

OLIVER GERLACH

Untersuchung von Messgliedern zur Erfassung der Regelgröße beim Erwärmen für das Thixoschmieden



Herausgeber:

Univ.-Prof. Dr.-Ing. Thomas Bauernhansl

Univ.-Prof. Dr.-Ing. Kai Peter Birke

Univ.-Prof. Dr.-Ing. Marco Huber

Univ.-Prof. Dr.-Ing. Oliver Riedel

Univ.-Prof. Dr.-Ing. Dipl.-Kfm. Alexander Sauer

Univ.-Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. mult. Alexander Verl

Univ.-Prof. a.D. Dr.-Ing. Prof. E.h. Dr.-Ing. E.h. Dr. h.c. mult. Engelbert Westkämper

Oliver Gerlach

**Untersuchung von Messgliedern zur
Erfassung der Regelgröße beim Erwärmen
für das Thixoschmieden**

Kontaktadresse:

Fraunhofer-Institut für Produktionstechnik und Automatisierung IPA, Stuttgart
Nobelstraße 12, 70569 Stuttgart
Telefon 07 11/9 70-11 01
info@ipa.fraunhofer.de; www.ipa.fraunhofer.de

STUTTARTER BEITRÄGE ZUR PRODUKTIONSFORSCHUNG

Herausgeber:

Univ.-Prof. Dr.-Ing. Thomas Bauernhansl^{1,2}

Univ.-Prof. Dr.-Ing. Kai Peter Birke^{1,4}

Univ.-Prof. Dr.-Ing. Marco Huber^{1,2}

Univ.-Prof. Dr.-Ing. Oliver Riedel³

Univ.-Prof. Dr.-Ing. Dipl.-Kfm. Alexander Sauer^{1,5}

Univ.-Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. mult. Alexander Verl³

Univ.-Prof. a. D. Dr.-Ing. Prof. E.h. Dr.-Ing. E.h. Dr. h.c. mult. Engelbert Westkämper^{1,2}

¹Fraunhofer-Institut für Produktionstechnik und Automatisierung IPA, Stuttgart

²Institut für Industrielle Fertigung und Fabrikbetrieb (IFF) der Universität Stuttgart

³Institut für Steuerungstechnik der Werkzeugmaschinen und Fertigungseinrichtungen (ISW) der Universität Stuttgart

⁴Institut für Photovoltaik (IPV) der Universität Stuttgart

⁵Institut für Energieeffizienz in der Produktion (EEP) der Universität Stuttgart

Titelbild: © ISW Universität Stuttgart

Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek

Die Deutsche Nationalbibliothek verzeichnet diese Publikation in der Deutschen Nationalbibliografie; detaillierte bibliografische Daten sind im Internet über www.dnb.de abrufbar.

ISSN: 2195-2892

ISBN (Print): 978-3-8396-1516-4

D 93

Zugl.: Stuttgart, Univ., Diss., 2019

Druck: Mediendienstleistungen des Fraunhofer-Informationszentrum Raum und Bau IRB, Stuttgart
Für den Druck des Buches wurde chlor- und säurefreies Papier verwendet.

© by **FRAUNHOFER VERLAG**, 2019

Fraunhofer-Informationszentrum Raum und Bau IRB

Postfach 80 04 69, 70504 Stuttgart

Nobelstraße 12, 70569 Stuttgart

Telefon 07 11 9 70-25 00

Telefax 07 11 9 70-25 08

E-Mail verlag@fraunhofer.de

URL <http://verlag.fraunhofer.de>

Alle Rechte vorbehalten

Dieses Werk ist einschließlich aller seiner Teile urheberrechtlich geschützt. Jede Verwertung, die über die engen Grenzen des Urheberrechtsgesetzes hinausgeht, ist ohne schriftliche Zustimmung des Verlages unzulässig und strafbar. Dies gilt insbesondere für Vervielfältigungen, Übersetzungen, Mikroverfilmungen sowie die Speicherung in elektronischen Systemen.

Die Wiedergabe von Warenbezeichnungen und Handelsnamen in diesem Buch berechtigt nicht zu der Annahme, dass solche Bezeichnungen im Sinne der Warenzeichen- und Markenschutz-Gesetzgebung als frei zu betrachten wären und deshalb von jedermann benutzt werden dürften. Soweit in diesem Werk direkt oder indirekt auf Gesetze, Vorschriften oder Richtlinien (z.B. DIN, VDI) Bezug genommen oder aus ihnen zitiert worden ist, kann der Verlag keine Gewähr für Richtigkeit, Vollständigkeit oder Aktualität übernehmen.

Untersuchung von Messgliedern zur Erfassung der Regelgröße beim Erwärmen für das Thixoschmieden

Von der Fakultät Konstruktions-, Produktions- und Fahrzeugtechnik
der Universität Stuttgart zur Erlangung
der Würde eines Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.)
genehmigte Abhandlung

Vorgelegt von
Dipl.-Ing. Oliver Gerlach
aus Hamburg

Hauptberichter: Univ.-Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. Alexander Verl
Mitberichter: Univ.-Prof. Dr.-Ing. Nejila Parspour

Tag der mündlichen Prüfung: 26.06.2019

Institut für Steuerungstechnik der Werkzeugmaschinen und
Fertigungseinrichtungen der Universität Stuttgart

2019

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Steuerungstechnik der Werkzeugmaschinen und Fertigungseinrichtungen (ISW) der Universität Stuttgart.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Dr. h. c. mult. Alexander Verl, dem Leiter des Instituts, gilt mein besonderer Dank für die wohlwollende Unterstützung und die Übernahme der wissenschaftlichen Betreuung dieser Arbeit als Hauptberichter. Frau Prof. Dr.-Ing. Nejila Parspour danke ich für die Bereitschaft, den Mitbericht zu übernehmen.

Ich danke Herrn Dr.-Ing. Karl-Heinz Wurst für die Durchsicht dieser Arbeit, seine kritischen Anmerkungen, den anregenden fachlichen Diskurs und die Zeit und Kraft, die er dafür aufgewendet hat.

Den Mitarbeitern und Kollegen am Institut danke ich für den fruchtbaren fachlichen Austausch, anregende Gespräche und das angenehme Miteinander. Besonderer Dank gilt dabei meinen Gruppenleitern Siegfried Frey und Peter Zahn, sowie Oberingenieur Dr. Armin Lechler für ihre fachliche und organisatorische Unterstützung bei dieser Arbeit. Auch möchte ich den Mitarbeitern der Werkstätten, des technischen Büros und der Verwaltung für ihre Unterstützung während der Arbeit am Institut danken.

Ich danke meine Eltern für ihre Unterstützung und ihre Begleitung auf dem Weg, ein verantwortungsbewusstes Glied dieser Gesellschaft zu werden.

Von tiefstem Herzen danke ich meiner Frau Min für ihre Liebe, ihren Glauben an Gott und an mich, die für mich eine wesentliche Unterstützung und Inspiration waren und sind.

Vor allen danke ich aber Gott dafür, dass er mich zu diesem Punkt gebracht und mir die Möglichkeit gegeben hat, diese Arbeit anzufertigen. Denn ich habe

für mich immer die Überzeugung gehabt: „Was aber hast du, das du nicht empfangen hast? Wenn du es aber auch empfangen hast, was rühmst du dich, als hättest du es nicht empfangen?“ (*Elberfelder Bibel* 2006, 1. Kor. 4, 7)

Oliver Gerlach

Kurzbeschreibung

Thixoschmieden ist ein Umformverfahren mit dem Potential, die Vorteile von Schmieden und Gießen zu vereinen. Es können mit dem Verfahren Formteile mit hoher Endkonturnähe und guter mechanischer Belastbarkeit hergestellt werden. Vor der Anwendung des Verfahrens muss der Rohling in den teilflüssigen Zustand erwärmt werden, wobei das Verhältnis von fester und flüssiger Phase, der sogenannte Flüssigphasenanteil, maßgeblich für die Güte des Umformprozesses ist. Der Flüssigphasenanteil stellt daher die Regelgröße des Erwärmungsvorgangs dar. Es ist zwingende Voraussetzung für das prozesssichere Umformen, dass beim Erwärmen der Rohlinge der gewünschte Flüssigphasenanteil reproduzierbar erreicht wird. Bislang steht jedoch noch keine Methode zur Verfügung, um während der Erwärmung zuverlässig auf den Flüssigphasenanteil im Rohteil schließen zu können.

In dieser Arbeit wird eine Übersicht über Messgrößen und -verfahren zur indirekten Erfassung des Flüssigphasenanteils während der Erwärmung gegeben und ihre Vor- und Nachteile dargelegt. Es wird aufgezeigt, dass insbesondere der Bereich der elektrischen Messgrößen noch zu wenig untersucht wurde. Aufbauend auf dieser Erkenntnis wird die elektrische Zeitkonstante als elektrische Messgröße mit einem großen Potential zur Erfassung des Flüssigphasenanteil identifiziert und genauer untersucht. Störeinflüsse auf die Messgröße werden identifiziert und ein Verfahren vorgeschlagen, eine störeinflussarme Messgröße zu erhalten. Mittels dieses Verfahrens wird gezeigt, dass sich die Zeitkonstantenmessung eignet, um die Regelgröße beim Erwärmen in den teilflüssigen Bereich zu erfassen. Abschließend wird das Potential für weitergehende Forschung aufgezeigt.

Abstract

Thixoforging is a forming process which combines the advantages of forging and casting. It allows the creation of near-net-shape moulded parts with good mechanical properties. Thixoforging requires the blank to be heated into the semi-solid state. The ratio between solid phase and liquid phase within the blank has high influence on the quality of the mulded part. Liquid fraction has to be reached reproducably to ensure process reliability of the forming process. Therefore the liquid fraction is the controlled variable for the heating process. Currently, there exists no method to reliably determine the liquid fraction of a blank during heating.

This work gives an overview of measurement methods for the indirect measurement of the liquid fraction of a blank and provides an evaluation of their advantages and disadvantages. A lack of research on the field of electrically measured variables is revealed. The electrical time constant is identified as a electrical measured variable with a high potential to indirectly determine the liquid fraction. The electrical time constant is further investigated, interfering factors are being identified and a method is proposed to minimize the effect of these interfering factors. This method is used to show that the time constant measurement is suitable to determine the controlled variable during heating into the semi-solid state. The work concludes by pointing out the potential for further research.

