

Verminderung der Netzurückwirkung und der lastseitigen Störaussendung eines leistungselektronischen Stellgliedes bei widerstandsbeheizten Elektrowärmeanlagen

Dr.-Ing. Wolfram Neuber, Technische Universität Bergakademie Freiberg, Institut für Elektrotechnik

1. Einleitung

In Elektrowärmeanlagen mit niederohmigen Heizwiderständen und hohen Anforderungen an die Güte der Temperaturregelung, wie sie typischerweise Kristallzüchtungsanlagen für Halbleiterwerkstoffe darstellen, wurden für die Heizungsregelungen fast ausschließlich primärseitige Stellglieder mit Phasenanschnittsteuerung der transformatorgespeisten Heizer eingesetzt. Das sichert zum Einen das schnelle und zum Anderen das verlustarme Stellen der Heizleistung über den elektrischen Steuerwinkel des Phasenanschnitts. Diesen vorteilhaften Eigenschaften stehen aber die starke Netzurückwirkung des phasenanschnittgesteuerten Thyristorstellgliedes mit niedrigem Leistungs- und Verschiebungsfaktor und größerer elektromagnetischer Störaussendung gegenüber. Aufgrund der überwiegend ohmschen Last des Stellgliedes treten besonders bei Teilaussteuerung steilflankige, nichtsinusförmige und lückende Stromverläufe ein- und ausgangsseitig auf, die die Quelle unterschiedlichster Störbeeinflussungen darstellen. Das Spektrum der Beeinflussungen reicht dabei von Verfälschung von Messgrößen über die Fehlfunktion bis zum Totalausfall von Anlagen bzw. Geräten.

2. Stand der Technik

Netzurückwirkungen, die beim Einsatz von leistungselektronischen Geräten im industriellen Bereich auftreten, werden im Allgemeinen solange toleriert, wie andere Systeme nicht gestört werden. Oft reicht es bereits aus, störende leistungsstarke Verbraucher durch einen eigenen Netzanschlusspunkt mit genügend hoher Kurzschlussleistung von stöempfindlichen Abnehmern zu entkoppeln [1]. Bei nicht mehr tolerierbaren Rückwirkungen sind drei grundsätzliche Lösungsansätze bekannt.

Die klassische Lösung besteht darin, passive Filterkreise (Saugkreise) für jede zu dämpfende Harmonische zusätzlich zu installieren. Nachteilig ist dabei, dass nur eine eingeschränkte und auf diskrete Frequenzen begrenzte Oberschwingungsdämpfung möglich ist und zusätzlich die Gefahr der Überkompensation des Grundwellenleistungsfaktors besteht [1, 2].

Eine deutlich bessere Unterdrückung der Oberwellenströme lässt sich mit aktiven und hybriden Filtern erreichen. Bei diesen werden Pulsstromrichter zur Erzeugung komplementärer Oberschwingungen herangezogen [3, 4, 5]. *Vorteilhaft* gegenüber den

passiven Filtern ist, dass sie dynamisch auf veränderte Oberwellenverhältnisse reagieren können. *Nachteilig* ist es grundsätzlich, zusätzliche und vor allem aufwändige Filter (passive oder aktive) einsetzen zu müssen.

Der Einsatz netzfreundlicher leistungselektronischer Geräte, deren Stromoberwellen auf tolerierbare Werte begrenzt sind, macht eine externe Kompensation der Oberwellen entbehrlich [6]. Dies wird bei Schaltnetzteilen durch die Korrektur des Leistungsfaktors (PFC) erreicht, die die Stromaufnahme aus dem Netz in annähernde Sinusform und in Phase mit der Spannung bringt. In der Antriebstechnik erfüllen dies gepulste Netzstromrichter mit einem speziellen Regelalgorithmus. Der Netzstrom bleibt dadurch in jedem Betriebszustand nahezu sinusförmig [6, 7]. Das im Folgenden vorgestellte Konzept verfolgt das Ziel, ein netzfreundliches Stellglied zu schaffen.

