen in der Netzspannung - möglichst gering zu halten, erfolgt eine Analyse der Netzspannung auf das phasenweise Verhalten der Grundschiwingungen, ausgewählter Harmonischer und etwaiger Gleichanteile sowie eine anschließende Vorsteuerung.

Im Rahmen dieser Arbeit wurde das Konzept für ein neuartiges Regelverfahren entwickelt, die zugehörigen analytischen Betrachtungen erarbeitet und experimentell in einem Laborversuch validiert. Für den Laborversuch wurde ein Prüfstand für Netzstromrichter aufgebaut und in Betrieb genommen. Hierfür wurde als Prüfling ein Versuchs-Stromrichter aus Vorarbeiten übernommen und für den spezifischen Anwendungsfall weiterentwickelt. Um einen identischen Aufbau der Regelungsalgorithmen innerhalb der Simulationsumgebung und der Signalverarbeitung des Prüfstands zu gewährleisten, wurde eine automatische Codegenerierung verwendet. Mit Hilfe eines Präzisions-Leistungsmessgeräts konnten die Versuchsergebnisse überprüft werden.

Die Ergebnisse der Funktionstests und Messungen der vorgestellten Stromregelung sind äußerst vielversprechend und positiv. Gleichzeitig wird im Vergleich zum Stand der Technik ein sehr umfassender Ansatz gewählt, bei dem eine Vielzahl aktueller Herausforderungen an die Netzstromregelung adressiert werden. Das vorgestellte Stromregelungsverfahren ist trotzdem auf konzeptioneller Ebene einzuordnen. Der Vergleich der Dynamik und des Verhaltens mit anderen Verfahren steht noch aus. Ziel dieser Arbeit ist es, neue Wege bei der Entwicklung von Netzstromregelungen aufzuzeigen. Hierbei wird eine alternative Methode zu den Verfahren aus den Bereichen der Maschinenregelung verfolgt, um den Herausforderungen zukünftiger Energieversorgungsnetze gerecht zu werden. Aus diesem Grund steht auch der innovative Gesichtspunkt im Vordergrund, um folgende Arbeiten mit den neuartigen Ansätzen zu inspirieren. Gleichzeitig ist es auch wichtig, dass für die Anwendung des Regelverfahrens keine speziellen Stromrichter benötigt werden. Bei ausreichend verfügbarer Rechenleistung der Signalverarbeitung können auch die Regelungen in bestehenden Anlagen nachgerüstet werden. Zusätzlich könnten die Ansätze auch für hybride Filter interessant sein und zur Beruhigung von Filterschwingungen in Netzbereichen mit einem hohen Anteil verteilter Erzeugungsanlagen beitragen.

---

**A**

**Anhang**

## A.1 Abkürzungsverzeichnis

AC	Alternating Current
AD	Analog-Digital
DC	Direct Current
DSP	Digitaler Signalprozessor
ETI	Elektrotechnisches Institut
FFT	Fast Fourier Transformation
FPGA	Field Programmable Gate Array
HGÜ	Hochleistungs-Gleichstrom-Übertragung
HMK	Hochleistungs Modulator Karte
I/O	Input/Output
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
IKT	Informations- und Kommunikationstechnik
KIT	Karlsruher Institut für Technologie
LMG	Leistungsmessgerät
MMS	Mensch-Maschine-Schnittstelle
MSPS	Mega Samples Per Second
p.u.	per unit
PC	Personal Computer
PLL	Phase Locked Loop
THD	Total Harmonic Distortion
USB	Universal Serial Bus