Inhaltsverzeichnis

Kurzbeschreibung		v
Abstract		vii
Abkürzungsverzeichnis		xiii
Symbolverzeichnis		xv
1 Einleitung und Problemstellung		1
2 Induktionserwärmung für das Thixoschmieden		7
2.1 Anlagen für die induktive Erwärmung		8
2.1.1 Schwingkreisanlagen		10
2.1.2 Anlagen mit direkter Anregung		11
2.1.3 Fazit zu den verschiedenen Anlagentypen		13
2.2 Modellierung von Anlagen für das Thixoschmieden		14
2.2.1 Modellierung von Leistungshalbleiter		14
2.2.2 Modellierung von Transformatoren		17
2.2.3 Modellierung der induktiven Last		19
2.2.4 Fazit zu den Modellierungsmöglichkeiten		22
2.3 Messverfahren und Messgrößen zur Erfassung des Flüssigphasen- anteils		23
2.3.1 Temperatur		24
2.3.2 Akkustische Größen		27
2.3.3 Elektrische Größen		31
2.3.4 Fazit zu den verfügbaren Messgrößen und Messverfahren		36
2.4 Wahl der zu untersuchenden Messgröße		39
		ix

3	Untersuchung der Zeitkonstantenmessung auf Eignung zur Erfassung der Regelgröße	43
3.1	Versuchsaufbau	44
3.2	Analyse der Messungen	47
3.2.1	Analyse des Stromverlaufs	49
3.2.2	Gültigkeit der Messungen	51
3.3	Fazit zu den Messergebnissen	53
4	Untersuchung des Einflusses des Leistungskreises auf die Zeitkonstantenmessung	55
4.1	Untersuchung des Umrichtereinflusses	57
4.1.1	Wahl und Parametrierung des Modells für die IGBT-Module	59
4.1.2	Simulative Untersuchung des Einflusses der IGBT-Module auf den Stromverlauf	63
4.1.3	Berücksichtigung der Temperaturabhängigkeit	66
4.2	Untersuchung des Transformatoreinflusses	71
4.3	Untersuchung des Einflusses der induktive Last	75
4.3.1	Berechnung der Induktivität des Rohlings	78
4.3.2	Berechnung des Widerstands des Rohlings	80
4.3.3	Resultierende Zeitkonstante der Last	81
4.4	Bewertung des Modells der identifizierten Einflussgrößen	86
4.4.1	Bewertungskriterium für die Bewertung des Modells	86
4.5	Fazit zum Einfluss des Leistungskreises auf die Zeitkonstantenmessung	91
5	Kompensation der Störeinflüsse auf die Zeitkonstantenmessung	93
5.1	Symptomatische Kompensation der Störeinflüsse	94
5.2	Symptomatisch-ursächliche Kompensation der Störeinflüsse	98
5.2.1	Analyseintervall zur Ermittlung der Zeitkonstanten	98
5.2.2	Vorgehen zur ursächlich-symptomatischen Kompensation	101

5.2.3	Maßnahmen zur Erhöhung der Robustheit bei der Parameterermittlung	106
5.3	Fazit zur den Kompensationsansätzen	108
6	Eignungsnachweis zur Erfassung der Regelgröße	111
6.1	Verifikation der Messwertaufbereitung	111
6.1.1	Bewertung der Messwertaufbereitung	117
6.2	Verifikation in der Regelung	118
6.3	Fazit	123
7	Zusammenfassung und Ausblick	125
	Literatur	127

Abkürzungsverzeichnis

EMAT electromagnetic acoustic transducer

FET field-effect transistor

FPA Flüssigphasenanteil

IGBT insulated-gate bipolar transistor

MOSFET metal oxide semiconductor field-effect transistor

SPICE Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis

Symbolverzeichnis

Lateinische Großbuchstaben

A_C	m^2	Querschnittfläche einer Spule
A_V	m^2	Querschnittfläche des vom Strom durchflossenen Bereich des Rohlings
A_W	m^2	Querschnittfläche der Induktorwindungen
B_W	T	Magnetische Felddichte im stromdurchflossenen Bereich des Rohlings
B_{W0}	T	Betrag der magnetischen Felddichte im stromdurchflossenen Bereich des Rohlings
I	A	elektrischer Strom
I_0	A	Strom zum Abschaltzeitpunkt
I_D	A	Diodenstrom
I_{eff}	A	Effektivwert des Stroms
I_S	A	Sättigungssperrstrom einer Diode
I_{th}		Menge aller zur Ermittlung der Temperaturabhängigkeit betrachteten Ströme
J_W	A/m^2	Stromdichte im stromdurchflossenen Bereich des Rohlings
L	H	Induktivität
L_C	H	Induktivität des Induktors
L_L	H	Induktivität der Last
L'_L	H	Induktivität der Last inkl. Transformator
$L_{\sigma p}$	H	primärseitige Streuverluste des Transformators
$L_{\sigma s}$	H	sekundärseitige Streuverluste des Transformators

L_T	H	Hauptinduktivität des Transformators
L'_T	H	effektive Induktivität des Transformators
L_W	H	Induktivität des Rohlings
N_C		Anzahl der Wicklungen
$P_{V,I}$	W	elektrische Verlustleistung für den Strom I
R	Ω	elektrischer Widerstand
R_B	Ω	Bahnwiderstand einer Diode
R_C	Ω	Leitungswiderstand des Induktors
R_{CE}	Ω	Äquivalenzwiderstand des Transistors eines IGBT-Moduls
$R_{CE,fix}$	Ω	unveränderlicher Äquivalenzwiderstands-Anteil des Transistors eines IGBT-Moduls
$R_{CE,var}$	Ω	stromabh. Äquivalenzwiderstands-Anteil des Transistors eines IGBT-Moduls
R_{Cup}	Ω	primärseite ohmsche Kupferverluste des Transformators
R_{Cus}	Ω	sekundärseite ohmsche Kupferverluste des Transformators
R_D	Ω	Äquivalenzwiderstand einer Diode mit Bahnwiderstand
R_F	Ω	Äquivalenzwiderstand der Freilaufdiode eines IGBT-Moduls
$R_{F,fix}$	Ω	unveränderlicher Äquivalenzwiderstands-Anteil der Freilaufdiode eines IGBT-Moduls
$R_{F,var}$	Ω	stromabh. Äquivalenzwiderstands-Anteil der Freilaufdiode eines IGBT-Moduls
R_I	Ω	stromabhängige, ohmsche Verluste des Wechselrichters
R_L	Ω	ohmsche Verluste der Last
R'_L	Ω	ohmsche Verluste der Last inklusive Transformator
R_{Fe}	Ω	ohmsche Verluste im Eisenkern des Transformators
R'_T	Ω	effektiver Widerstand des Transformators

R_{th}	K/W	Wärmewiderstand zw. Sperrschicht und Umgebung
R_W	Ω	effektiver ohmscher Widerstand des Rohlings
T_J	K	Temperatur der Sperrschicht
T_K	K	Kühlwassertemperatur
U_D	V	Spannung über einer idealen Diode
U'_D	V	Spannung über einer Diode
U_T	V	Temperaturspannung
V_{eff}	V	Effektivwert der Spannung
\underline{Z}	Ω	Impedanz

Lateinische Kleinbuchstaben

d_W	m	Wanddicke des Windungsrohrs eines Induktors
f	Hz	Frequenz
f_{th}		Funktion zur Berechnung des thermischen Gleichgewichts
h_W	m	Höhe des Windungsrohrs eines Induktors
i	A	zeitveränderlicher Strom
i_i	A	Strom durch den Wechselrichter
i_l	A	Strom durch die Last
i_{mess}	A	gemessener Strom
i_p	A	primärseitiger Transformatorstrom
i_s	A	sekundärseitiger Transformatorstrom
i_t	A	Verlust- und Magnetisierungsstrom durch den Transformator
i_W	A	Im Rohling induzierter Strom
j		komplexe Zahl
k_N		Nagaoka-Faktor
k_N^*		effektiver Nagaoka-Faktor
l_C	m	Länge einer Spule
l_V	m	mittlere Länge des stromdurchflossenen Bereichs durch den Rohling
l_W	m	Länge des Rohlings

n		Emissionskoeffizient
r_C	m	mittlerer Radius des Induktors
r_W	m	Radius des Rohlings
t	s	Zeit
\ddot{u}		Übersetzungsverhältnis des Transformators
u_l	V	Spannung über der Last
u_p	V	primärseitige Spannung des Transformators
u_s	V	sekundärseitige Spannung des Transformators
w_W	m	Breite des Windungsrohrs eines Induktors

Griechische Buchstaben

μ	H/m	magnetische Permeabilität
μ_0	H/m	magnetische Feldkonstante
μ_r		Permeabilitätszahl
ρ	$\Omega\text{mm}^2/\text{m}$	spezifischer Widerstand
ρ_{CU}	$\Omega\text{mm}^2/\text{m}$	spezifischer Widerstand von Kupfer
τ	s	Zeitkonstante
τ_{rel}		relative Zeitkonstante
Φ_W	Wb	Magnetischer Fluss im Rohling
φ	rad	Phasenverschiebung zw. Strom und Spannung
φ_i	rad	Phase des Stroms
φ_v	rad	Phase der Spannung
ω	Hz	Kreisfrequenz
Δi	A	Differenz zwischen gemessenem und realem Strom
Δt	s	Zeitdifferenz zwischen zwei Messpunkten
ΔT_I	K	Temperaturdifferenz zwischen Sperrschicht und Umgebung für den Strom I
$\Delta T_{I,opt}$	K	Temperaturdifferenz zwischen Sperrschicht und Umgebung für den Strom I bei der f_{th} minimal wird
δ	m	äquivalente Leitschichtdicke (Eindringtiefe beim Skineneffekt)
ϑ_{dc}		Tastgrad der Spannung

1 Einleitung und Problemstellung

Kostendruck und steigende Anforderungen an metallische Formteile stellen die industrielle Fertigung vor zunehmende Herausforderungen. Daher sind Industrie und Forschungseinrichtungen an der Weiterentwicklung bestehender Formgebungsverfahren sowie der Entwicklung neuer Verfahren, die gegenüber bestehenden Verfahren signifikante Vorteile bieten, interessiert (Meßmer 2004). Ziel der Forschung waren und sind Formgebungsverfahren, die Vorteile in Bezug auf die Werkstoffeigenschaften des Formteils bieten und damit dünnwandige Formteile mit komplizierten Geometrien bei hoher Festigkeit ermöglichen (Baur 2000). Dieses Ziel soll möglichst kosteneffizient erreicht werden. Daher ist der Materialverlust bei der Fertigung zu minimieren und die Anzahl der Fertigungsschritte so gering wie möglich zu halten.

Industriell verbreitet sind zwei Klassen von Formgebungsverfahren, um Formteile aus metallischen Legierungen herzustellen: Die erste Klasse von Verfahren bilden die Urformprozesse, von denen Gießen der Bekannteste ist. Beim Gießen liegt das Ausgangsmaterial in flüssiger Phase vor und wird in diesem Zustand in eine Form gegossen, in der es erstarrt (s. Abbildung 1.1a). Dies erlaubt eine hohe Endkonturnähe bei dünnen Wanddicken (Baur 2000). Nachteilig ist jedoch die im Vergleich zum Schmieden geringere Güte der Oberfläche des Gussstücks als auch dessen geringe Festigkeit.