3. Neues Stellgliedkonzept zur Verringerung von Netzurückwirkung und Störaussendung

Ausgehend von dem eingangs beschriebenen Zustand lässt sich die Aufgabenstellung für eine Verbesserung der Stellgliedeigenschaften hinsichtlich Netzurückwirkung und Störaussendung bei einem einphasigen Stellglied im Leistungsbereich 5 bis 50 kW wie folgt formulieren:

- Ein- und Ausgangsstrom sollen nicht lücken, möglichst wenig verzerrt und möglichst wenig gegenüber der Grundwelle phasenverschoben sein.
- Bei den prinzipbedingten periodischen Schaltvorgängen soll die Sprunghöhe nur ein Bruchteil der stationären Amplitude betragen, die Flankensteilheit und die Schaltfrequenz sollen auf das notwendige Mindestmaß beschränkt sein.

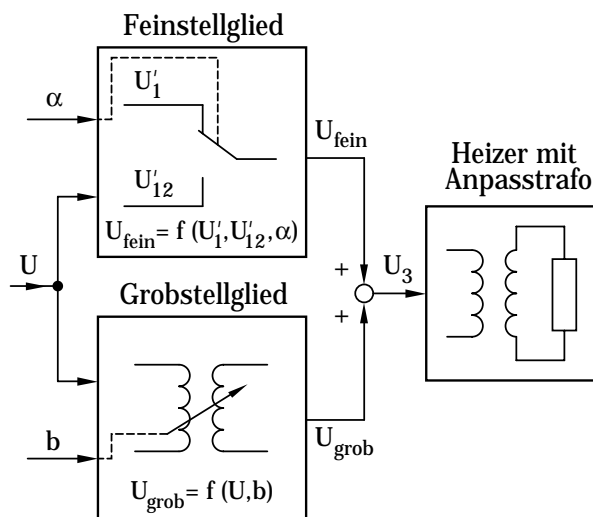


Bild 1: Prinzipschaltbild des Stellers

Ausgehend von den Bedingungen der Prozessführung beim Betrieb der Kristallzuchtanlagen, die darin bestehen, dass nach einem relativ kurzem Aufheizvorgang eine längere Phase mit konstanter Temperatur und damit konstanter Heizleistung bis zum Abfahren geregelt werden muss, besteht der Grundgedanke für die Reduzierung der Netzurückwirkung des Stellgliedes darin, die bisherige Funktion des Thyristorstellgliedes auf die Kombination zweier unterschiedlicher Stellglieder, ein relativ langsames aber lineares Grobstellglied (Transformator) und ein schnelles leistungselektronisches Feinstellglied (entsprechend Bild 1) auf-

zuteilen. Das dargestellte Feinstellglied ermöglicht im Gegensatz zum klassischen Thyristorstellglied mit Phasenanschnitt- bzw. Wellenpaketsteuerung [8], bei dem der Laststrom periodisch ein- und ausgeschaltet wird und damit lückt, den ununterbrochenen Stromfluss sowohl im Eingang als auch im Lastwiderstand. Dies wird

im Feinstellglied dadurch ermöglicht, dass ein elektronischer bidirektionaler Wechselschalter in jeder Netzspannungshalbperiode nacheinander zwei sich nur in der Amplitude unterscheidende Wechselspannungen in Abhängigkeit vom Steuerwinkel α über einen Zusatztransformator der Grobstellerausgangsspannung hinzufügt (Bild 2).

