

# Formaler Regelungsentwurf für netzfreundliche PFC-Ladegleichrichter unter Anwendung eines Netzbeobachters

M.Sc. Lukas Keuck, Dr.-Ing. Norbert Fröhleke und Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker

Universität Paderborn, Leistungselektronik und Elektrische Antriebstechnik, 33095 Paderborn, Deutschland

## Kurzfassung

Nichtlineare Lasten wie z.B. Lichtbogenöfen oder klassische Diodengleichrichter verzerren den Netzstrom erheblich. Abhilfe schaffen PFC-Gleichrichter, die mit Hilfe leistungselektronischer Maßnahmen einen weitgehend sinusförmigen Netzstrom ermöglichen. Die Regelung dieser PFC-Gleichrichter besteht meist aus Störgrößenaufschaltung, Stromregelung und überlagerter Spannungsregelung. In diesem Beitrag wird ein Netzbeobachter entworfen, der die Netzspannung prädiziert. Hiermit kann die Störgrößenaufschaltung verbessert werden.

## Abstract

Non-linear loads like arc furnaces or diode rectifiers draw non-sinusoidal currents from the mains. These deformed currents distort the mains voltage distinctly. Improvement can be achieved by PFC-rectifiers. The control system of PFC-rectifiers commonly consists of feedforward-, current and overlaid voltage control. In this paper a grid-observer is designed which allows to predict the mains voltage. With this predicted line voltage the feedforward control can be improved.

## 1 Einleitung

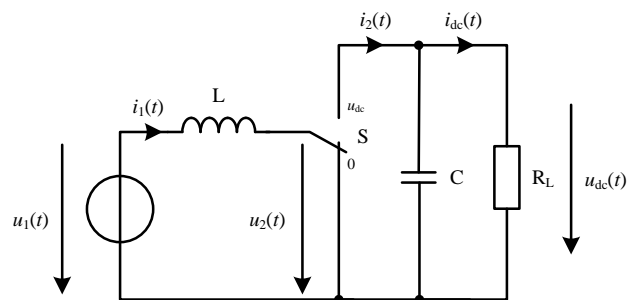
Moderne Hochleistungsladegleichrichter dürfen gemäß der Norm EN61000-3-2 nur dann mit dem öffentlichen Versorgungsnetz verbunden werden, wenn der Oberschwingungsgehalt des Aufnahmestroms in engen Grenzen gehalten wird. Klassische Diodengleichrichter mit Glättungskondensator werden aufgrund ihrer pulsartigen Netzströme dieser Anforderung nicht gerecht. Abhilfe schaffen netzfreundliche Gleichrichter mit Leistungsfaktorkorrektur, sogenannte PFC-Gleichrichter, die mit Hilfe leistungselektronischer Maßnahmen weitgehend sinusförmigen Netzstrom erreichen. Soll die Ausgangsspannung der Gleichrichterstufe höher sein als der Spitzenwert der Wechselspannung, kommt als PFC-Gleichrichter üblicherweise eine pulsweitenmodulierte Hochsetzsteller-Topologie zum Einsatz.

In der Literatur finden sich bereits vielfältige Regelungsentwürfe für derartige PFC-Gleichrichter. Meist kann deren Regelungsentwurf in drei Schritte unterteilt werden. Zunächst wird der Einfluss der Netzspannung auf den Eingangsstrom durch eine Störgrößenaufschaltung minimiert. Im zweiten Schritt wird eine Stromregelung entworfen, die für die überlagerte Spannungsregelung eine Stromführungsgröße als Stellgröße zur Verfügung stellt [1]. Für den Entwurf der Stromregelung wird in vielen Fällen von einer idealen Kompensation der Netzspannung ausgegangen. Bei genauerer Betrachtung fällt hingegen auf, dass der Störeinfluss der Netzspannung durch eine konventionelle Störgrößenaufschaltung nicht gänzlich vermieden wird und der Netzstrom in Folge dessen von der gewünschten Sinusform abweicht.

In diesem Beitrag wird ein Netzspannungsbeobachter entworfen, der mittels einer Spannungsprädiktion eine Verbesserung dieser Störgrößenaufschaltung ermöglicht.

## 2 Regelungsentwurf

Viele PFC-Gleichrichterstufen können im stromkontinuierlichen Betrieb auf die in **Bild 1** dargestellte vereinfachte Grundstruktur zurückgeführt werden, in der der eingangsseitige Brückengleichrichter nicht mehr auftritt. Ist die Kapazität  $C$  vergleichsweise groß, kann die Spannung  $u_{dc}(t)$  während einer Schaltperiodendauer als zeitlich konstant angenommen werden. Die Spannung  $u_1(t)$  ist bei konventionellen PFC-Stufen die gleichgerichtete Spannung des Versorgungsnetzes.