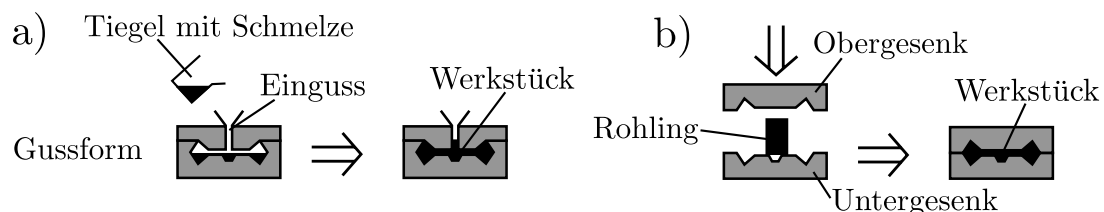


Abbildung 1.1: Fertigungsverfahren: a) Gießen und b) Schmieden

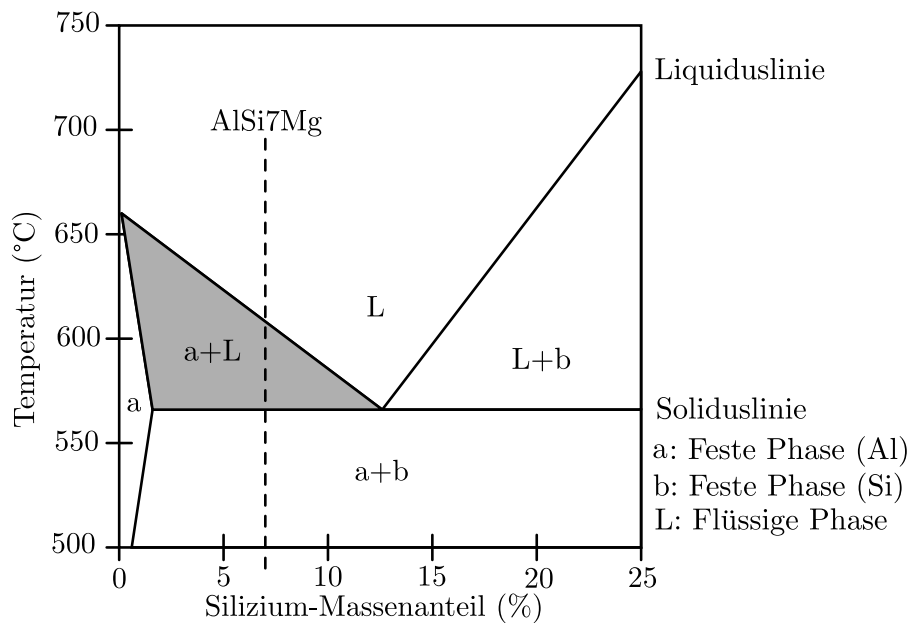


Abbildung 1.2: Phasendiagramm für AlSi-Legierungen (nach (Meßmer 2004))

Dem gegenüber stehen in der zweiten Klasse von Formgebungsverfahren die Umformprozesse wie das bereits genannte Schmieden. Beim Schmieden wird das Ausgangsmaterial in einer festen Phase in eine Presse eingelegt und dort unter hohem Druck verformt (s. Abbildung 1.1b). Das Verfahren erlaubt Formteile mit hoher Festigkeit und guter Oberfläche (Baur 2000). Die Komplexität der Formteilgeometrie ist jedoch begrenzt. Es sind daher oft viele Bearbeitungsschritte erforderlich, um die gewünschte Endkontur zu erreichen (Hirt et al. 2009b).

Seit den Siebzigerjahren ist eine dritte Klasse bekannt, die sich zwischen den beiden bisherigen Klassen positioniert und deren klare Abgrenzung aufbricht. Dabei handelt es sich um Formgebungsverfahren, die sich das besondere Fließverhalten einiger metallischer Legierungen – insbesondere Aluminium- und Magnesium-Legierungen sowie zunehmend auch Stähle – zunutze machen, welches auftritt, wenn diese Legierungen in einen Temperaturbereich zwischen Solidus- und Liquidustemperatur erwärmt werden.

In Abbildung 1.2 ist dieser Temperaturbereich beispielhaft im Phasendiagramm von Aluminium-Silizium-Legierungen zu sehen. Hervorgehoben ist die Legierung A356 bzw. AlSi7Mg, welche zu den verbreitetsten Legierungen für das

Thixoschmieden gehört (Bieri 2000; Paes et al. 2005) und in einem Bereich von ca. 560 °C bis 620 °C teilflüssig ist. Die Breite dieses Temperaturbereichs ist, wie dem Diagramm zu entnehmen ist, maßgeblich von der Legierungszusammensetzung abhängig. Im Temperaturbereich zwischen Solidus- und Liquidustemperatur liegt der zu bearbeitende Rohling als ein Gemisch aus fester und flüssiger Phase vor. Mit steigender Temperatur steigt der Flüssigphasenanteil, also der prozentuale Anteil flüssiger Phase im Gemisch, an. Bei einigen metallischen Legierungen tritt in diesem teilflüssigen Zustand ein Effekt auf, der Thixotropie genannt wird: Unter Scherbelastung nimmt die Viskosität des Materials zunehmend ab, erreicht aber nach Abnahme der Belastung mit der Zeit wieder ihren Ausgangswert (Flemings 1991). Eine der wichtigsten Voraussetzungen für das Auftreten thixotropen Verhaltens ist das Vorliegen eines feingranularen, globularen Gefüges (Meßmer 2004).

Es ist möglich, die gewünschte Mischung aus fester und flüssiger Phase durch Abkühlen einer Schmelze oder durch Erwärmen des vorgefertigten Rohlings herzustellen. Ersteres kann energetisch günstiger sein, wenn sich der Formgebungsprozess der Legierungsherstellung anschließt. Schwierigkeiten bereitet die Kontrolle der Abkühlung der Schmelze in einen Zustand mit definiertem Anteil an flüssiger Phase bei gleichzeitigem Vorliegen des gewünschten Gefüges. Daher wird in den meisten Fällen die Herstellung des Ausgangsmaterials von der Umformung getrennt und das Material vor dem Umformen nochmal erwärmt. Verfahren, die diese Prozessroute beschreiten, nennen sich Thixoforming-Verfahren. Hat der Rohling den gewünschten Zustand erreicht, wird er in einer Presse umgeformt (Hirt et al. 2009a). Dieser Prozess ist in Abbildung 1.3 schematisch gezeigt. Beträgt der Anteil flüssiger Phase am Gesamtvolumen maximal 50 %, spricht man vom Thixoschmieden (Meßmer 2004). Das Verfahren hat das Potential, die Vorteile von Schmieden und Gießen zu vereinen (Baur 2000). Es können komplexe Geometrien mit guten Oberflächeneigenschaften und hoher Festigkeit in wenigen Arbeitsschritten hergestellt werden.

Dennoch hat das Thixoschmieden in der industriellen Fertigung kaum Verbreitung gefunden. Ein Grund dafür sind die höheren Fertigungskosten für das Rohmaterial, da die Herstellung eines globularen Gefüges durch aufwendiges

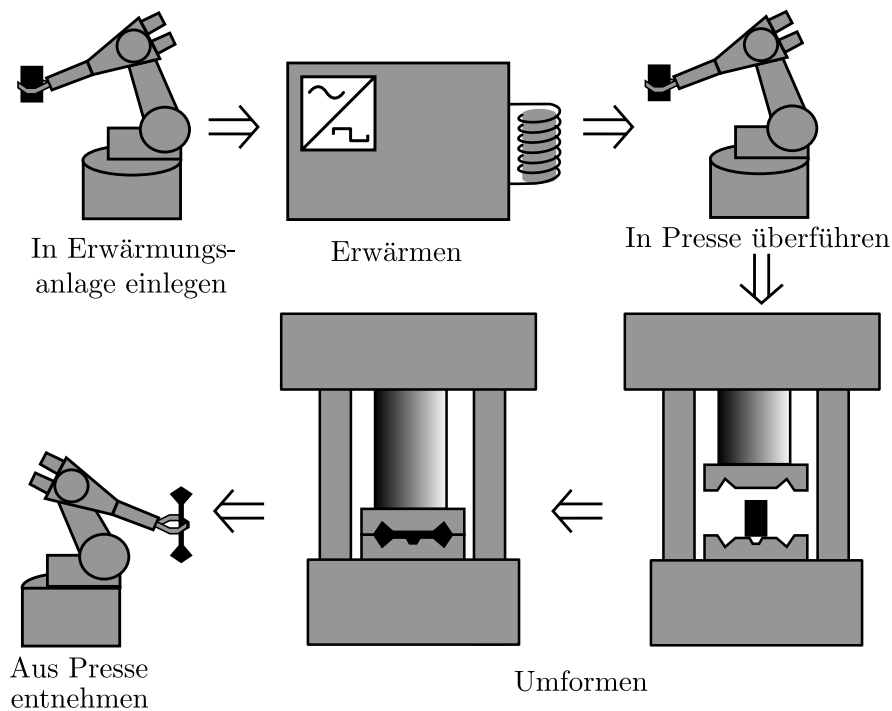


Abbildung 1.3: Prozessroute für das Thixoschmieden „Vom Rohling zum Formteil“

elektrisches Rühren beim Abkühlen sichergestellt sein muss (Fan 2002). Daneben erhöhen auch die Energiekosten für das Erwärmen des Rohmaterials die Prozesskosten und beschränken damit den wirtschaftlich sinnvollen Einsatzbereich des Verfahrens.

Ein wesentlicher Grund für die geringe Verbreitung ist jedoch die mangelnde Prozesssicherheit auf Grund der bisher fehlenden Möglichkeit, den Flüssigphasenanteil während der Erwärmung zu bestimmen und damit die Erwärmung zu regeln. Für ein prozesssicheres Umformen ist jedoch ein präzise eingestellter Flüssigphasenanteil notwendig (Hirt et al. 2009a). Neben einer exakt steuerbaren homogenen Erwärmung des Rohlings muss daher der Flüssigphasenanteil im Rohling möglichst genau erfasst werden können (Nguyen et al. 2000). Während sich für die Erwärmung induktive Erwärmungsverfahren durchgesetzt haben, gibt es bislang noch kein Verfahren, das die Erfassung des Flüssigphasenanteils und damit die Regelung im industriellen Umfeld ermöglicht. Eine direkte Erfassung des Flüssigphasenanteils während der Erwärmung ist nicht möglich. Daher

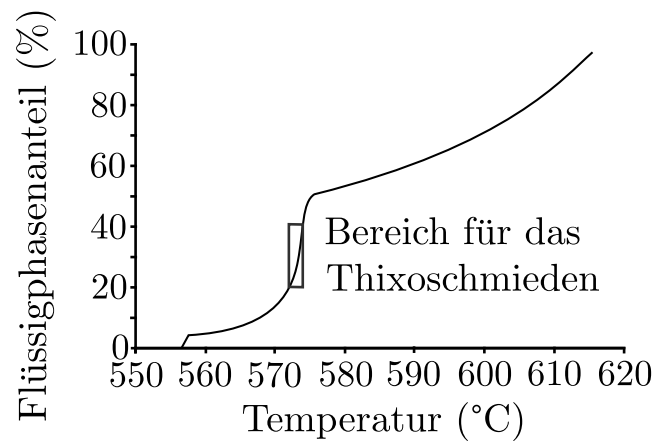


Abbildung 1.4: Zusammenhang zwischen Flüssigphasenanteil und Temperatur bei A356 nach Scheil (nach (Liu et al. 2005))

muss dieser indirekt ermittelt werden. Wie ausgeführt wurde, ist der Flüssigphasenanteil von der Temperatur abhängig. Dieser Zusammenhang ist jedoch, wie Abbildung 1.2 zu entnehmen ist, maßgeblich von der Legierungszusammensetzung abhängig. Die Legierungszusammensetzung ist Chargenschwankungen unterworfen, wodurch der Zusammenhang zwischen Temperatur und Flüssigphasenanteil verändert wird. Zudem ist der Flüssigphasenanteil nicht linear mit der Temperatur korreliert, wie Abbildung 1.4 zeigt. Der für Thixoschmieden besonders relevante Bereich zwischen 20 % und 40 % Flüssigphasenanteil korreliert bei der gezeigten Legierung mit einer Temperaturänderung von nur 3 °C. Damit weist diese Legierung ein verhältnismäßig breites Prozessfenster auf. Bei anderen wirtschaftlich interessanten Legierungen ist dieses deutlich schmaler (Hirt et al. 2009b).