## A.2 Formelzeichenverzeichnis

### Regelgrößen und Streckenparameter

$C_{DC}$	Zwischenkreiskapazität
$i_n$	Phasenstrom (Momentanwert)
$\hat{i}_n$	Zeitveränderlicher komplexer Amplitudenwert des Phasenstroms $i_n$
$\hat{i}_{1n}$	Zeitveränderlicher komplexer Amplitudenwert der Grundschiwingung des Phasenstroms $i_n$
$\hat{i}_{hn}$	Zeitveränderlicher komplexer Amplitudenwert der h-ten Harmonischen des Phasenstroms $i_n$
$\widehat{\hat{i}}_{1n,x}$	Geschätzter zeitveränderlicher komplexer Amplitudenwert der Grundschiwingung des Phasenstroms $i_n$
$\widehat{\hat{i}}_{1\Re n,x}$	Realteil des geschätzten, zeitveränderlichen und komplexen Amplitudenwerts der Grundschiwingung des Phasenstroms $i_n$
$\widehat{\hat{i}}_{1\Im n,x}$	Imaginärteil des geschätzten, zeitveränderlichen und komplexen Amplitudenwerts der Grundschiwingung des Phasenstroms $i_n$
$\widehat{\hat{i}}_{hn,x}$	Geschätzter zeitveränderlicher komplexer Amplitudenwert der h-ten Harmonischen des Leiterstroms $i_n$
$\widehat{\hat{i}}_{h\Re n,x}$	Realteil des geschätzten, zeitveränderlichen und komplexen Amplitudenwerts der h-ten Harmonischen des Phasenstroms $i_n$
$\widehat{\hat{i}}_{h\Im n,x}$	Imaginärteil des geschätzten, zeitveränderlichen und komplexen Amplitudenwerts der h-ten Harmonischen des Phasenstroms $i_n$
$\hat{i}_{1n,w}$	Zeitveränderlicher komplexer Amplitudensollwert der Grundschiwingung des Phasenstroms $i_n$
$\hat{i}_{1\Re n,w}$	Realteil des zeitveränderlichen komplexen Amplitudensollwerts der Grundschiwingung des Phasenstroms $i_n$
$\hat{i}_{1\Im n,w}$	Imaginärteil des zeitveränderlichen komplexen Amplitudensollwerts der Grundschiwingung des Phasenstroms $i_n$
$\hat{i}_{hn,w}$	Zeitveränderlicher komplexer Amplitudensollwert der h-ten Harmonischen des Phasenstroms $i_n$
$\hat{i}_{h\Re n,w}$	Realteil des zeitveränderlichen komplexen Amplitudensollwerts der h-ten Harmonischen des Phasenstroms $i_n$
$\hat{i}_{h\Im n,w}$	Imaginärteil des zeitveränderlichen komplexen Amplitudensollwerts der h-ten Harmonischen des Phasenstroms $i_n$
$\hat{i}_{+1,w}$	Stromsollwertvorgabe für das Mitsystem der Grundschiwingung
$\hat{i}_{-1,w}$	Stromsollwertvorgabe für das Gegensystem der Grundschiwingung

$\underline{i}_{+h,w}$	Stromsollwertvorgabe für das Mitsystem der Harmonischen
$\underline{i}_{-h,w}$	Stromsollwertvorgabe für das Gegensystem der Harmonischen
$I_N$	Nennstrom
$m_C$	Anzahl gemittelter Werte für die Unterdrückung von Gleichanteilen in den Stromverläufen
$m_f$	Anzahl gemittelter Werte bei der Frequenznachführung
$m_Z$	Anzahl gemittelter Werte bei der Parameternachführung
$u_{APn}$	Netzspannung am Anschlusspunkt (Momentanwert)
$u_{APn}^+$	Vorgesteuerte Netzspannung am Anschlusspunkt (Momentanwert)
$u_{APFn}$	Stromrichterausgangsspannung (Momentanwert)
$u_{APFn,s}$	Stellgröße der Stromrichterausgangsspannung (Momentanwert)
$u_{DC}$	Zwischenkreisspannung
$u_{DCn,s}$	Stellgröße zur Unterdrückung von Gleichanteilen
$u_{Fn}$	Drosselspannung (Momentanwert)
$\underline{u}_{Fn,s}$	Spannung über dem Netzfilter als zeitveränderlicher komplexer Amplitudenwert
$\underline{u}_{1Fn,s}$	Spannung über dem Netzfilter als zeitveränderlicher komplexer Amplitudenwert der Grundschwingung
$u_{1F\Re n,s}$	Realteil des zeitveränderlichen komplexen Amplitudenwerts der Spannungsstellgröße der Grundschwingung über dem Netzfilter
$u_{1F\Im n,s}$	Imaginärteil des zeitveränderlichen komplexen Amplitudenwerts der Spannungsstellgröße der Grundschwingung über dem Netzfilter
$u_{hFn,s}$	Spannung über dem Netzfilter als zeitveränderlicher komplexer Amplitudenwert der h-ten Harmonischen
$u_{hF\Re n,s}$	Realteil des komplexen Amplitudenwerts der Spannungsstellgröße der h-ten Harmonischen über dem Netzfilter
$u_{hF\Im n,s}$	Imaginärteil des komplexen Amplitudenwerts der Spannungsstellgröße der h-ten Harmonischen über dem Netzfilter
$u_k$	Kurzschlussspannungsverhältnis
$U_N$	Netzennspannung
$u_{N0}$	Verlagerungsspannung
$\varphi_{1uin}$	Grundschwingungsphasenverschiebung zwischen Leiterspannung $\underline{u}_{1n}$ und Leiterstrom $\underline{i}_{1n}$
$\theta_n$	Grundschwingungsphasenwinkel des Spannungsvektors $\underline{u}_{1n}$