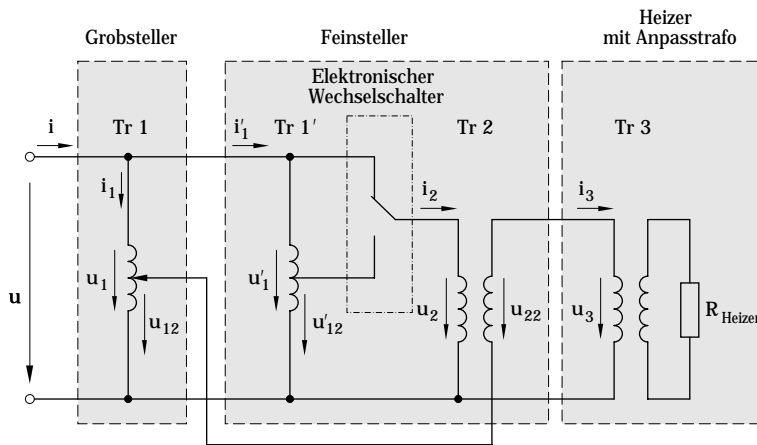


Bild 2: Ersatzschaltbild des Stellers

Durch den Einsatz abschaltbarer Ventile im Feinsteller eröffnet sich die Möglichkeit, den Steueralgorithmus hinsichtlich unterschiedlicher Kriterien zu optimieren. Zur Erreichung kapazitiver Steuerblindleistung ist ein Steueralgorithmus und damit eine Spannungszeitfunktion entsprechend Bild 3 anzuwenden. Um den Einfluss des Feinstellgliedes auf das Netz und die Last beurteilen

zu können, ist das Ersatzschaltbild der Gesamtanordnung, Bild 2, zu betrachten. Die Stellergrundfunktion wird über die Spannungsgleichung

$$u_3 = u_{22} + u_{12} \quad (1)$$

mit u_3 Primärspannung des Heizeranpasstrafos
 u_{22} der Feinstellerausgangsspannung und
 u_{12} der Grobstellerausgangsspannung

beschrieben. Effektivwerte der Spannungen und Ströme werden im Folgenden groß

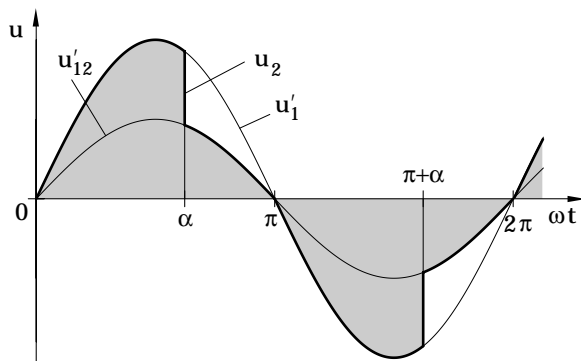


Bild 3: Zeitfunktion der Feinstellerspannung

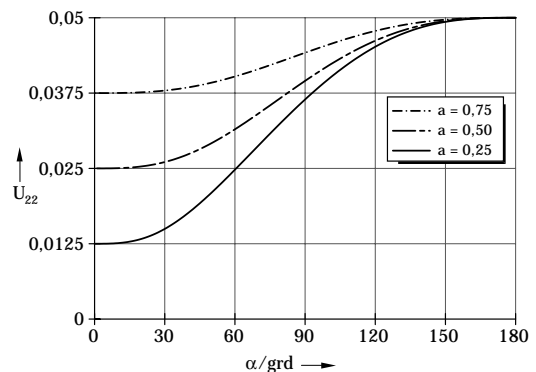


Bild 4: Effektivwert der Feinstellerspannung in Abhängigkeit von a und α

geschrieben. Die lineare Grobstellerausgangsspannung wird durch

$$u_{12} = b \cdot u, \quad (2)$$

mit b dem variablen Übersetzungsverhältnis des Transformators Tr1, das gleichzeitig die Grobstellgröße ist und u der Netzspannung charakterisiert. Die Zeitfunktion der

Feinstellerausgangsspannung, Bild 3,

$$u_{22}(\omega t) = \hat{u} \sin(\omega t) \begin{cases} c & \text{für } 0 \leq \omega t \leq \alpha \\ a \cdot c & \text{für } \alpha \leq \omega t \leq \pi \end{cases} \quad (3)$$

mit den Parametern a für das Übersetzungsverhältnis der Anzapfung am Transformator $Tr1'$, c für das Übersetzungsverhältnis des Zusatztransformators $Tr2$ und α für den elektrischen Steuerwinkel als Feinstellgröße führt auf die Steuerfunktion des Effektivwertes der Feinstellerausgangsspannung entsprechend Bild 4.