In Ermangelung eines geeigneten Verfahrens zur Erfassung des Flüssigphasenanteils wird der Rohling in industriellen Anwendungen bislang nur gesteuert erwärmt, was das Thixoschmieden auf Anwendungen beschränkt, die tolerant gegenüber Schwankungen des Flüssigphasenanteils und damit der Formteilparameter, z.B. Festigkeit und Oberflächengüte, sind. Ein Messverfahren zur Bestimmung des Flüssigphasenanteils zur geregelten Erwärmung in einen definierten teilflüssigen Zustand ist für die breitere Anwendung des Thixoschmiedens unabdingbar (Hirt et al. 2009a).

2 Stand der Forschung bei der Induktionserwärmung für das Thixoschmieden

Wie aus den vorangegangenen Ausführungen deutlich wird, stellt die fehlende Möglichkeit, den Flüssigphasenanteil im Rohling während der Erwärmung zu bestimmen, ein wesentliches Problem für die breite Akzeptanz des Thixoschmiedens in der industriellen Fertigung dar. Daneben gibt es noch weitere Herausforderungen, die gelöst werden müssen: Zum einen muss ein geeignetes Verfahren zum Erwärmen des Rohlings gefunden werden. Zum anderen muss ein Regler zur Regelung des Erwärmungsvorgangs ausgewählt und parametrisiert werden.

Diese Teilprobleme lassen sich als Komponenten eines erweiterten Standardregelkreises identifizieren, was in Abbildung 2.1 dargestellt ist. Für die Erwärmung wird ein Aktor als Teil einer Erwärmungsanlage benötigt. Da für die Erwärmung in der Regel elektrische Wechselströme verwendet werden, ist der Aktor in diesem Anwendungsfall ein Wechselrichter als Teil eines Umrichters. Der durch den Wechselrichter bereitgestellte Strom wirkt auf die Strecke ein

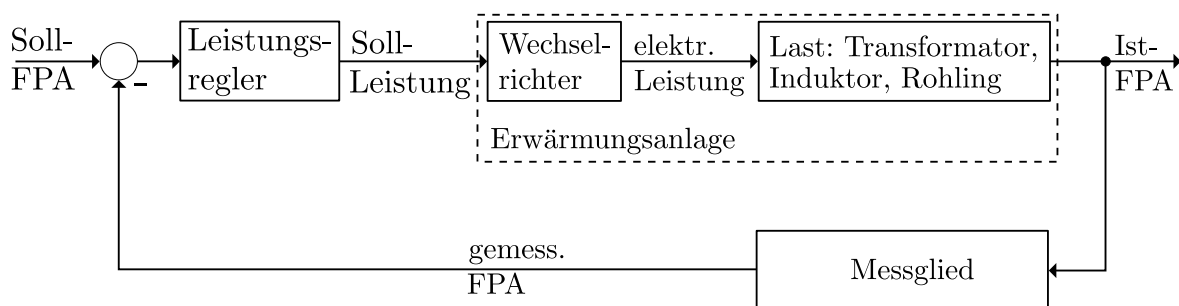


Abbildung 2.1: Darstellung der Erwärmungsaufgabe als erweiterter Regelkreis

und führt zur Erwärmung des Rohlings und damit zur Veränderung von dessen Flüssigphasenanteil. Der Flüssigphasenanteil ist die Regelgröße im System, für deren Erfassung ein geeignetes Messglied benötigt wird. Erst aufbauend auf Aktor und Messglied kann ein Regler für die Erwärmung konzipiert werden.

Wie in Kapitel 1 erwähnt wurde, werden in der Industrie überwiegend induktive Erwärmungsanlagen für die Erwärmung in den teilflüssigen Bereich verwendet. Da sich diese in ihrem Aufbau unterscheiden können, der Aufbau Einfluss auf die Auswahl an verwendbaren Messgliedern hat und in der Forschung auch andere Erwärmungsanlagen betrachtet wurden, werden die möglichen Erwärmungsanlagen für das Thixoschmieden in Kapitel 2.1 betrachtet. Anschließend wird in Kapitel 2.2 auch auf die Modellierung von Erwärmungsanlage und Rohling eingegangen, da diese wesentlich bei der Betrachtung und Behandlung systematischer Störungen bei der Erfassung des Flüssigphasenanteils sind. Wie zu Beginn dieses Kapitels erwähnt wurde, ist die Wahl eines geeigneten Messglieds für die Erfassung des Flüssigphasenanteils die größte Herausforderung für die Anwendung des Thixoschmiedens. Daher wird der bisherige Stand der Forschung im Bereich von Messgliedern zur Erfassung des Flüssigphasenanteils und das daraus resultierende Defizit in Kapitel 2.3 ausführlich dargelegt.

2.1 Anlagen für die induktive Erwärmung

Die erste Herausforderung bei der Erwärmung eines Rohlings in den teilflüssigen Zustand ist deren präzise Steuerung. Die Erwärmung soll dabei möglichst schnell erfolgen, um einem unerwünschten Kornwachstum im Werkstoff des Rohlings entgegen zu wirken. Gleichzeitig ist eine gleichmäßige Wärmeverteilung im Rohling erforderlich, um einen homogenen Flüssigphasenanteil zu erreichen. Damit einher geht die Anforderung, lokale Überhitzungen während der Erwärmung zu vermeiden, da diese zu einem zumindest temporär zu hohen Flüssigphasenanteil führen, was die resultierenden Werkstoffeigenschaften verschlechtert.

In der Forschung werden zwei Verfahren für die Erwärmung in den teilflüssigen Bereich beschrieben: Die erste Möglichkeit ist die Erwärmung in einem konventionellen Ofen. Diese Art der Erwärmung ist einfach und robust. Allerdings sind die Erwärmungszeiten in einem konventionellen Ofen länger als bei anderen Erwärmungsarten. Zudem ist eine flexible Prozessregelung nicht möglich. Aus den genannten Gründen werden konventionelle Öfen sowohl in der Forschung als auch in der Industrie für die Erwärmung in den teilflüssigen Bereich kaum eingesetzt (Hirt et al. 2009b).

In der Forschung wird fast ausschließlich auf das induktive Erwärmen als zweite Möglichkeit zur Erwärmung in den teilflüssigen Bereich eingegangen. Hierbei wird der Rohling im Inneren einer wechselstromdurchflossenen Spule platziert. Das durch die Wechselströme hervorgerufene Wechselfeld induziert im Rohling Ströme, welche wegen des elektrischen Widerstands des Rohlings zur dessen Erwärmung führen. Die Erwärmung erfolgt inhomogen und ist vor allem auf die Randschichten des Rohlings beschränkt, da sich durch den sogenannten Skineneffekt der Stromfluss auf einen frequenzabhängigen dünnen Bereich an der Oberfläche des Rohlings konzentrieren (Lehner 2008, S. 384ff.). Das Maximum des Stroms liegt dabei an der Oberfläche des Rohlings. Allerdings liegt das Maximum des Wärmeeintrags etwas unterhalb der Oberfläche, da dieser an der Oberfläche durch Wärmeabstrahlung verringert wird (Nguyen et al. 2000). Die Homogenisierung der Wärmeverteilung im Rohling erfolgt durch Diffusion. Eine Aussage über die Wärmeverteilung im Rohling ist daher bei der induktiven Erwärmung besonders schwierig, was gerade bei dieser Form der Erwärmung die Bestimmung des Flüssigphasenanteils erstrebenswert macht. Die inhomogene Stromverteilung führt jedoch dazu, dass die Querschnittsfläche des stromdurchflossenen Bereichs gegenüber einer homogenen Stromverteilung reduziert ist, was den effektiven Widerstand erhöht. Dadurch werden die zur Erwärmung notwendigen Leistungen reduziert.

Der Aufbau einer Induktionserwärmungsanlage lässt sich, wie in Abbildung 2.2 dargestellt ist, in drei Baugruppen aufteilen: Umrichter, Transformator und Last. Der Transformator kann dabei bei Anlagen für Anwendungen, bei denen der Umrichter die benötigten Ströme direkt treiben kann und bei denen keine

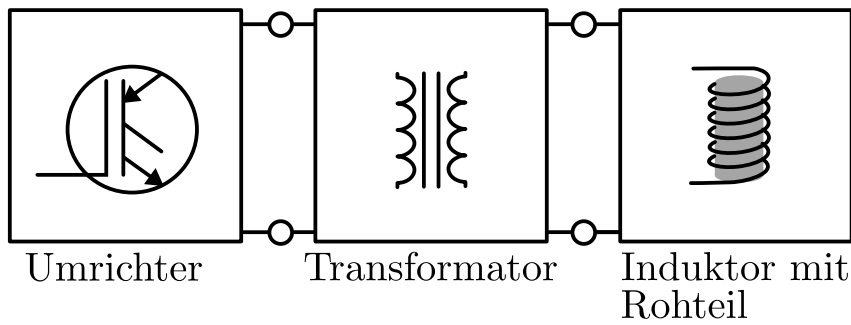


Abbildung 2.2: Schematische Darstellung einer Induktionserwärmungsanlage

Lastanpassung erforderlich ist, entfallen. Für die meisten Anwendungen ist er jedoch erforderlich. Der Aufbau der Last und des Umrichters unterscheiden sich je nach Anlagentyp, wobei die Last immer mindestens aus dem Induktor und dem darin befindlichen Rohling besteht. Beim Umrichter kann zwischen Umrichtern mit Stromzwischenkreis und solchen mit Spannungszwischenkreis unterschieden werden. Als Schaltelemente des im Umrichter befindlichen Wechselrichters werden sowohl IGBTs¹ als auch MOSFETs² und Thyristoren eingesetzt (Zok et al. 2012). Man unterscheidet zwischen Schwingkreisanlagen und Anlagen mit direkter Anregung, auf deren Unterschiede und Anwendungsbereich im Folgenden eingegangen wird.

2.1.1 Schwingkreisanlagen

Der Induktor stellt eine induktive Last dar. Aus diesem Grund fließt neben dem zur Erwärmung notwendigen Wirkstrom noch ein erheblicher Blindstrom, der bei üblichen Anwendungen bis zum Zehnfachen des Wirkstroms beträgt (Zok et al. 2012). Die zur Erwärmung bereitzustellende Leistung ist daher deutlich höher als die tatsächlich zur Erwärmung benötigte Leistung. Dies führt ohne besondere Maßnahmen dazu, dass die treibenden Halbleiter im Wechselrichter deutlich größer dimensioniert werden müssen, als für die reine Erwärmung erforderlich.