$R_{Fn}$	Filterwiderstand
$\tilde{R}_{Fn}$	Nachgeführter Ersatz-Filterwiderstand
$L_{Fn}$	Filterinduktivität
$\tilde{L}_{Fn}$	Nachgeführte Ersatz-Filterinduktivität
$V_{IC}$	Integralverstärkung für die Unterdrückung von Gleichanteilen in den Stromverläufen
$V_{If}$	Integralverstärkung der Netzfrequenznachführung
$V_{IZ}$	Integralverstärkung der Parameternachführung

### Zustandsraum

$\underline{\Phi}$	Transitionsmatrix (zeitdiskret)
$\underline{A}$	Transitionsmatrix (zeitkontinuierlich)
$\underline{B}$	Eingangsmatrix (zeitdiskret)
$\underline{B}_t$	Eingangsmatrix (zeitkontinuierlich)
$\underline{C}$	Messmatrix
$\underline{e}$	Eingangsvektor
$\underline{K}$	Kalman-Verstärkung
$\underline{L}$	Systemrauschmatrix (zeitdiskret)
$\underline{L}_t$	Systemrauschmatrix (zeitkontinuierlich)
$\underline{u}$	Zustandsvektor einer Spannung
$\underline{v}$	Systemrauschen
$\underline{w}$	Messrauschen
$\underline{x}$	Zustandsvektor
$\hat{\underline{x}}$	Zustandsvektor (geschätzt)
$\underline{x}^*$	Zustandsvektor (vorhergesagt)
$\underline{y}$	Ausgangsvektor
$\underline{y}^*$	Ausgangsvektor (vorhergesagt)

### Stochastische Prozesse

$E$	Erwartungswert
$\hat{P}$	Filter-Kovarianzmatrix
$P^*$	Prädiktions-Kovarianzmatrix
$\underline{Q}$	Kovarianzmatrix Systemrauschen
$\underline{R}$	Kovarianzmatrix Messrauschen

### **Frequenzen und Zeitkonstanten**

$f$	Netzfrequenz
$f_s$	Schaltfrequenz
$f_{\text{Samp}}$	Abtastrate AD-Wandler
$T_s$	Zeitkonstante der Signalverarbeitung
$T_t$	Zeitkonstante der Totzeit

### **Grenzkennwerte**

$I_C$	Kollektorstrom [DC]
$I_{CE}$	Kollektorstrom [1ms]
$I_F$	Durchlassstrom [DC]
$I_{FM}$	Durchlassstrom [1ms]
$V_{CES}$	Kollektor-Emitter Spannung
$V_{GES}$	Gate-Emitter Spannung