**Bild 1 - Grundstruktur einphasiger PFC-Stufen**

Die Regelung eines PFC-Gleichrichters ist üblicherweise digital auf Mikrocontrollern, FPGAs oder ASICs umgesetzt, die naturgemäß nur zu diskreten Zeitpunkten Werte erfassen und verarbeiten können. Wie in [4] beschrieben, lässt sich eine solche digitale Regelung exakt auslegen, wenn die Stellgröße des Reglers während der Regelungsperiodendauer  $T_C$  zeitlich konstant gehalten wird. Notwendig ist hierfür ein Modulationsverfahren, welches das Schaltelement  $S$  so ansteuert, dass die Oberschwingungen, die durch den Schaltvorgang resultieren, nach Ablauf der Periodendauer  $T_C$  ihren Nulldurchgang haben, sodass sie

zu den diskreten Zeitpunkten nicht erfasst werden. Lässt sich das EingangsfILTER, wie in Bild 1, durch eine Induktivität annähern, ist das in der Literatur [3] häufig zu findende „Regular Sampling“ gut geeignet. Es sei im Folgenden nur in Kurzform beschrieben.

## 2.1 Modulationsstrategie

Wird die Abtastung der Strommesswerte mit dem Trägersignal der PWM synchronisiert, werden die Oberschwingungen, die durch die Schalthandlungen des Schalters verursacht werden, nicht erfasst. Für die Veränderung des Stroms von einem Abtastzeitpunkt zum nächsten sind nur die Mittelwerte der Spannungen in diesem Zeitintervall relevant.

$$\begin{aligned}
 i_1((k+1)T_c) &= \frac{1}{L} \int_{kT_c}^{(k+1)T_c} [u_1(t) - u_2(t)] dt + i(kT_c) \\
 &= \frac{T_c}{L} [\bar{u}_1(kT_c) - \bar{u}_2(kT_c)] + i(kT_c)
 \end{aligned} \quad (1)$$

Die Aufgabe der Modulation besteht nun darin, den Schalter S so zu stellen, dass sich die gewünschte Spannung  $\bar{u}_2$  über die Zeit  $T_c$  gemittelt einstellt. Hierfür wird üblicherweise die gewünschte Spannung  $\bar{u}_2$  mit einem dreieckförmigen Trägersignal verglichen. Bei Verwendung einer PWM mit Regular Sampling wird die Regelung auf die Spitzenwerte des Trägersignals synchronisiert, sodass während einer Schaltperiodendauer  $T_s$  zwei zeitdiskrete Spannungswerte vorgegeben werden können.

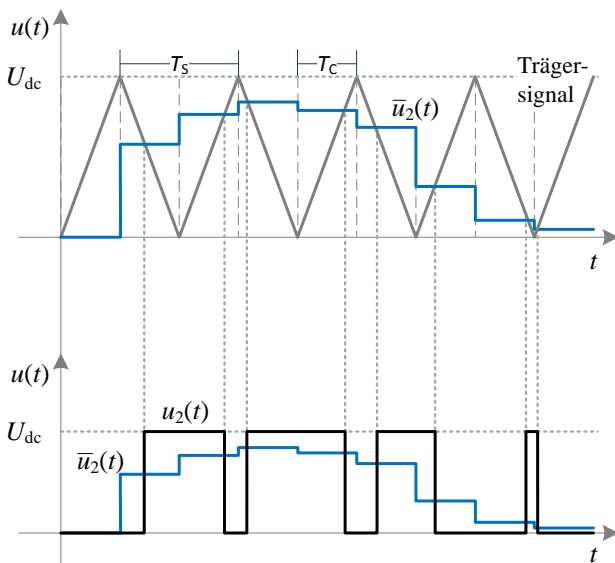


Bild 2 - PWM mit Regular Sampling [3]

Von nun an kann die PWM auf Grund des Regular-Sampling Ansatzes als Zero-Order-Hold angesehen werden. Der Stromverlauf  $i_1(t)$ , der sich zwischen den diskreten Zeitpunkten  $kT_c$  einstellt, wird somit von der Regelung ignoriert. Diese Tatsache ist jedoch verkraftbar, da die Regelung naturgemäß nicht in der Lage ist bzw. nicht die Aufgabe hat, die Oberschwingungen der PWM auszuregulieren.

## 2.2 Störgrößenaufschaltung

Um die Wirkungsweise der konventionellen Störgrößenaufschaltung zu untersuchen, wird wie zuvor von der in Bild 1 dargestellten Grundstruktur ausgegangen, welche nur im stromkontinuierlichen Betrieb des PFC-Gleichrichters gültig ist. Schaltungstechnisch sind jedoch die Mehrzahl der PFC-Gleichrichter so aufgebaut, dass der Strom  $i_1(t)$  keine negativen Werte annehmen kann, sodass in Bereichen geringen Stroms die vereinfachte Grundstruktur nicht gilt. Befindet sich der PFC-Gleichrichter in diesem Betriebsfall, müssen zusätzliche regelungstechnische Maßnahmen vorgenommen werden, auf die in diesem Beitrag jedoch nicht eingegangen wird.

Die folgenden Betrachtungen beschränken sich daher weiter auf den stromkontinuierlichen Betrieb des PFC-Gleichrichters, bei dem ein lineares Regelkreisverhalten angenommen werden darf. Unter dieser Voraussetzung können die einzelnen Vorgänge wie Störgrößenaufschaltung und Führungsverhalten separat untersucht werden und später superponiert werden. Im Folgenden wird die Störgrößenaufschaltung betrachtet.