¹engl. Insulated-Gate Bipolar Transistor = Bipolartransistor mit isolierter Gate-Elektrode

²engl. Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor = Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistor

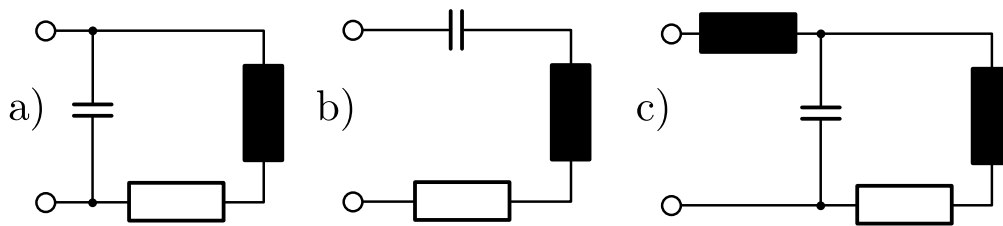


Abbildung 2.3: Lasttopologien für Schwingkreisanlagen: a) Parallelschwingkreis
b) Reihenschwingkreis, c) Reihenparallelschwingkreis

Um dieses Problem zu umgehen, wird in den meisten Anwendungen die induktive Last um eine Kapazität ergänzt, welche die induktive Last kompensiert. Die resultierende Last bildet einen Schwingkreis, woraus die Bezeichnung dieses Anlagentyps resultiert. Wie in Abbildung 2.3 dargestellt ist, kann der Schwingkreis als Parallelschwingkreis, Reihenschwingkreis oder Reihenparallelschwingkreis ausgeführt werden (Dede et al. 2004). Allen Ausführungsvarianten ist jedoch gemein, dass die Blindleistung vom Schwingkreis aufgebracht wird, wodurch sich die Leitungsverluste der Leistungshalbleiter des Umrichters reduzieren und diese deutlich kleiner dimensioniert werden können (Zok et al. 2012). Durch das Schwingungsverhalten der Last können darüber hinaus auch die Schaltverluste in den Halbleitern reduziert werden, wenn man diese so schaltet, dass sie bei Nulldurchgang von Spannung oder Strom schalten (Hua et al. 1994). Die Kompensation der Blindleistung ist nur bei Resonanzfrequenz des Schwingkreises gegeben (Zok et al. 2012). Daher wird der Schwingkreis so ausgelegt, dass dessen Resonanzfrequenz annähernd der gewünschten Anregungsfrequenz entspricht. Allen Varianten ist gemein, dass der Spannungs- und Stromverlauf über dem Induktor bedingt durch den Schwingkreis sinusförmig ist.

2.1.2 Anlagen mit direkter Anregung

Eine Alternative zu Schwingkreisanlagen sind Anlagen mit direkter Anregung. Bei diesem Anlagentyp wird auf eine Kompensation der Blindleistung durch eine

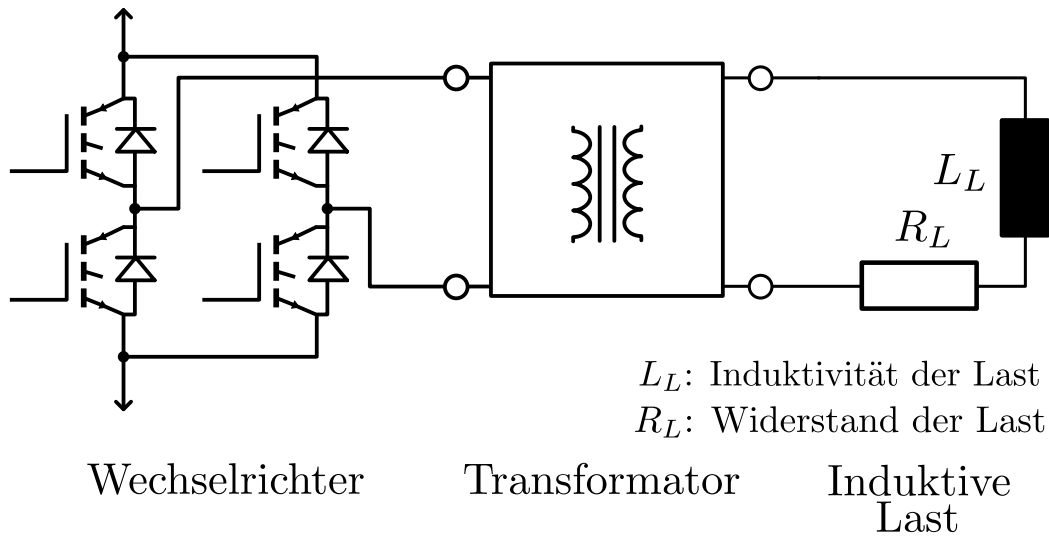


Abbildung 2.4: Lastkreis einer Erwärmungsanlage mit direkter Anregung (Gerlach et al. 2015)

Kapazität verzichtet. Die induktive Last wird direkt an die Leistungshalbleiter angeschlossen, welche daher die gesamte Leistung bereitstellen müssen.

Der Verzicht auf einen Schwingkreis führt, wie in Kapitel 2.1.1 erwähnt, zu im Vergleich zu leistungsäquivalenten Schwingkreisanlagen deutlich größer dimensionierten Leistungshalbleitern im Wechselrichter. Daher kommen bei diesem Anlagentyp ausschließlich IGBTs zum Einsatz. Zudem wird zur Reduktion der Leitungsströme in den Halbleitern ein Lasttransformator eingesetzt, wie in Abbildung 2.4 zu sehen ist. Bei Anlagen mit direkter Anregung sind neben den Leitungsverlusten auch die Schaltungsverluste in den Halbleitern höher als bei Schwingkreisanlagen, da immer hart geschaltet werden muss. Gegenüber Schwingkreisanlagen ergibt sich eine rechteckförmige Spannung über der Last und ein – im Fall idealer Leistungshalbleiter und einer rein induktiv-ohmschen Last – exponentiell abfallender Strom.

Vorteil dieses Anlagentyps ist die von einer Resonanzfrequenz unabhängige, jederzeit änderbare Anregungsfrequenz. Die Änderung der Anregungsfrequenz bewirkt eine Änderung der Stromverteilung im Rohling, weswegen sich mit Anlagen dieses Typs die Erwärmung deutlich präziser steuern lässt. Fortschritte insbesondere bei der IGBT-Technik ermöglichen es mittlerweile, Anlagen mit ausreichender Leistung für das induktive Erwärmen herzustellen. Erste Anwen-

dungen fanden sich dabei in der Forschung (Baur 2000; Borrelli et al. 2005). In den letzten Jahren sind jedoch auch Anwendungen in der Industrie hinzugekommen, die die Flexibilität dieses Anlagentyps nutzen, so dass Anlagen dieses Typs seit einigen Jahren kommerziell vertrieben werden (Nuding 2009).

2.1.3 Fazit zu den verschiedenen Anlagentypen

Die Erwärmung für das Thixoschmieden erfolgt fast ausschließlich mit induktiven Erwärmungsanlagen, da diese eine schnelle Erwärmung des Rohlings und eine flexible Steuerung der Erwärmung ermöglichen. Bei den induktiven Erwärmungsanlagen stehen sich mit Schwingkreisanlagen und Anlagen mit direkter Anregung zwei Konzepte gegenüber, wobei für das Thixoschmieden vorwiegend Schwingkreisanlagen zum Einsatz kommen. Schwingkreisanlagen sind im Vergleich zu Anlagen mit direkter Anregung günstiger umzusetzen, da die Leistungshalbleiter bei Einsatz eines Schwingkreises kleiner dimensioniert werden können. Aus kommerzieller Sicht ist daher die Verwendung von Schwingkreisanlagen zu bevorzugen. Demgegenüber bieten Anlagen mit direkter Anregung eine freie Wahl der Anregungsfrequenz, was diese Anlagen wegen der daraus resultierenden Einflussmöglichkeiten auf die Erwärmung des Rohlings aus Sicht der Forschung besonders interessant macht. Werden elektrische Messgrößen zur Erfassung des Flüssigphasenanteils verwendet, ist zu beachten, dass sich die Spannungs- und Stromverläufe an der Last je nach Anlagentyp unterscheiden, was Auswirkungen auf die Erfassung der elektrischen Messgrößen hat. Die Wahl des zu verwendenden Anlagentyps hängt daher auch davon ab, welche Messgröße für die Erfassung des Flüssigphasenanteil verwendet werden kann. Sofern die gewählte Messgröße einen bestimmten Anlagentyp voraussetzt, ist dies ausschlaggebend für die Wahl des Anlagentyps.

2.2 Modellierung von Anlagen für das Thixoschmieden

Elektrische Messgrößen, wie sie in dieser Arbeit für die Regelung von induktiven Erwärmungsprozessen betrachtet werden, können von allen elektrischen Komponenten des Lastkreises beeinflusst werden. Für eine Analyse möglicher störender Einflussgrößen und ihrer Auswirkung auf die Messgröße, ist daher eine Betrachtung dieser Komponenten erforderlich, wofür eine Modellierung und Simulation dieser Komponenten hilfreich ist. Daher soll im Folgenden ein Überblick über die Modellierung der im Lastkreis auftretenden Komponenten gegeben werden.

2.2.1 Modellierung von Leistungshalbleiter

Je nach Anlagentyp werden in Wechselrichtern für die induktive Erwärmung Thyristoren, MOSFETs oder IGBTs eingesetzt. Durch Reduktion der Schaltverluste und Schaltzeiten sowie Erhöhung der schaltbaren Ströme haben in den letzten Jahren vermehrt IGBTs den Platz von Thyristoren und MOSFETs in Wechselrichtern von Erwärmungsanlagen mittlerer Frequenz, wie sie für das Thixoschmieden verwendet werden, eingenommen (Dede et al. 2004). Auch Anlagen mit direkter Anregung werden wegen ihrer Anforderungen mit IGBTs aufgebaut. Im Rahmen dieser Arbeit wird daher ausschließlich die Modellierung von IGBTs betrachtet.