## A.3 Abbildungsverzeichnis

1.1	Gerätetechnisches Blockschaltbild . . . . .	3
2.1	Grundschwingungsvektoren der Spannungen und Ströme sowie die resultierenden komplexen Amplitudenwerte . . . . .	9
2.2	Selbstgeführter Netzstromrichter . . . . .	11
2.3	Ersatzschaltbild der Stromrichteranwendung zur Verdeutlichung von Störgröße, Stromregelstrecke und Stellglied . . . . .	12
2.4	Ersatzschaltbild der Stromrichteranwendung zur Beschreibung der Stromregelstrecken bei unsymmetrischen Betriebsmitteln . . . . .	15
2.5	Phasenweise Stromregelstrecken mit komplexen Amplitudenwerten bei einem dreiphasigen unsymmetrischen Betriebsmittel . . . . .	17
2.6	Kalman Filter und Zustandsraumnormalform . . . . .	20
3.1	Zeitdiskreter Oszillator . . . . .	24
3.2	Filter für die Spannungsvektordetektion der Grundschwungung . . . . .	27
3.3	Filter für Grundschwungung, Harmonische und DC-Anteil . . . . .	29
3.4	Simulierter Verlauf der Phasenspannung (obere Grafik) mit der Aufspaltung in eine geschätzte Kosinus- und Sinuskomponente sowie der Amplitude für die Grundschwungung (mittlere Grafik) und für die 5. Harmonische (untere Grafik) . . . . .	31
3.5	Nachführung der Netzfrequenz . . . . .	34
4.1	Einphasige Darstellung des Netzfilters als zeitkontinuierliche Stromregelstrecke mit komplexen Amplitudenwerten . . . . .	38
4.2	Zeitkontinuierliches Streckenmodell des Netzfilters im Zustandsraum . . . . .	39
4.3	Stromvektoridentifikation der Grundschwungung . . . . .	42
4.4	Signalflussplan der Parameternachführung . . . . .	44
4.5	Stromvektoridentifikation mit Trennung der Grundschwungung und einer harmonischen Komponente der Ordnungszahl $h$ . . . . .	47
4.6	Simulierter Zeitverlauf des Bezugswinkels (obere Grafik), der Kalman Verstärkung für die Grundschwungung (mittlere Grafik) sowie für die fünfte Harmonische (untere Grafik) . . . . .	50
5.1	Stromregelungen der Phasen ( $n = 1,2,3$ ) mit den zugehörigen Signalverarbeitungs-komponenten . . . . .	53

5.2	Stromregelung mit Trennung der Grundschiwingung und einer harmonischen Komponente . . . . .	55
5.3	Signalflussplan der Parallelstruktur zur Unterdrückung von Gleichanteilen in den Stromverläufen . . . . .	57
6.1	Laborprüfstand . . . . .	62
6.2	Leistungsteil <i>Kompaktstromrichter</i> [26] mit IGBT-Modul (unterhalb des Kühlkörpers), Gate-Unit (oben), Zwischenkreiskondensatoren, Entladeschaltung und Stromerfassung (unten) . . . . .	63
6.3	Signalverarbeitung . . . . .	65
7.1	Sollwertsprung von $\underline{i}_{+1,w} = (-10 + j0)A$ auf $\underline{i}_{+1,w} = (10 + j0)A$ bei einer Sollwertanstiegsbegrenzung von 1 kA/s . . . . .	72
7.2	Oszilloskopierte Phasenspannung $u_1$ und Phasenströme $i_n$ mit $\underline{i}_{+1,w} = (10 + j0)A$ . . . . .	74
7.3	Sollwertsprung von $\underline{i}_{+1,w} = (-8 + j0)A$ und $\underline{i}_{-1,w} = (-2 - j2)A$ auf $\underline{i}_{+1,w} = (8 + j0)A$ und $\underline{i}_{-1,w} = (2 + j2)A$ . . . . .	76
7.4	Sollwertsprung von $\underline{i}_{+5,w} = (-2 + j0)A$ auf $\underline{i}_{+5,w} = (2 + j0)A$ bei konstantem Grundschiwingungssollwert $\underline{i}_{+1,w} = (5 + j0)A$ . . . . .	78
7.5	Oszilloskopierte Phasenspannung $u_1$ und Phasenströme $i_n$ mit $\underline{i}_{+1,w} = (0 + j6,5)A$ und $\underline{i}_{+5,w} = (3 + j0)A$ . . . . .	79
7.6	Änderung der Winkelgeschwindigkeit $h\omega$ des Filters für $i_1$ von der 5. auf die 7. Harmonische bei konstanten Sollwerten . . . . .	80
7.7	Frequenzanalysen der Stromverläufe von $i_1$ bei ausgewählten stationären Betriebspunkten . . . . .	82
7.8	Automatisierte THD-Messreihe von $i_1$ . . . . .	84
7.9	Experimentell bestimmter Verlauf der Parameternachführung . . . . .	85