Aus den Gln. (1), (2), (3) resultiert

$$u_3(\omega t) = \hat{u} \sin(\omega t) \begin{cases} (b+c) & \text{für } 0 \leq \omega t \leq \alpha \\ (b+ac) & \text{für } \alpha \leq \omega t \leq \pi \end{cases} \quad (4)$$

Führt man folgende zusammenfassende Größen

$$K_1(b) = b + c \quad \text{und} \quad K_2(b) = b + ac \quad (5,6)$$

ein, dann vereinfacht sich Gl. 4 zu

$$u_3(\omega t) = \hat{u} \sin(\omega t) \begin{cases} K_1 & \text{für } 0 \leq \omega t \leq \alpha \\ K_2 & \text{für } \alpha \leq \omega t \leq \pi \end{cases} \quad (7)$$

Damit wird der Effektivwert der Stellgliederausgangsspannung eine Funktion der Grobstellgröße b und der Feinstellgröße α .

$$U_3(b, \alpha) = U \sqrt{K_2^2 + (K_1^2 - K_2^2) \frac{\alpha}{\pi} + (K_2^2 - K_1^2) \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}} \quad (8)$$

Für die folgenden Betrachtungen werden die vereinfachenden Annahmen der Vernachlässigung der Magnetisierungsströme, der Streuung, der Netzimpedanz und der Schalterwiderstände getroffen. Ausgehend vom Ersatzschaltbild (Bild 2) und dem Übersetzungsverhältnis d des Anpasstrafos und dem Heizwiderstand R_{Heizer} wird für den Ausgangsstrom des Stellers der Bezugsstrom

$$\hat{i}_{3B} = \frac{\hat{u}}{d^2 \cdot R_{\text{Heizer}}} \quad (9)$$

eingeführt. Damit wird die Zeitfunktion des Ausgangsstromes

$$i_3(\omega t) = \hat{i}_{3B} \sin(\omega t) \begin{cases} K_1 & \text{für } 0 \leq \omega t \leq \alpha \\ K_2 & \text{für } \alpha \leq \omega t \leq \pi \end{cases} \quad (10)$$

Am Eingang des Stellers gilt für die Stromaufnahme entsprechend Bild 2 und den

gemachten Annahmen

$$i = i_1 + i'_1 \quad \text{mit} \quad i_1(\omega t) = b \cdot i_3(\omega t) \quad (11, 12)$$

$$\text{und} \quad i'_1(\omega t) = \begin{cases} c \cdot i_3(\omega t) & \text{für } 0 \leq \omega t \leq \alpha \\ a \cdot c \cdot i_3(\omega t) & \text{für } \alpha \leq \omega t \leq \pi \end{cases} \quad (13)$$

Der Netzstrom folgt entsprechend Gln. (10), (11), (13) im stationären Betrieb der Zeitfunktion:

$$i(\omega t) = \hat{i}_{3B} \sin(\omega t) \begin{cases} K_1^2 & \text{für } 0 \leq \omega t \leq \alpha \\ K_2^2 & \text{für } \alpha \leq \omega t \leq \pi \end{cases} \quad (14)$$