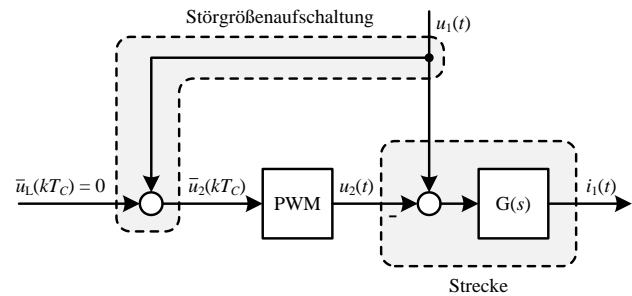
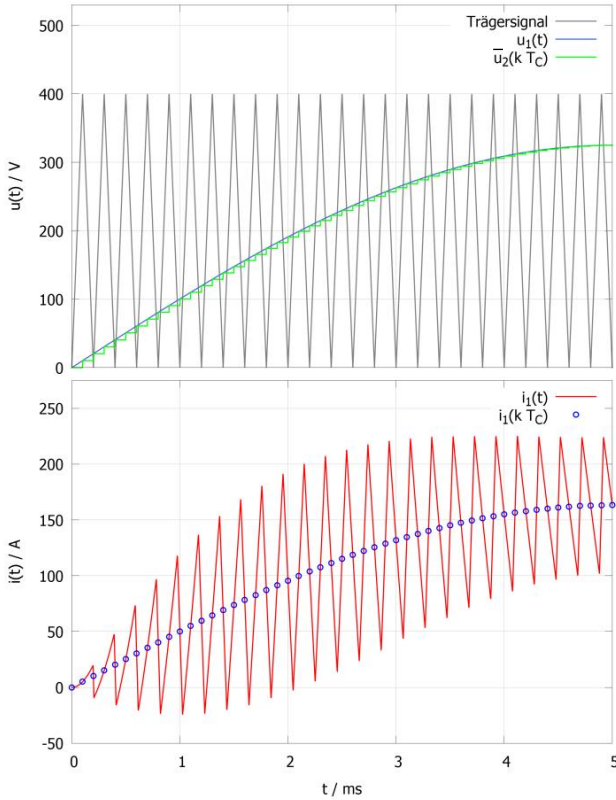


Bild 3 – Konventionelle Störgrößenaufschaltung

Um den Einfluss der Netzspannung auf den Stromverlauf  $i_1(kT_c)$  zu kompensieren, wird üblicherweise die Spannung zu den diskreten Zeitpunkten  $kT_c$  gemessen und für die nächste Periodendauer auf die Reglerausgangsgröße addiert. Mit Hilfe dieser Maßnahme soll der Einfluss der Netzspannung auf den Strom  $i_1$  minimiert, im Idealfall eliminiert werden, so dass der über die Vorgabe von  $\bar{u}_L(kT_c)$  wirkende Stromregler den Strom freizügig kontrollieren kann. Wie in Bild 3 dargestellt, wird hierfür die Netzspannung zu den Abtastzeitpunkten gemessen, auf die Reglerausgangsgröße addiert und im unmittelbaren Anschluss der PWM als Stellgröße zugeführt. Die Wirkung des Stromreglers wird hier ausgeklammert indem  $\bar{u}_L(kT_c) = 0$  angenommen wird. Das Resultat dieser Störgrößenaufschaltung kann Bild 4 entnommen werden. Wie zu erkennen, führt die Zero-Order-Hold Eigenschaft des Regular Sampling zu einer Phasenverschiebung zwischen tatsächlicher und kompensierter Netzspannung, die je nach Schaltfrequenz und Induktivitätswert  $L$  erheblichen Einfluss auf die Strom  $i_1$  haben kann. Bei einer idealen Störgrößenkompensation sollte sich der Strom bei Veränderung der Netzspannung nicht ändern, was bei weitem nicht der Fall ist. Bei der in Bild 4 dargestellte Simulation wurde eine Periodendauer von  $T_c = 100 \mu s$  und  $L = 100 \mu H$  gewählt.



**Bild 4 - Konventioneller Störgrößenaufschaltungsverlauf**

Dass der Strom  $i_1$  in Bild 4 teilweise seine Polarität wechselt, was im realen System so nicht auftritt, ist der abstrahierten linearen Modellierung und der Separation der Störgrößenaufschaltung vom Führungsverhalten geschuldet.