## A.4 Tabellenverzeichnis

4.1	Parameter des simulierten Zeitverlaufs in Abb. 4.6 . . . . .	50
6.1	Übersicht der Versuchsparameter . . . . .	61
6.2	Datenblattauszug des IGBT-Moduls MG25Q6ES50 (Höchstgrenzen bei 25°C Umgebungstemperatur) . . . . .	64

## A.5 Literaturverzeichnis

- [1] SPÄTH, H.: A general purpose definition of active current and non-active power based on German standard DIN 40110. In: *Electrical Engineering* 89 (2007), Nr. 3, S. 167–175. – ISSN 0948–7921
- [2] BERNET, S. ; BRÜCKNER, T.: *Selbstgeführte Stromrichter am Gleichspannungszwischenkreis: Funktion, Modulation und Regelung*. Berlin : Springer Vieweg, 2012. – ISBN 978–3–540–68861–7
- [3] NUSS, U.: *Hochdynamische Regelung elektrischer Antriebe*. Berlin and Offenbach : VDE-Verl., 2010. – ISBN 978–3–8007–3218–0
- [4] LISERRE, M ; DELL’AQUILA, A. ; BLAABJERG, F.: An overview of three-phase voltage source active rectifiers interfacing the utility. In: *Power Tech Conference Proceedings, IEEE Bologna, Italy* Bd. 3, 2003, S. 284–291
- [5] REYES, M. ; RODRIGUEZ, P. ; VAZQUEZ, S. ; LUNA, A. ; TEODORESCU, R. ; CARRASCO, J. M.: Enhanced Decoupled Double Synchronous Reference Frame Current Controller for Unbalanced Grid-Voltage Conditions. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 27 (2012), Nr. 9, S. 3934–3943
- [6] LISERRE, M. ; TEODORESCU, R. ; BLAABJERG, F.: Multiple harmonics control for three-phase grid converter systems with the use of PI-RES current controller in a rotating frame. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 21 (2006), Nr. 3, S. 836–841
- [7] KRASSELT, P.: *Optimale Netzverträglichkeit von Gleichstrom-Schnellladesystemen durch aktive Netzbeeinflussung*, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Institut für Elektroenergiesysteme und Hochspannungstechnik, Diss., 2016
- [8] AHMED, K. H. ; MASSOUD, A. M. ; FINNEY, S. J. ; WILLIAMS, B. W.: Sensorless modified adaptive kalman filter for current control of a three-phase inverter based distributed generation. In: *ISIE 2008 - IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Cambridge, United Kingdom*, 2008, S. 1592–1597
- [9] CLOS, G.: *Blindleistungskompensation mit dem Direktumrichter*, Universität Karlsruhe, Elektrotechnisches Institut, Diss., 1983

- [10] WALDMANN, H.: *Koordinatentransformationen bei der Mehrgrößenregelung von Wechsel- und Drehstromsystemen*, TU Braunschweig, Diss., 1997
- [11] GOLESTAN, S. ; MONFARED, M. ; FREIJEDO, F. D. ; GUERRERO, J. M.: Dynamics Assessment of Advanced Single-Phase PLL Structures. In: *IE-EE Transactions on Industrial Electronics* 60 (2013), Nr. 6, S. 2167–2177
- [12] B. BURGER, A. ENGLER: Fast Signal Conditioning in Single Phase Systems. In: *EPE 2001, Graz, Austria - the 9th European Conference on Power Electronics and Applications* (2001)
- [13] GOLESTAN, S. ; JOORABIAN, M. ; RASTEGAR, H. ; ROSHAN, A. ; GUERRERO, J. M.: Droop based control of parallel-connected single-phase inverters in D-Q rotating frame. In: *Industrial Technology, 2009. ICIT 2009. IEEE International Conference on*, 2009, S. 1–6
- [14] BOLSENS, B. ; DE BRABANDERE, K. ; VAN DEN KEYBUS, J. ; DRIESEN, J. ; BELMANS, R.: Model-based generation of low distortion currents in grid-coupled PWM-inverters using an LCL output filter. In: *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference*, 2004, S. 4616–4622
- [15] PRODANOVIC, M. ; DE BRABANDERE, K. ; VAN DEN KEYBUS, J. ; GREEN, T. ; DRIESEN, J.: Harmonic and reactive power compensation as ancillary services in inverter-based distributed generation. In: *Generation, Transmission & Distribution, IET* 1 (2007), Nr. 3, S. 432–438
- [16] SCHWAB, A. J. ; BÖRNICK, S.: *Elektroenergiesysteme: Erzeugung, Transport, Übertragung und Verteilung elektrischer Energie*. Berlin : Springer, 2006. – ISBN 3–540–29664–6
- [17] KALMAN, R. E.: A New Approach to Linear Filtering and Prediction Problems. In: *Journal of Basic Engineering* 82 (1960), Nr. 1, S. 35
- [18] WENDEL, J.: *Integrierte Navigationssysteme: Sensordatenfusion, GPS und Inertiale Navigation*. 2., überarb. Aufl. München : Oldenbourg, 2011. – ISBN 978–3–486–70439–6
- [19] KIENCKE, U. ; SCHWARZ, M. ; WEICKERT, T.: *Signalverarbeitung: Zeit-Frequenz-Analyse und Schätzverfahren*. München : Oldenbourg Wissenschaftsverlag GmbH, 2008. – ISBN 9783486586688