Die harmonische Analyse der Zeitfunktion des Netzstromes entsprechend Gl. (14) führt auf die Fourierkoeffizienten der Grundwelle (Index 1)

$$a_1(b, \alpha) = \frac{\hat{i}_{3B}}{2\pi} \left[(K_1^2 - K_2^2) + (K_2^2 - K_1^2) \cos 2\alpha \right] \quad (15)$$

$$b_1(b, \alpha) = \frac{\hat{i}_{3B}}{2\pi} \left[K_2^2 \cdot 2\pi + 2\alpha (K_1^2 - K_2^2) + (K_2^2 - K_1^2) \cdot \sin 2\alpha \right] \quad (16)$$

und die der Oberwellen

$$a_{2k+1}(b, \alpha) = \frac{\hat{i}_{3B}}{2\pi} \left[(K_1^2 - K_2^2) \left(\frac{1}{k+1} - \frac{1}{k} \right) + (K_1^2 - K_2^2) \frac{\cos 2k\alpha}{k} + (K_2^2 - K_1^2) \frac{\cos 2(k+1)\alpha}{k+1} \right] \quad (17)$$

$$b_{2k+1}(b, \alpha) = \frac{\hat{i}_{3B}}{2\pi} \left[(K_1^2 - K_2^2) \frac{\sin 2k\alpha}{k} + (K_2^2 - K_1^2) \frac{\sin 2(k+1)\alpha}{k+1} \right] \quad \text{mit } k = 1, 2, 3... \quad (18)$$

Der Grundwellengehalt g_1 des Netzstromes bestimmt sich aus den Fourierkoeffizienten zu

$$g_1(b, \alpha) = \frac{\sqrt{a_1^2(b, \alpha) + b_1^2(b, \alpha)}}{\sqrt{2} I(b, \alpha)} \quad \text{mit dem Effektivwert } I(b, \alpha) \quad (19)$$

$$I(b, \alpha) = \frac{\hat{i}_{3B}}{\sqrt{2}} \sqrt{K_2^4 + (K_1^4 - K_2^4) \frac{\alpha}{\pi} + (K_2^4 - K_1^4) \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}} \quad (20)$$

Die Phasenverschiebung der Grundwelle des Netzstromes ist

$$\varphi_1(b, \alpha) = \arctan \frac{a_1(b, \alpha)}{b_1(b, \alpha)} \quad (21)$$

und damit der Leistungsfaktor λ

$$\lambda(b, \alpha) = g_1 \cdot \cos \varphi_1 \quad (22)$$

Zur weiteren Charakterisierung der Netzurückwirkung wird der Verzerrungsfaktor (Harmonic Distortion) HD_v

$$HD_v(b, \alpha) = \frac{\text{Effektivwert der } v\text{-ten Oberwelle}}{\text{Effektivwert der Grundwelle}} = \frac{\sqrt{a_v^2(b, \alpha) + b_v^2(b, \alpha)}}{\sqrt{a_1^2(b, \alpha) + b_1^2(b, \alpha)}} \quad (23)$$

mit $v = 2k + 1$ und $k = 1, 2, 3, \dots$ und dem Gesamtverzerrungsfaktor (Total Harmonic Distortion) THD des Netzstromes

$$THD = \sqrt{\left(\frac{1}{g_1(b, \alpha)}\right)^2 - 1} \quad (24)$$

herangezogen.

4. Ergebnisse

In den Diagrammen 5 bis 8 sind die Ergebnisse einer Rechnung unter Annahme unverzerrter Netzspannung und mit den die Aufteilung zwischen Grob- und Feinstellung bestimmenden Parametern $a = 0.5$ und $c = 0.05$ dargestellt. Diagramm 8 stellt die auf die Grundwelle des Netzstromes I_{1n} bezogenen maximalen Oberwellenströme I_{vmax} und den bezogenen Gesamtverzerrungsfaktor (Total Demand Distortion) TDD dar und verdeutlicht, dass durch das Zusammenspiel des linearen Grobstellgliedes mit dem vorgestellten Feinstellglied die Verzerrungen des Netzstromes stark verringert werden können. Neben der Verringerung der Verzerrung des Netzstromes wird der Grundwellenleistungsfaktor auf Werte $> 0,9$ (kapazitiv), Diagramm 6, verbessert. Wie die Tabelle 1 verdeutlicht, werden die Verzerrungen des Laststromes durch den Heizwiderstand stärker als die des Netzstromes reduziert.