Es stellt sich nun die Frage, ob diese Situation mit einer geeigneten Maßnahme verbessert werden kann. Bei einer idealen Kompensation müsste statt des verzögerten Netzspannungsmomentanwerts der jeweilige Mittelwert der Netzspannung im betreffenden Regelungsintervall verzögerungsfrei aufgeschaltet werden, vgl. (1). Dabei darf die Netzspannung nicht als ideal sinusförmig angenommen werden, sondern man muss außerdem von signifikanten Oberschwingungsanteilen ausgehen. Dann bestimmt sich der gesuchte Mittelwert in einem Abtastintervall wie folgt:

$$\begin{aligned} \bar{u}_1(k T_c) &= \frac{1}{T_c} \int_{k T_c}^{T_c+k T_c} u_1(t) dt \\ &= \frac{1}{T_c} \int_{k T_c}^{T_c+k T_c} \sum_{i=1}^{\infty} U_{Hi} \sin(i \omega t + \varphi_{Hi}) dt \end{aligned} \quad (2)$$

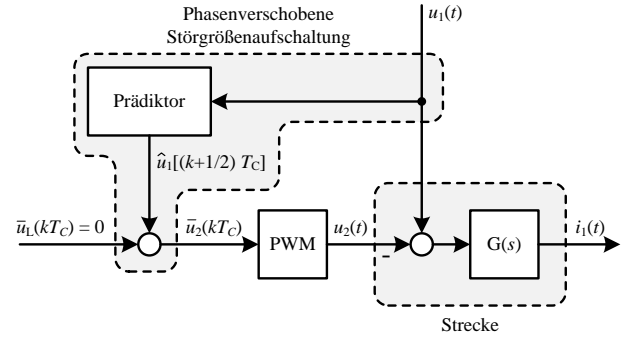
Nach einigen algebraischen Umformungen ergibt sich:

$$\bar{u}_1(k T_c) = \sum_{i=1}^{\infty} \frac{U_{Hi}}{i \omega T_c} 2 \sin\left(i \omega \left(k + \frac{1}{2}\right) T_c + \varphi_{Hi}\right) \sin\left(\frac{i \omega T_c}{2}\right) \quad (3)$$

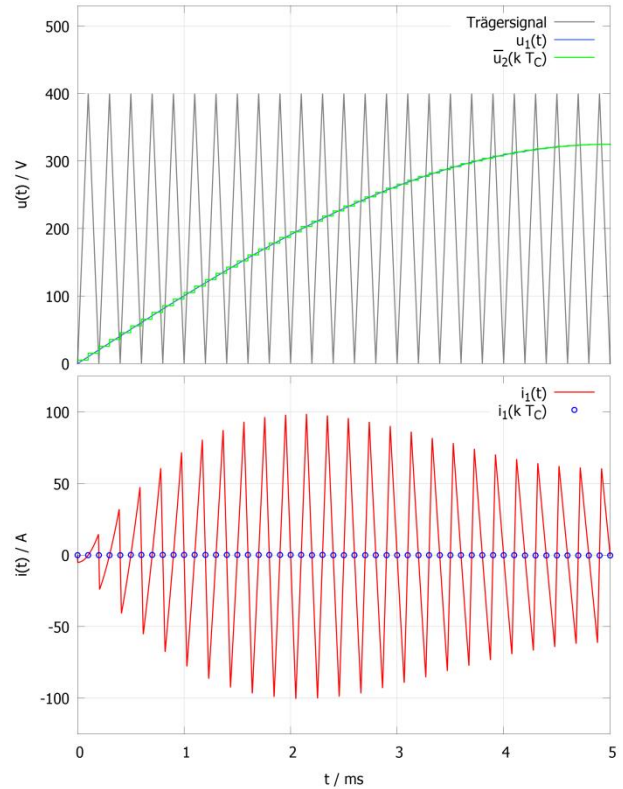
Im Regelfall ist die Periodendauer der Regelung  $T_c$  deutlich kleiner als die Periodendauer der relevanten Oberschwingungen, sodass in erster Näherung  $\sin\left(\frac{i \omega T_c}{2}\right) \approx \frac{i \omega T_c}{2}$  gilt. Hiermit lässt sich die Gleichung vereinfachen zu:

$$\bar{u}_1(k T_c) = \sum_{i=1}^{\infty} U_{Hi} \sin\left(i \omega \left(k + \frac{1}{2}\right) T_c + \varphi_{Hi}\right) \quad (4)$$

Der gesuchte Mittelwert ist also in erster Näherung der Spannungswert  $u_1(t)$ , der eine halbe Periodendauer  $\frac{T_c}{2}$  in der Zukunft liegt und demnach unbekannt ist. Könnte dieser Mittelwert für die Störgrößenaufschaltung verwendet werden, ergäbe sich der in **Bild 6** dargestellte Stromverlauf, bei dem die Netzspannung keinen Einfluss mehr hat. Wie in **Bild 5** dargestellt, wird für diese Störgrößenaufschaltung die prädierte Netzspannung verwendet.



**Bild 5 - Phasenverschobene Störgrößenaufschaltung**



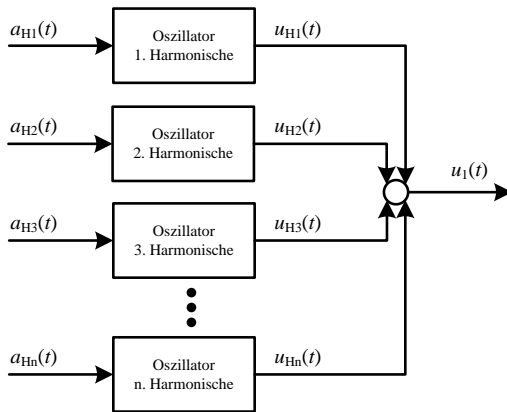
**Bild 6 - Phasenverschobener Störgrößenaufschaltungsverlauf**

Für die Realisierung dieser Störgrößenaufschaltung ist demnach eine Anordnung notwendig, die den zukünftigen Spannungswert  $u_1\left[\left(k + \frac{1}{2}\right) T_c\right]$  prädiert. Weiterhin ist es wünschenswert, etwaiges Messrauschen der Spannungsmessung zu filtern. Für diesen Zweck kann ein Netzspannungsbeobachter verwendet werden, dessen Entwurf im Folgenden beschrieben werden soll.