- [20] PUENTE, F. ; KIENCKE, U. ; JÄKEL, H.: *Signale und Systeme*. München : Oldenbourg Wissenschaftsverlag GmbH, 2011. – ISBN 978–3–486–59748–6
- [21] KÖDER, M.: *Untersuchung eines optimierten Regelverfahrens für Netzstromrichter bei unsymmetrischen Spannungslagen*, Karlsruher Institut für Technologie, Elektrotechnisches Institut, Diplomarbeit, 2013
- [22] GOLESTAN, S. ; MONFARED, M. ; FREIJEDO, F. D. ; GUERRERO, Josep M.: Design and Tuning of a Modified Power-Based PLL for Single-Phase Grid-Connected Power Conditioning Systems. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 27 (2012), Nr. 8, S. 3639–3650
- [23] DE BRABANDERE, K. ; LOIX, T. ; ENGELEN, K. ; BOLSENS, B. ; VAN DEN KEYBUS, J. ; DRIESEN, J. ; BELMANS, R.: Design and Operation of a Phase-Locked Loop with Kalman Estimator-Based Filter for Single-Phase Applications. In: *IECON'06 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics, Conservatoire National des Arts & Metiers, Paris, France*, 2006, S. 525–530
- [24] WEIGOLD, J.: *Ein neues aufwandsarmes Verfahren zur hochdynamischen Stromregelung für permanenterregte Synchronmaschinen*, Universität Karlsruhe, Elektrotechnisches Institut, Diss., 2009
- [25] GRABHERR, P. ; KÖDER, M. ; WEISS, S. ; BRAUN, M.: A Novel Kalman Filter Supported Current Control Scheme for Grid Connected Power Converter Applications. In: *PCIM Asia 2014, Shanghai, People Republic of China*, 2014, S. 59–66
- [26] WEISS, S.: *Inbetriebnahme eines Prüfstands zur Untersuchung von Verfahren zur Stromregelung von Netzstromrichtern*, Karlsruher Institut für Technologie, Elektrotechnisches Institut, Master Thesis, 2013
- [27] WEBER, C.: *Entwicklung eines Netzzustands- und Leistungsanalysators*, Karlsruher Institut für Technologie, Elektrotechnisches Institut, Bachelor Thesis, 2012
- [28] KÄRCHER, T.: *Untersuchung zweier neuartiger Verfahren zur Stromregelung von Netzstromrichtern bei transienten und stationären Betriebszuständen*, Karlsruher Institut für Technologie, Elektrotechnisches Institut, Master Thesis, 2014

- [29] CALERO CORELLA, P.: *Untersuchung eines neuartigen Verfahrens zur Stromregelung und Parameterabschätzung von Netzstromrichtern*, Karlsruher Institut für Technologie, Elektrotechnisches Institut, Master Thesis, 2014
- [30] AXTMANN, C. ; BOXRIKER, M. ; BRAUN, M.: A Custom, High-Performance Real Time Measurement and Control System for Arbitrary Power Electronic Systems in Academic Research and Education. In: *EPE'16 ECCE Europe , Karlsruhe, Germany*, 2016
- [31] JENNI, F. ; WÜEST, D.: *Steuerverfahren für selbstgeführte Stromrichter*. VDF, 1995