v	3	5	7	9	TDD
$\frac{I_{3vmax}}{I_{3in}} / \%$	0,767	0,332	0,256	0,182	0,929

Tab.1: normierte Oberwellenströme und TDD des Stellerausgangsstromes

Da die ausgangsseitige Störaussendung ursächlich mit den periodischen Schaltvorgängen verknüpft ist, ist sie in erster Näherung proportional der Sprunghöhe $\Delta u_{3_{\text{spr}}}$ der Lastspannung. Die Sprunghöhe folgt bei der vorgestellten Lösung für den ungünstigsten Fall ($\alpha = 90^\circ$) der Gleichung

$$\Delta u_{3_{\text{spr}}} = c(1-a)\hat{u} \quad (25)$$

und sinkt mit den gewählten Parametern auf unter 2,5 % bei der klassischen Phasenanschnittsteuerung.

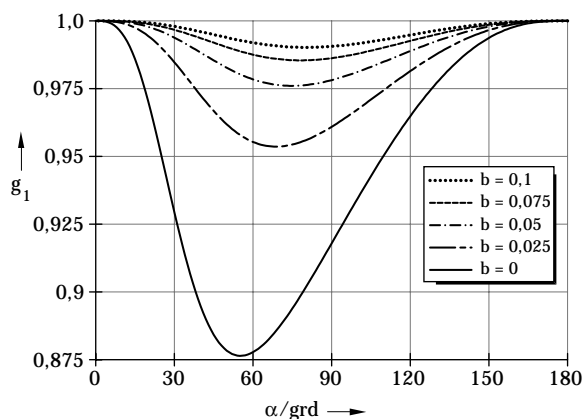


Bild 5: Grundwellengehalt als Funktion von Grob- und Feinstellgröße b und α

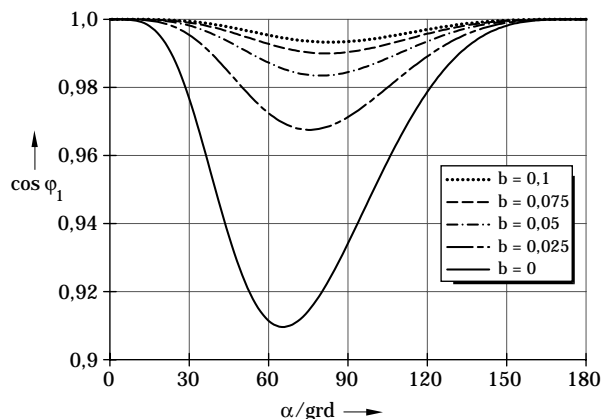


Bild 6: Grundwellenleistungsfaktor als Funktion von Grob- und Feinstellgröße b und α

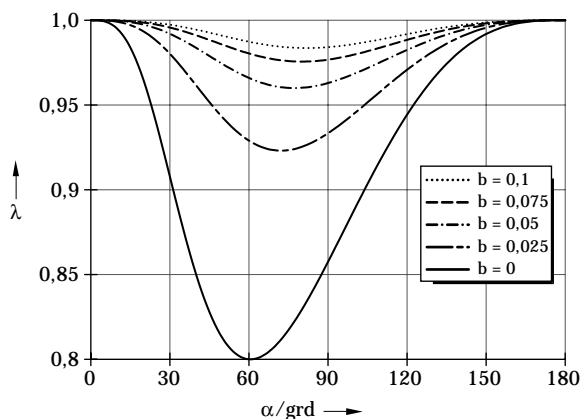


Bild 7: Leistungsfaktor als Funktion von Grob- und Feinstellgröße b und α

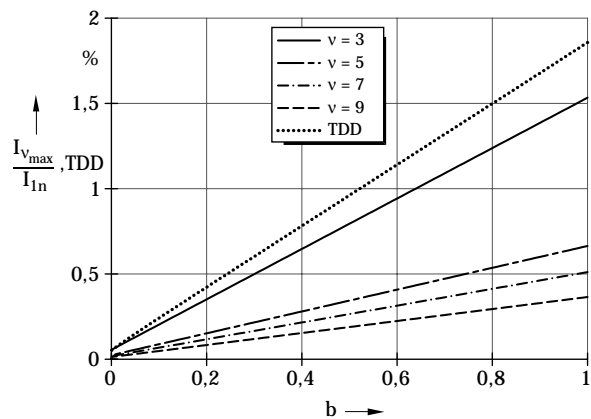


Bild 8: normierte Oberwellenströme und TDD des Netzstromes als Funktion von b und v -ter Harmonischer