## 2.3 Netzspannungsbeobachter

Jeder Zustandsbeobachter besteht aus einem Modell der Strecke. Sieht man von Subharmonischen ab, kann die Spannung des öffentlichen Versorgungsnetzes aus einer Überlagerung von Grund- und Oberschwingungen rekonstruiert werden. Wie in **Bild 7** dargestellt, lässt sich dies durch eine Superposition der Ausgangswerte von Oszillatoren modellieren, die jeweils auf die ganzzahligen Vielfachen der Nennfrequenz abgestimmt sind.

In der Regel muss von einer Abweichung zwischen Netzfrequenz deren Nennfrequenz von unter 1 % ausgegangen werden. Für die folgenden Betrachtungen wird diese geringe Abweichung vernachlässigt. Befindet sich das Versorgungsnetz im stationären Zustand, kann von einer Anregung von  $a_{Hi}(t) = 0$  ausgegangen werden.



**Bild 7 - Modell des öffentlichen Versorgungsnetzes**

Die Oszillatoren aus Bild 7 können im Bildbereich durch die Übertragungsfunktion

$$G_{Hi}(s) = \frac{s}{s^2 + (i\omega)^2} \quad (5)$$

beschrieben werden. Für die Auslegung des Netzbeobachters wird die Übertragungsfunktion zunächst in die Zustandsraumdarstellung gebracht. Die Beobachtungsnormalform bietet sich hier besonders an, da durch ihre Anwendung die Oberschwingungen des Netzes als Zustandsgrößen erhalten bleiben und für weitere Anwendungen verwendet werden können.

$$\begin{aligned} \dot{x}_{Hi}(t) &= \begin{pmatrix} 0 & -(i\omega)^2 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} x_{Hi}(t) + \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} a_{Hi}(t) \\ u_{Hi}(t) &= (1 \ 0) x_{Hi}(t) \end{aligned} \quad (6)$$

Die Matrizen der Zustandsraumdarstellung (6) werden von nun an mit folgenden Symbolen abgekürzt:

$$\begin{aligned} \dot{x}_{Hi}(t) &= \mathbf{A}_{Hi} x_{Hi}(t) + \mathbf{B}_{Hi} a_{Hi}(t) \\ u_{Hi}(t) &= \mathbf{C}_{Hi} x_{Hi}(t) \end{aligned} \quad (7)$$

Einige Oberschwingungen des Versorgungsnetzes sind sehr gering ausgeprägt. Beispielsweise die 3. Harmonische und deren ganzzahlige Vielfache werden aufgrund des dreiphasigen Versorgungsnetzes zu großen Teilen unterdrückt. Ferner sind die von nichtlinearen Lasten verursachten geraden Harmonischen nur gering ausgeprägt, sodass auch deren Frequenzen in der Netzspannung kaum

feststellbar sind. Die 5. und 7. Harmonische hingegen sind deutlich in der Versorgungsspannung messbar. Im Folgenden wird daher beispielhaft ein Netzbeobachter für die Grundschwingung, die 5. und die 7. Harmonische entworfen. Hierfür werden drei Oszillatoren auf die Grundschwingung, die 5. und die 7. Harmonische abgestimmt. Die Superposition nach Bild 7 lässt sich durch Komposition der Teilmodelle (7) in einer gemeinsamen Zustandsraumdarstellung beschreiben:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= \begin{pmatrix} \mathbf{A}_{H1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{A}_{H5} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{A}_{H7} \end{pmatrix} x(t) + \begin{pmatrix} \mathbf{B}_{H1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{B}_{H5} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{B}_{H7} \end{pmatrix} a(t) \\ u_1(t) &= (\mathbf{C}_{H1} \ \mathbf{C}_{H5} \ \mathbf{C}_{H7}) x(t) \end{aligned} \quad (8)$$

Die Darstellung (8) wird für die weiteren Betrachtungen wiederum in der üblichen folgenden Kurzform geschrieben:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= \mathbf{A} x(t) + \mathbf{B} a(t) \\ u_1(t) &= \mathbf{C} x(t) \end{aligned} \quad (9)$$

Die Spannung  $u_1(t)$  lässt sich nur dann mit Hilfe eines Beobachters präzisieren, wenn die Zustandsraumdarstellung (9) das Kalman-Beobachtungskriterium erfüllt. Die Determinante der Beobachtbarkeitsmatrix  $\mathbf{Q}$  lässt sich bestimmen zu

$$\det(\mathbf{Q}) = -936404582400 \omega^{18} \neq 0 \quad (10)$$

sodass  $\mathbf{Q}$  vollen Rang besitzt und somit der gesamte Zustandsvektor  $x(t)$  beobachtbar ist.