Der Aufbau eines IGBTs ist in Abbildung 2.5 schematisch dargestellt. Ein IGBT ist ähnlich zu einem Feldeffekttransistor aufgebaut, enthält jedoch eine weitere dotierte Schicht (Tietze et al. 2012). Der dadurch entstehende zusätzliche Bipolartransistor hat gegenüber einem Feldeffekttransistor einen geringeren Leitungswiderstand, was ihn für Leistungsanwendungen prädestiniert. Durch den internen FET³ wird der IGBT wie ein gewöhnlicher FET spannungsgeschaltet. Ein IGBT ist somit schaltungstechnisch betrachtet eine Kombination aus Feldeffekttransistor und Bipolartransistor. Ein Nachteil von IGBTs ist, dass

³engl. Field-Effect Transistor = Feldeffekt-Transistor

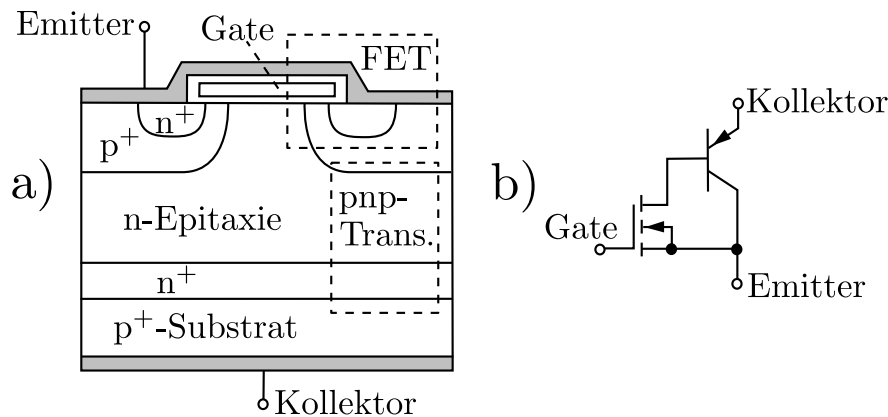


Abbildung 2.5: a) Schematischer Aufbau und b) Ersatzschaltbild eines IGBTs (nach (Tietze et al. 2012, S. 693))

durch die Dotierung ein parasitärer Thyristor entsteht. Wenn dieser zündet, kann der IGBT nicht mehr durch das Gate kontrolliert werden. Dieses „Latch-Up“ genannte Phänomen wurde ausgiebig untersucht um einen sicheren Betriebsbereich für IGBTs zu definieren und den Aufbau des Bauteils zu optimieren zu können (Yilmaz 1985). Durch solche konstruktiven Maßnahmen ist die Gefahr eines Latch-Ups bei modernen IGBTs gering (Wu et al. 2013). Ein im Normalbetrieb relevanteres Verhalten von IGBTs ist der sogenannte Tailstrom. Hierunter wird das verzögerte Absinken des Stroms nach Abschalten der Gate-Spannung verstanden (Donlon et al. 2014). Der Tailstrom führt dazu, dass sich das vollständige Sperren des IGBTs je nach Modell um einige Nanosekunden bis hin zu wenigen Mikrosekunden verzögert, was die maximale Schaltfrequenz von IGBTs begrenzt. Eine weitere Eigenschaft von IGBTs ist, dass diese im Gegensatz zu FETs keine parasitäre Diode aufweisen. Daher werden in Umrichtern üblicherweise IGBT-Module mit zusätzlicher Freilaufdiode verwendet.

Zur Modellierung von IGBTs werden verschiedene Ansätze verfolgt (Sheng et al. 2000). Je nach Anwendungszweck des Modells haben die Ansätze entweder zum Ziel, einen Ersatzschaltkreis zu entwerfen, der das Verhalten des IGBTs nachbildet, oder eine mathematische Beschreibung des Verhaltens zu finden. Der erste Ansatz ist der verhaltensbasierte Ansatz, was eine Form des Black-Box-Modellings darstellt (Hsu et al. 1995). Dabei wird das Verhalten des

IGBTs bei verschiedener Anregung untersucht und nachgebildet ohne auf die physikalischen Zusammenhänge einzugehen. Der Ansatz ist in der Theorie sehr einfach, wird trotzdem selten verwendet. Die Mehrheit der in der Forschung beschriebenen Modelle basiert auf einem physikalischen Ansatz. Beim physikalischen Ansatz wird versucht, ein Modell aus den physikalischen Eigenschaften des IGBTs herzuleiten. Einer der einfachsten Ansätze ist die Abbildung des konduktiven Verhaltens des IGBTs (Pavlović et al. 2004). Da beim IGBT die Stromleitung wie bei einem Bipolartransistor erfolgt, entspricht das Leitungsverhalten dem einer Diode. Der Strom-Spannungszusammenhang über eine Diode verläuft nur bei niedrigeren Spannungen exponentiell und wird mit höheren Spannungen zunehmend linear. Es kann daher als Vereinfachung davon ausgegangen werden, dass unterhalb der Schwellspannung keine Stromleitung erfolgt und diese ab der Sperrspannung linear mit der Spannung ansteigt. Dann ist eine Modellierung des Leitungsverhaltens mittels eines Widerstands möglich (Feix et al. 2009).

Die oben genannten Modelle enthalten allerdings keine dynamischen Effekte wie den erwähnte Tailstrom. Das erste vollständige Modell, welches auch das dynamische Verhalten erfasst und in Schaltkreissimulationen verwendet werden kann, stammt von Hefner (Hefner 1988). Dieses Modell ist Ausgangspunkt weiterer Modelle. Die meisten dieser Modelle verfolgen dabei das Ziel, sowohl die statischen als auch dynamischen Eigenschaften eines IGBTs möglichst abzubilden, wobei der Schwerpunkt auf dem dynamischen Verhalten liegt. Letzteres ist für die Simulation von Schaltvorgängen von besonderem Interesse. In diesem Fall wird dann oft die beschriebene lineare bzw. auch eine stückweise lineare Vereinfachung für das Leitungsverhalten angenommen (u.a. (Asparuhova et al. 2006)). Die meisten dieser Modelle sind für Berechnung von Verlustleistungen zu komplex, so dass für deren Berechnung oftmals einfachere Methoden basierend auf Messwerten aus dem Datenblatt des IGBTs sowohl für Schalt- als auch für Leitungsverluste verwendet werden (Jalakas et al. 2008).

Die Wahl der geeigneten Modellierung ist dabei maßgeblich vom Anwendungsziel abhängig. Physikalische Modelle erzielen eine hohe Genauigkeit. Sie sind aber schwer zu parametrieren, da die notwendigen physikalischen Parame-

ter oftmals nicht zur Verfügung stehen. Diese Modelle sind daher am ehesten in der Forschung oder für Halbleiterhersteller interessant. Für die Applikation stellen verhaltensbasierte Modelle eine Alternative dar, deren Parametrierung anhand vorgegebener Messungen erfolgt. Sehr einfache Modelle, wie sie zur Verlustleistungsberechnung verwendet werden, kommen oftmals mit Parametern aus dem Datenblatt aus, bilden das Verhalten des IGBTs allerdings nicht so genau ab. Ihre Genauigkeit ist für einfache Fragestellungen jedoch oftmals ausreichend.

2.2.2 Modellierung von Transformatoren

Transformatoren werden, wie bereits in Kapitel 2.1 erwähnt wurde, in vielen Anlagen für das Thixoschmieden im Lastkreis verwendet. Dennoch wurde ihr Einfluss bei der Analyse von Erwärmungsanlagen für das Thixoschmieden in der Forschung bislang nicht betrachtet. Hierfür dürften zwei Gründe wesentlich sein. Zum einen nutzt die Mehrzahl der verwendeten Anlagen einen Schwingkreis im Lastkreis. Transformatoren werden in Schwingkreisanlagen zwischen Wechselrichter und Last geschaltet (Zok et al. 2012). Sie sehen daher eingangsseitig nahezu sinusoidale Strom- und Spannungsverläufe, was dem klassischen Anwendungsfall von Transformatoren entspricht. Desweiteren ist der Einfluss der Transformatoren auf den Stromverlauf im Lastkreis von untergeordneter Interesse, da bislang vor allem die übertragene Leistung als relevante, vom Transformator bei der Erwärmung beeinflusste Größe angesehen wird und sich der Einfluss des Transformators auf diese Größe durch den Wirkungsgrad ausreichend beschrieben ist. Damit reduziert sich die notwendige Betrachtung des Transformators in der Forschung zur Erwärmungsregelung für das Thixofforming bisher auf dessen Wirkungsgrad und die wegen der Verlustleistung notwendige Kühlung.

Transformatoren werden noch aus einem anderen Grund selten modelliert: Das Verhalten eines Transformators ist stark von dessen Aufbau abhängig, welcher kaum in einem allgemeingültigen Modell abbildbar ist. Die meisten

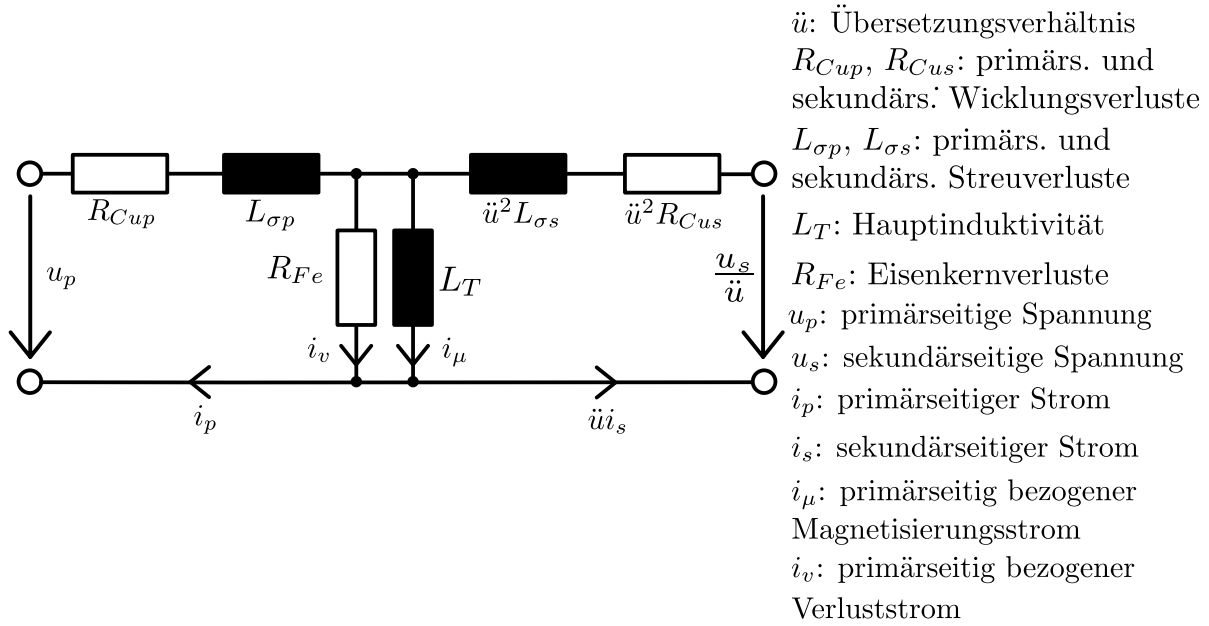


Abbildung 2.6: Standard-Ersatzschaltbild eines Transformators (Kulkarni et al. 2013) mit auf Primärseite umgerechneten Größen

Betrachtungen beschränken sich daher auf das gängige Netzwerkmodell eines Transformators, welches in Abbildung 2.6 dargestellt ist.

Das Ersatzschaltbild gilt für den stationären Zustand bei sinusoider Anregung, kann aber auf andere periodische Anregungsarten übertragen werden (Kulkarni et al. 2013). In diesem Ersatzschaltbild sind R_{Cup} und R_{Cus} die primär- bzw. sekundärseitigen ohmschen Verluste in den Wicklungen. $L_{\sigma p}$ und $L_{\sigma s}$ sind Streuverluste durch die unvollständige Kopplung der Wicklungen. L_T stellt die Hauptinduktivität dar und R_{Fe} sind die Verluste im Eisenkern. Diese setzen sich aus Hysterese- und Wirbelstromverlusten zusammen, wobei die Wirbelstromverluste in der Regel dominant sind (Swift 1971). Kernverluste haben großen Einfluss auf das transiente Verhalten eines Transformators (Elleuch et al. 2003). Die Kernverluste sind – wie auch die Induktivitäten im Ersatzschaltbild – frequenzabhängig. Da Transformatoren primär für die Transformation sinusoider Größen oder – im Falle von Schaltnetzteilen – periodischer, rechteckförmiger Signale verwendet werden, wird in der Wissenschaft vor allem die Modellierung der Frequenzabhängigkeit diskutiert (Martinez et al. 2003; Swift 1971). Eine analytische Betrachtung des Verhaltens über die Zeit bei nicht-sinusoider Anre-

gung findet nicht statt, was auch an der hohen Komplexität einer analytischen Lösung liegt (Chura 1976). Industriell verfügbare Transformatoren werden in der Regel nur an diskreten Frequenzen vermessen. Die dadurch dem Anwender verfügbaren Daten reichen im günstigsten Fall für die Parametrierung des Standardersatzschaltbildes. Für eine über das Standardersatzschaltbild hinausgehende Betrachtung ist daher eine messtechnische Betrachtung erforderlich.