Die dargestellten Rechenergebnisse wurden durch Messungen an nach dem vorgestellten Stellerkonzept im industriellen Einsatz arbeitenden Halbleiterkristallzüchtungsanlagen im Leistungsbereich bis 50 kW voll bestätigt. Bei

Zugrundelegung des anzustrebenden symmetrischen Betriebes beim Einsatz mehrerer Heizungssteller am Drehstromnetz ist eine starke Verminderung der 3. Harmonischen und ihrer Vielfachen im Netzstrom zu erwarten. Das bedeutet eine zusätzliche Oberwellenentlastung des Netzes gegenüber dem dargestellten autonomen Einphasenbetrieb.

5. Schlussfolgerungen

Durch das Zusammenwirken des linearen Grobstellgliedes mit dem vorgestellten Feinstellglied können die Verzerrungen des Netzstromes bei widerstandsbeheizten Elektrowärmeanlagen so stark verringert werden, dass dabei auch die in den USA seit 1992 bestehende Empfehlung „Clean Power Standard“ für Oberschwingungsgrenzwerte im industriellen Leistungsbereich (IEEE519) [9] eingehalten werden kann. Der in dieser Empfehlung benannte Grenzwert von 5% TDD des Stromes wird mit der vorgestellten Lösung auch im ungünstigsten Fall deutlich unterschritten. Auf Grund der Verbesserung von Verschiebe- und Leistungsfaktor auf Werte nahe 1 ist gerade beim Betrieb im Teillastbereich weder eine netzseitige Kompensation des $\cos\varphi_1$ noch der Oberwellen durch zusätzliche Filter notwendig. Die gegenüber dem Netzstrom deutlich stärkere Reduzierung der Verzerrungen des Laststromes führt dazu, dass am Heizer die feinstellgliedbedingten Verzerrungen im Normalbetrieb fast vollständig unterdrückt sind. Dies bedeutet eine deutliche Verringerung der ausgangsseitigen Störaussendung auch ohne Filter und damit eine Verbesserung des Signalstörabstandes an den Messfühlereingängen der Temperaturregelungen.

6. Literatur

- [1] Büchner, P.: Beherrschung von Stromrichter-Netzurückwirkungen, Verlag der Grundstoffindustrie, Leipzig 1987
- [2] Kloss, A.: Oberschwingungen: Beeinflussungsprobleme der Leistungselektronik Berlin, VDE, 1989
- [3] Bredtmann, R.: Oberschwingungskompensation in elektrischen Energienetzen der industriellen Antriebstechnik mit Pulsstromrichtern Dissertation, TU Berlin, 1998
- [4] Aredes, Mauricio : Active Power Line Conditioners Dissertation, TU Berlin, 1996
- [5] Akagi, H. : New Trends in Active filters European Conference on Power Electronics Application EPE, Sevilla (1995), Bd. 1, 17-26
- [6] Paice, D. : Power Electronic converter Harmonics-Multipulse Methods for Clean Power Piscataway, IEEE-Press, 1996
- [7] Niemeyer, O.: Netzfrequenzdrehzahlvariabler 4-Quadranten Asynchronmaschinenantrieb mit prädiktiven Stromregelungen Dissertation, TU München, 1991
- [8] Michel, M.: Leistungselektronik Springer-Verlag, Berlin, 1992
- [9] IEEE recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems. Standard, IEEE 519, New York, 1993