Für praktische Realisierungen ist auch für den Netzbeobachter zu erwarten, dass seine Umsetzung zeitdiskret auf digitalen Rechenwerken geschieht. Für die Diskretisierung der Zustandsraumdarstellung (9) wird vorgegangen wie in [4] beschrieben.

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_d &= e^{\mathbf{A}T_0} \\ \mathbf{B}_d &= \left( \int_{\lambda=0}^{T_0} e^{\mathbf{A}\lambda} d\lambda \right) \mathbf{B} = \mathbf{A}^{-1}(\mathbf{A}_d - \mathbf{E}) \mathbf{B} \\ \mathbf{C}_d &= \mathbf{C} \end{aligned} \quad (11)$$

Die Lösung der Transitionsmatrix  $e^{\mathbf{A}T_0}$  darf hier als bekannt vorausgesetzt werden. Die Periodendauer  $T_0$  gibt das Zeitintervall zwischen den Abtastzeitpunkten des Beobachters an. Um den Spannungswert  $u_1 \left[ \left( k + \frac{1}{2} \right) T_C \right]$  zu präzisieren, darf die Periodendauer  $T_0$  maximal zu  $\frac{T_C}{2}$  gewählt werden. Die Netzspannung kann nun mit Hilfe der zeitdiskreten Zustandsraumdarstellung (12) modelliert werden. Die Größe  $z(k T_0)$  beinhaltet alle Störungen wie z.B. das Messrauschen und alle Oberschwingungen, die zwar in der Netzspannung enthalten, jedoch bei der Modellierung vernachlässigt worden sind.

$$\begin{aligned} x((k+1)T_0) &= \mathbf{A}_d x(kT_0) + \mathbf{B}_d a(kT_0) \\ u_1(kT_0) &= \mathbf{C}_d x(kT_0) + z(kT_0) \end{aligned} \quad (12)$$

Im stationären Betrieb kann davon ausgegangen werden, dass die Erregung der Oszillatoren  $a(k T_0) = 0$  ist. Da die Zustandsraumdarstellung (12) bekannt ist kann sie auf Rechenwerken in folgender Form implementiert werden:

$$\begin{aligned}\hat{x}((k+1)T_0) &= \mathbf{A}_d \hat{x}(kT_0) \\ \hat{u}_1(kT_0) &= \mathbf{C}_d \hat{x}(kT_0)\end{aligned}\quad (13)$$

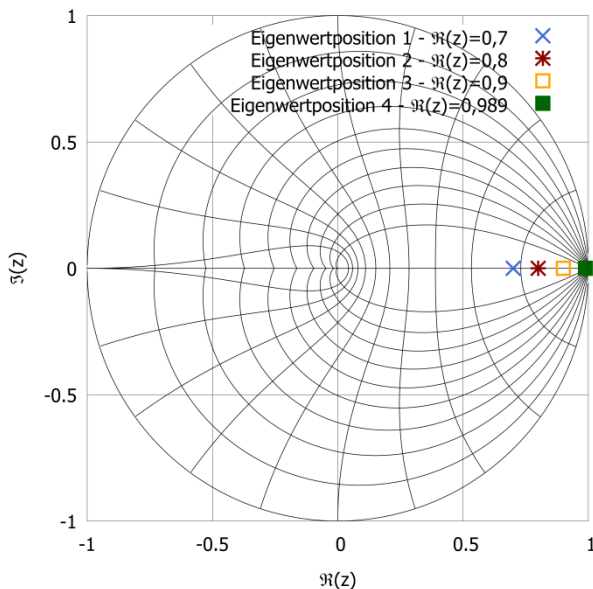
Der geschätzte Zustandsvektor  $\hat{x}(kT_0)$  ist jedoch von dem realen Zustandsvektor verschieden. Wird die geschätzte Spannung  $\hat{u}_1(kT_0)$  mit der realen Spannung  $u_1(kT_0)$  verglichen und über die Matrix  $\mathbf{L}$  auf das Modell zurück geführt, ergibt sich das Streckenmodell (14), welches in diesem Kontext auch Zustandsbeobachter genannt wird.

$$\begin{aligned}\hat{x}((k+1)T_0) &= \mathbf{A}_d \hat{x}(kT_0) + \mathbf{L} [u_1(kT_0) - \hat{u}_1(kT_0)] \\ \hat{u}_1(kT_0) &= \mathbf{C}_d \hat{x}(kT_0)\end{aligned}\quad (14)$$

Für den Fehler zwischen geschätztem Zustand und tatsächlich vorliegendem Zustand kann folgende Zustandsdifferenzgleichung aufgestellt werden.

$$\begin{aligned}e((k+1)T_0) &= \hat{x}((k+1)T_0) - x((k+1)T_0) \\ &= (\mathbf{A}_d - \mathbf{L} \mathbf{C}_d) e(kT_0) + \mathbf{L} z(kT_0) - \mathbf{B}_d a(kT_0)\end{aligned}\quad (15)$$