2.2.3 Modellierung der induktiven Last

Die induktive Last teilt sich auf in den Induktor und den im Induktor befindlichen Rohling. Betrachtet man den Induktor ohne Rohling, so lässt sich dieser, wie auch ein Induktor mit Rohling, als Reihenschaltung aus einem Widerstand und einer Induktivität beschreiben (Forest et al. 2000). Der Widerstand ist dabei der ohmsche Widerstand der Windungen und die Induktivität die einer Luftspule mit einer frequenzabhängigen Impedanz \underline{Z} gemäß Gleichung 2.2.1.

$$\underline{Z} = j\omega L, \quad \omega = 2\pi f \quad (2.2.1)$$

Die Induktivität L einer Luftspule mit N_C Wicklungen ist in guter Näherung durch Gleichung 2.2.2 gegeben, wobei diese Näherung nur für Spulen gilt, deren Länge l_C groß gegenüber dem Querschnitt A_C ist (Küpfmüller et al. 2005, S. 339).

$$L = N_C^2 \frac{\mu A_C}{l_C} \quad (2.2.2)$$

Diese Annahme gilt in der Regel nicht für Induktoren von Erwärmungsanlagen, da diese anwendungsbedingt meistens kurz gegenüber ihrem Querschnitt sind. Die Berechnung solcher Spulen ist deutlich komplexer als durch Gleichung 2.2.2 für lange Spulen beschrieben. Gleichung 2.2.2 ist jedoch in guter Näherung auf kurze Spulen übertragbar, wenn man einen Korrekturfaktor einführt, der als Nagaoka-Faktor k_N bezeichnet wird und den von Nagaoka ermittelten Tabellen

entnommen werden kann (Nagaoka 1909). Es ergibt sich Gleichung 2.2.3 zur Berechnung einer kurzen Luftspule.

$$L = k_N N_C^2 \frac{\mu A_C}{l_C} \quad (2.2.3)$$

Auch nach der Anwendung eines Korrekturfaktors ist die Anwendung von Gleichung 2.2.2 auf Luftspulen beschränkt. Bei Induktionserwärmungsanlagen kann jedoch nicht von einer Luftspule ausgegangen werden, da der Rohling als Spulenkern wirkt. Üblicherweise bestehen Spulenkern aus ferromagnetischen Materialien, um die Induktivität zu erhöhen. Doch auch nicht-ferromagnetische Materialien haben einen Einfluss auf die Induktivität der Anordnung aus Induktor und Rohling. Ursache hierfür ist der schon in Kapitel 2.1 erwähnte Skin-Effekt: Der Stromfluss im Induktor erzeugt ein magnetisches Wechselfeld außerhalb des Rohlings. Dieses Feld dringt auch in den Rohling ein, wo es nach dem Induktionsgesetz Wirbelfelder erzeugt, welche wiederum zu einem Stromfluss im Leiter führen. Diese Wirbelströme erzeugen – wie die Ströme im Induktor – ein magnetisches Wechselfeld, welches dem ursächlichen Feld entgegensteht und dessen Eindringen in den Rohling verhindert bzw. verlangsamt. Als Folge diffundiert das Feld mit der Zeit in den Rohling. Für sinusoidale Anregungen kann die Tiefe angegeben werden, bis zu der das Feld im Mittel eindringt (Lehner 2008, S. 360ff.). Diese in Gleichung 2.2.4 gegebene Eindringtiefe δ hängt vom spezifischen Widerstand des Materials ρ , dessen Permeabilität μ sowie der Anregungsfrequenz f ab und wird durch Gleichung 2.2.4 beschrieben (Lehner 2008, S. 360ff.).

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{2\pi f\mu}} \quad (2.2.4)$$

Das führt dazu, dass bei einer Spule mit elektrisch leitendem Kern das Feld im Inneren der Spule nicht mehr homogen verteilt ist. Es wird auf den Luftspalt und die Eindringtiefe reduziert. Für die dadurch veränderte Induktivität des Induktors gibt es wiederum einen Korrekturfaktor, den sogenannten effektiven

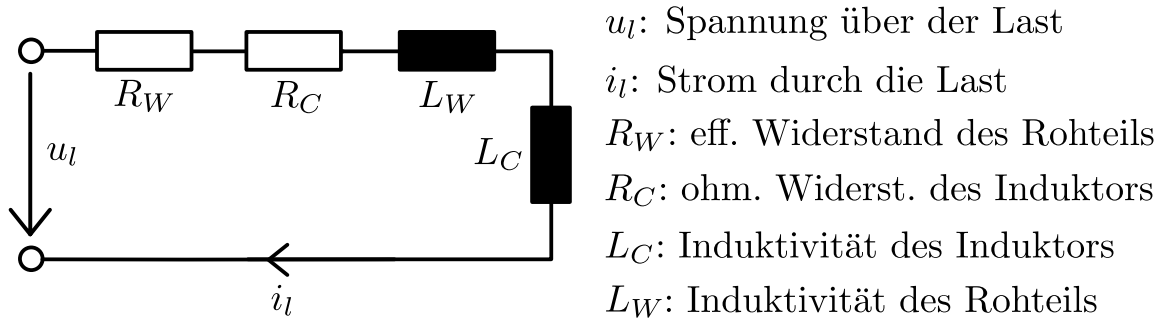


Abbildung 2.7: Ersatzschaltbild der Last

Nagaoka-Faktor k_N^* , der in Gleichung 2.2.5 wiedergegeben ist (Kennedy et al. 2011).

$$k_N^* = k_N \left(1 - \left(\frac{2r_W}{2r_C} \right)^2 \right) + \left(\frac{2r_W}{2r_C} \right)^2 \quad (2.2.5)$$

r_W ist dabei der Radius des Rohlings und r_C der mittlerer Radius des Induktors. Der effektive Nagaoka-Faktor dient der Anpassung des Nagaoka-Faktors auf Grund des geänderten Verhältnisses zwischen Länge und Querschnitt des Induktors. k_N in Gleichung 2.2.3 wird daher durch k_N^* ersetzt. Daneben muss in Gleichung 2.2.2 ebenfalls die geänderte Querschnittfläche berücksichtigt werden.

Durch die genannten Korrekturen wird zwar der durch den Rohling reduzierte Luftspalt im Inneren des Induktors berücksichtigt, nicht jedoch das als Kern wirkende Rohling selbst. Am einfachsten geschieht dies – wie in Abbildung 2.7 durch eine Reihenschaltung aus Windungswiderstand R_C des Induktors und effektivem Widerstand R_W des Rohlings, sowie Induktivität L_C des Induktors und der Induktivität L_W des Rohlings (Davies 1990). Die Induktivität L_C ergibt sich dabei aus Gleichung 2.2.3 unter Verwendung von Gleichung 2.2.5 statt k_N . R_W modelliert die Wirbelstromverluste im Rohling.

Die Widerstände und Induktivitäten lassen sich jeweils zusammenfassen, wodurch das einfachste Ersatzschaltbild für die Last einer induktiven Erwärmungsanlage entsteht. Die Parameter dieses Modells sind frequenzabhängig, weswegen es bei stark frequenzabhängigen Anwendungen nicht verwendet werden

kann (Forest et al. 2000). Zudem ist das Modell bislang nur für sinusoidale Anregungen verwendet worden. Eine Modellierung und Parametrierung der induktiven Last für Abklingvorgänge bei rechteckförmiger Anregungen ist in der Forschung bislang nicht untersucht worden.

2.2.4 Fazit zu den Modellierungsmöglichkeiten

Für IGBTs stehen eine Vielzahl von Modellen zur Verfügung. Neben Modellen, die die statischen und dynamischen Effekte in einem IGBT sehr genau abbilden aber umfangreiches Wissen über den physikalischen Aufbau des IGBTs erfordern, stehen auch einfachere Modelle zur Verfügung, die auf Basis von Messreihen oder aus dem Datenblatt parametrierbar werden können. Besonders letztere sind für diese Arbeit interessant, da sie eine Modellierung erlauben, ohne die IGBTs in einen speziellen Messaufbau einbauen zu müssen. Es sind somit keine Veränderungen an der Anlage erforderlich. Sie können jedoch nicht alle Effekte im IGBT genau abbilden, was aber in vielen Fällen auch nicht erforderlich ist.

Die Modellierung von Transformatoren ist insbesondere aus Anwendersicht schwierig, da keine allgemeingültigen, über das Standardersatzschaltbild hinausgehenden Modelle zur Verfügung stehen. Darüber hinaus stehen für die Parametrierung von Modellen, die über das Standardersatzschaltbild hinausgehen, bei industriell verfügbaren Transformatoren nicht genügend Daten zur Verfügung. Die Abbildung von Effekten, die sich durch das Standardersatzschaltbild nicht modellieren lassen, ist daher nur durch eine messtechnische Betrachtung mit anschließender verhaltensbasierter Modellierung möglich.

Wie auch Transformatoren sind auch induktive Lasten nur begrenzt modellierbar. Für sinusoidale Vorgänge gibt es einfach applizierbare Modelle. Sie können vor allem bei Messgrößen, die auf sinusoiden Vorgängen basieren, gut angewendet werden. Da sich nicht-sinusoidale, periodische Vorgänge gut durch diskrete Fourierreihen abbilden lassen, kann von einer guten Übertragbarkeit auf diese Vorgänge ausgegangen werden, wobei die Frequenzabhängigkeit der Parameter zu beachten ist. Für nicht-periodische Vorgänge, die bei einigen elektrischen

Messgrößen eine Rolle spielen, fehlen solche Modelle, was deren Betrachtung schwierig macht.

2.3 Messverfahren und Messgrößen zur Erfassung des Flüssigphasenanteils

Wie in Kapitel 1 dargelegt wurde, liegt eine wesentliche Herausforderung bei der Akzeptanz des Thixoschmiedens in der prozesssicheren Erwärmung des Rohlings in einen Zustand mit definiertem Flüssigphasenanteil. Industriell werden hierfür empirisch ermittelte Erwärmungsprofile verwendet, aus denen feste Sollwertverläufe für die Leistung generiert werden (Cremer 1997). Es sind Ansätze unternommen wurden, die Erwärmung durch eine Störgrößenaufschaltung zu optimieren (Fleck et al. 2004). Verbreitung hat dabei insbesondere der Ansatz gefunden, die dem Prozess zugeführte Energie zu erfassen und Abweichungen vom erwarteten Verlauf durch Leistungsanpassung zu kompensieren (Hirt et al. 2009b). Durch die Störgrößenaufschaltung können zwar Schwankungen in der Erwärmungsleistung nicht jedoch Schwankungen in der Legierungszusammensetzung oder externe Einflüsse kompensiert werden. Daher bleibt der Bedarf an einer geeigneten Messgröße zur Erfassung des Flüssigphasenanteils für die Erwärmung in den teilflüssigen Bereich. Verfahren zur Ermittlung einer solchen Messgrößen während der Erwärmung waren und sind Gegenstand der Forschung. Die wichtigsten Verfahren werden in diesem Kapitel dargestellt.