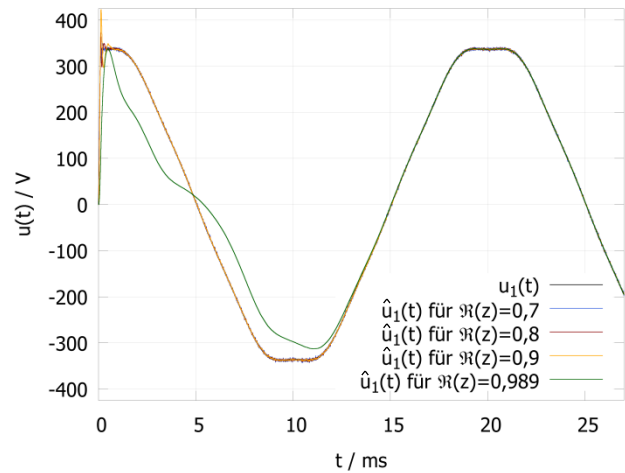
Die regelungstechnische Aufgabe besteht nun darin, die Rückführmatrix  $\mathbf{L}$  so zu wählen, dass der Schätzfehler  $e(kT_0)$  bei Vernachlässigung des Störeinflusses  $z(kT_0)$  und der Anregung  $a(kT_0)$  möglichst schnell gegen Null konvergiert. Hierfür müssen die Eigenwerte der  $\text{rix}(\mathbf{A}_d - \mathbf{L} \mathbf{C}_d)$  so nah wie möglich am Ursprung des Einheitskreises liegen. Im Allgemeinen kann jedoch nicht davon ausgegangen werden, dass sowohl Anregung als auch die Störgröße Null sind, sodass deren Einfluss auf den Schätzfehler bei der Eigenwertvorgabe berücksichtigt werden muss. Welche Position für die Eigenwerte optimal ist, hängt im Konkreten von vielen Gegebenheiten ab. In der folgenden Simulation wird für  $z(kT_0)$  von einem weißem gaußverteilterm Messrauschen mit einer Varianz von  $1V^2$  und einem Erwartungswert von  $0V$  ausgegangen.



**Bild 8 - Vergleichene Eigenwertpositionen**

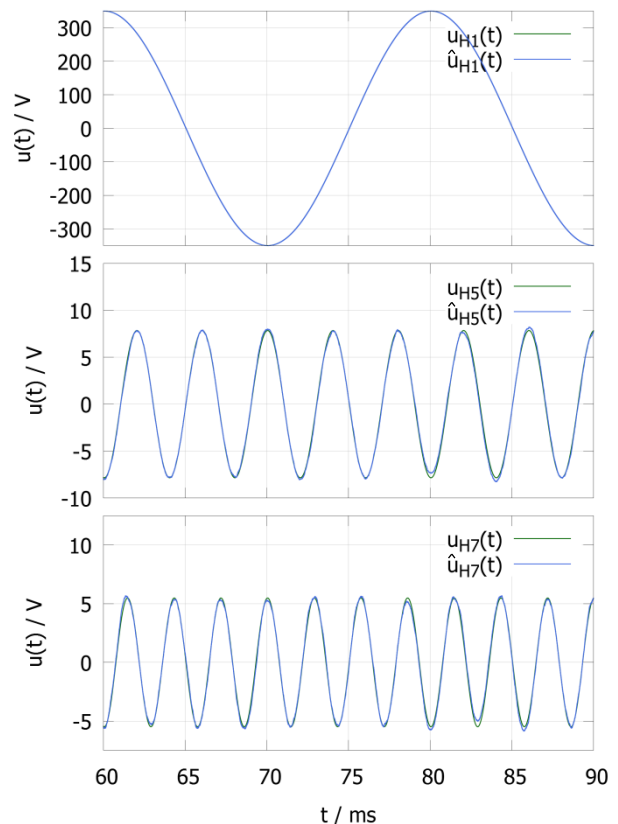
Um die Funktionalität des Messbeobachters zu demonstrieren, werden nun die in **Bild 8** dargestellten Eigenwerte vorgegeben und deren Auswirkung auf das Zeitverhalten

in **Bild 9** gezeigt. Wie erwartet konvergiert der Schätzfehler der Eigenwertposition 4 zwar am langsamsten, zeigt jedoch im Gegensatz zu den Eigenwertpositionen 1-3 ein vergleichsweise robustes Störverhalten.



**Bild 9 - Vergleich des Einschwingverhaltens**

Ein willkommener Nebeneffekt ist die Tatsache, dass der Beobachter die Oberschwingungen der Spannung  $u_1(t)$  als Elemente des Zustandsvektors  $\hat{x}(kT_0)$  implizit filtert. Sie stehen somit für weitere Anwendungen als Signalwerte zur Verfügung. In **Bild 10** werden die geschätzten Oberschwingungen mit den tatsächlich vorhandenen Oberschwingungen für die Eigenwertposition 4 verglichen.



**Bild 10 - Vergleich zwischen beobachteten und tatsächlichen Harmonischen**

Liegt ein Schätzwert des Zustandsvektors mit ausreichender Genauigkeit vor, kann die Netzspannung präzisiert werden und einer phasenverschobenen Störgrößenaufschaltung aus Bild 6 steht nichts mehr im Wege.

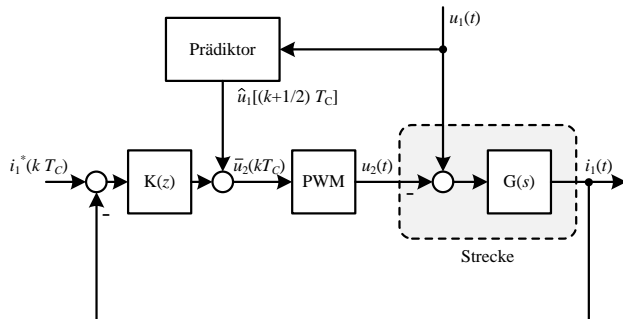
## 2.4 Stromregelung

Jetzt, da die Störgröße kompensiert ist, kann deren Einfluss als eliminiert angenommen werden, wohlwissend, dass etwaige Schätzfehler zu Störungen führen können. Die in **Bild 11** dargestellte Stromregelung kann nun wie ein üblicher digitaler Regelkreis entworfen werden. Hierfür wird zunächst die Strecke z-transformiert.

$$G(z) = \frac{T_c}{L} \frac{1}{z-1} \quad (16)$$

In vielen Fällen wird der Regelalgorithmus auf Mikrocontrollern implementiert, deren Berechnungszeit in der Größenordnung von  $T_c$  liegt. In diesen Fällen muss für den Regler eine zusätzliche Verzögerungszeit  $T_c$  berücksichtigt werden, die je nach Reglerauslegung erheblichen Einfluss auf die Regeldynamik haben kann. [3]

Wird der digitale Regelalgorithmus auf FPGAs bzw. ASICs umgesetzt, kann davon ausgegangen werden, dass mit Hilfe von Hardwaremultiplizierern die Berechnung der Stellgröße innerhalb von einigen Nanosekunden erfolgt, sodass die Verzugszeit womöglich nicht berücksichtigt werden muss. Als Nachteil muss hierfür allerdings eine zusätzliche Stellgrößenbeschränkung auf Grund der Verzögerung in Kauf genommen werden.



**Bild 11 - Regelungsstruktur der Stromregelung inkl. Störgrößenaufschaltung**

Durch die Anwendung eines P-Reglers  $K(z) = K$  kann die reelle Polstelle auf jede beliebige reelle Position platziert werden.

$$\frac{i_1(z)}{i_1^*(z)} = \frac{\frac{T_c K}{L}}{z-1 + \frac{T_c K}{L}} \quad (17)$$

Ob das vorgegebene Systemverhalten eingehalten wird, hängt maßgeblich davon ab, ob die Stellgrößenbeschränkung erreicht wird. Die Führungsgröße  $i_1^*(k T_c)$  steht nun der überlagerten Spannungsregelung als Stellgröße zur Verfügung. Auf deren Beschreibung wird in diesem Beitrag verzichtet.

## 3 Fazit

Dieser Beitrag präsentiert ein Optimierungskonzept für die Regelung von PFC-Ladegerichtern. Es wurde gezeigt, dass die übliche Störgrößenaufschaltung verbessert werden kann, indem anstatt des Momentanwerts der Netzspannung präzisierte Netzspannungswerte für die Störgrößenkompensation verwendet werden. Je nach Schaltfrequenz und Induktivitätswert  $L$  kann hiermit der Einfluss der Netzspannung auf den Stromverlauf  $i_1(t)$  erheblich reduziert werden. Um eine solche Störgrößenaufschaltung zu realisieren, wurde ein Netzspannungsbeobachter entworfen, der Schätzwerte zukünftiger Spannungswerte liefert. Ein willkommener Nebeneffekt ist, dass mit Hilfe des Beobachters die Oberschwingungen des Netzes implizit gefiltert werden und für weitere Anwendungen zur Verfügung stehen.

Der Rechenaufwand dieser Methode ist unstrittig größer als bei der Standardregelung, angesichts der dünn besetzten Matrizen des Prädiktors aber moderat, so dass sich dieses Verfahren auf künftigen PFC-Controllern durchaus realisieren lassen sollte.

## 4 Förderung und Betreuung

Dieser Tagungsbeitrag entstand im Rahmen des Innovationsprojektes *ReelaF*, gefördert mit Mitteln des Bundesministeriums für Bildung und Forschung (BMBF) „Intelligente Technische Systeme OstWestfalenLippe (it's OWL)“ und wird betreut vom Projektträger Karlsruhe (PTKA).

## 5 Literatur

- [1] Robert W. Erickson: Fundamentals of Power Electronics. 2<sup>nd</sup> Edition, Springer, 2001
- [2] Franklin, G. F., Powell, J. D. and Workman, M.: Digital Control of Dynamic Systems, 3<sup>rd</sup> Edition, Ellis-Kagle Press, 1998
- [3] Joachim Böcker: Can Oversampling Improve the Dynamics of PWM Controls? IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), Cape Town, South Africa, 2013
- [4] Föllinger, Otto: Lineare Abtastsysteme, 4. Auflage, R. Oldenbourg Verlag, München, 1990