2.3.1 Erfassung des Flüssigphasenanteils mittels Temperaturmessung

Eine der am häufigsten untersuchten Größen zur Bestimmung des Flüssigphasenanteil ist die Temperatur. Dies liegt zum einen daran, dass die Temperatur messtechnisch verhältnismäßig einfach erfasst werden kann, zum anderen an der Tatsache, dass es einen bekannten Zusammenhang zwischen der Temperatur und dem Flüssigphasenanteil gibt (Cremer 1997). Dabei lassen sich temperaturbasierte Verfahren in kontaktierende und kontaktlose Verfahren unterteilen.

Die kontaktierende Messung erfolgt in der Regel mittels Thermoelement, welches über eine Bohrung in den Rohling eingeführt wird. Damit kann die Temperatur und somit der Flüssigphasenanteil im Inneren des Rohlings ermittelt werden. Die Messung erfolgt dabei allerdings nur punktuell. Auf den Flüssigphasenanteil an anderen Stellen des Rohlings muss dann aus Erfahrungswerten oder über Simulationsmodelle geschlossen werden. Für die Messung ist eine Fixierung des Thermoelements notwendig, da sich dieses sonst beim Aufschmelzen des Rohlings bewegt und sich somit der Messpunkt verschiebt. Beim Aufschmelzen ergibt sich außerdem das Problem, dass das teilflüssige Material im Vergleich zum festen Zustand einen deutlich besseren Kontakt mit dem Thermoelement hat, was zu einer verbesserten Wärmeübertragung und damit einer Änderung der gemessenen Temperatur führt. Das Thermoelement muss außerdem nach der Messung wieder gereinigt werden, da der teilflüssige Werkstoff am Mantel des Thermoelements anhaftet. Bei hochschmelzenden Titanlegierungen wie TiAl6V4 reagiert der teilflüssige Werkstoff zudem mit dem Mantel des Thermoelements und führt zu einer raschen Alterung. Aufgrund dieser Nachteile und der Notwendigkeit einer Bohrung werden Thermoelemente zwar im Laboreinsatz verwendet (Jung 2000), sind aber für die industrielle Prozessregelung der Erwärmung nicht praktikabel (Hirt et al. 2009a). Die Messung kann zwar grundsätzlich auch ohne Bohrung erfolgt, erfasst dann allerdings nur die Temperatur bzw. den Flüssigphasenanteil an der Oberfläche des Rohlings. Zudem stellt sich in diesem Fall die Problematik der Kontaktierung des Thermoelements in besonderem Maße.

Alternativ zur Verwendung von Thermoelementen ist die kontaktlose Messung mittels Pyrometer möglich. Pyrometer können zwar die Temperatur nur an der Oberfläche des Rohlings messen, erfordern aber keine Bohrungen im Rohling und können durch die Messung auch nicht verunreinigt werden. Sie sind daher einfacher in einen Fertigungsprozess zu integrieren. Problem beim Einsatz von Pyrometern ist der Emissionskoeffizient des zu erwärmenden Materials, welcher von der Legierungszusammensetzung des Rohlings, dessen Oberflächenbeschaffenheit und der Temperatur abhängt. Er variiert daher zwischen verschiedenen Rohlingen und während der Erwärmung (Schönbohm et al. 2006). Damit ist eine Aussage über die tatsächliche Temperatur an der Oberfläche des Rohlings kaum möglich.

Verschiedene Ansätze wurden vorgeschlagen, das Problem zu lösen. Durch Beschichtung der Oberfläche des Rohlings mit einer temperaturbeständigen Farbe kann ein konstanter Emissionskoeffizient erreicht werden (Nguyen et al. 2000). Das Verfahren funktioniert allerdings nur für Temperaturen unterhalb der Soliduslinie. Hinzu kommt, dass die Farbe beim Umformen in die Struktur des Formteils integriert wird. Es liegen keine Untersuchungen für, wie durch die Farbe die Materialeigenschaften des Formteils beeinflusst werden. Alternativ zum Farbauftrag kann ein Zwei-Farben-Pyrometer verwendet werden, das die Abhängigkeit vom Emissionskoeffizienten reduziert (Nguyen et al. 2000). Allerdings ist eine vollständige Kompensation der Emissionsgradabhängigkeit nicht möglich.

Wegen der Schwierigkeiten der Absolutwertmessung bei der Verwendung von Pyrometern wurden Verfahren untersucht, bei dem der Rohling mit konstanter Leistung erwärmt wird und aus der Änderung des Temperaturgradienten auf das Erreichen der Soliduslinie geschlossen wird. Das Verfahren geht davon aus, dass sich die Temperatur bis zum Erreichen der Soliduslinie stark ändert, die Änderung mit Erreichen der Soliduslinie aber stark abnimmt. Ab diesem Punkt wird dann eine definierte Energie zugeführt, um den gewünschten Flüssigphasenanteil zu erreichen (Schönbohm et al. 2006). Dahinter steht die Annahme, dass der erreichte Flüssigphasenanteil primär von der nach Erreichen der Soliduslinie zugeführten Energie abhängt. Die dafür benötigte Energie muss empirisch er-

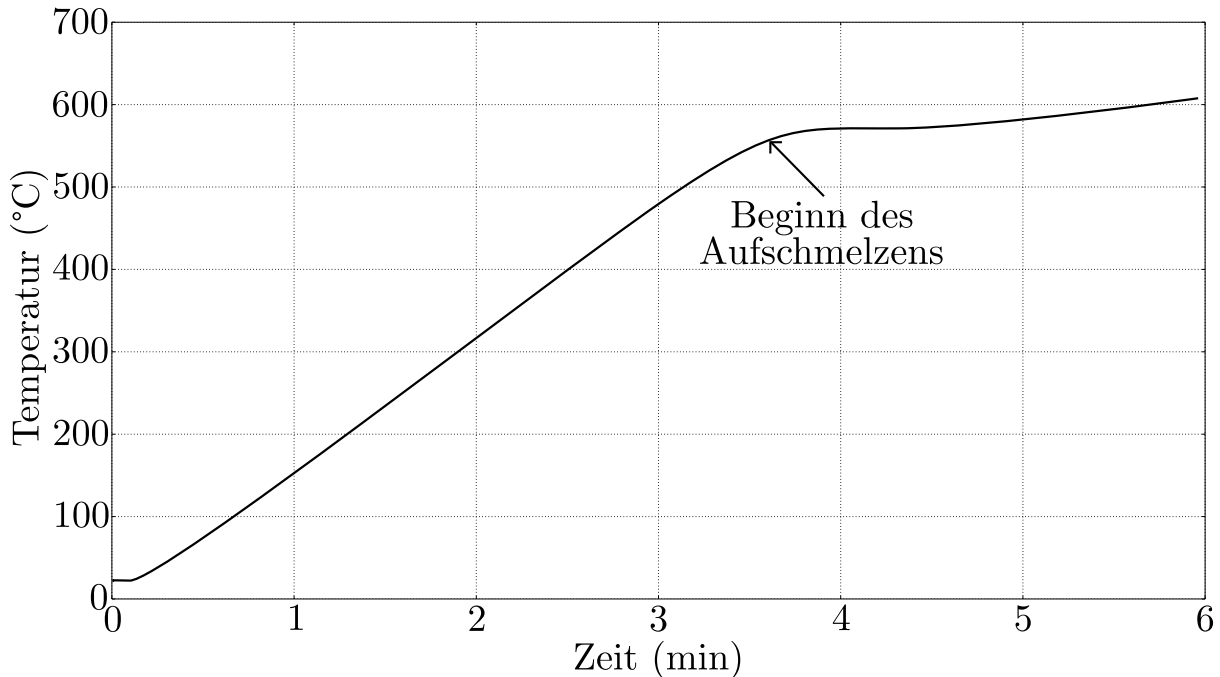


Abbildung 2.8: Idealisierte Erwärmungskurve für Aluminiumlegierung A356 (basierend auf realer Messung)

mittelt werden. Das Verfahren erlaubt keine Regelung des Flüssigphasenanteils sondern stellt lediglich eine Verbesserung des gesteuerten Erwärms dar.

Dabei wird auch ein grundsätzliches Problem bei der temperaturbasierten Regelung deutlich, welches auch schon in Kapitel 1 angesprochen wurde: Im teilflüssigen Bereich ist die Änderung der Temperatur sehr gering (vergl. Abbildung 2.8). Die Legierung A356 wird auch deshalb für das Thixoforming verwendet, weil die Temperaturänderung über den gesamten teilflüssigen Bereich mit 12 K im Vergleich zu anderen Legierungen hoch ist (Hallstedt et al. 2006). Dabei beträgt der für das Thixoschmieden relevante Bereich relevanten Bereich, wie in Kapitel 1 ausgeführt ist, nur noch 3 K. Die Verwendung alternativer Legierungen scheitert mitunter an der zu geringen Sensitivität der Temperatur gegenüber den Flüssigphasenanteil im Prozessfenster (Fan 2002). Doch selbst bei einer hinreichend großen Änderung der Temperatur in diesem Bereich ist noch keine Prozesssicherheit gegeben. Untersuchungen haben gezeigt, dass sich die Solidus- bzw. Liquidustemperatur in Abhängigkeit von der Erwärmungsrate des Rohlings im festen Bereich verschieben kann, womit sich auch der Zusammenhang zwischen Temperatur und Flüssigphasenanteil ändert (Schön-

bohm et al. 2006; Unseld 2009). Auch führen schon geringe Änderungen in der Legierungszusammensetzung, wie sie durch Chargenschwankungen auftreten, zu einer Änderung dieses Zusammenhangs (Balitchev 2004).

Bei allen temperaturbasierten Verfahren erfolgt die Messung der Temperatur punktuell. Auf die Temperaturverteilung im Rohling kann dann nur indirekt über mathematische Modelle geschlossen werden (Nguyen et al. 2000).

2.3.2 Erfassung der Flüssigphasenanteils über akustische Messungen

Die bisherigen Messgrößen erlauben nur die punktuelle Erfassung des Flüssigphasenanteil und dies auch nur an der Oberfläche des Rohlings, sofern dieser nicht vor der Erwärmung bearbeitet wird. Wünschenswert ist es jedoch, den Flüssigphasenanteil in einem größeren Bereich und auch im Inneren des Rohlings bestimmen zu können. Hierzu wurde in der Forschung insbesondere die Messung mittels Ultraschall untersucht. Das Verfahren macht sich zunutze, dass die Laufzeit und Dämpfung von Schall materialabhängig sind und sich somit während der Erwärmung ändern. Dies gilt sowohl für Scher- als auch für Längswellen (Idris 1995). Da bei dem Messverfahren die Schallwellen, wie in Abbildung 2.9 dargestellt, vom Emitter durch das Rohling zum Empfänger laufen, erlauben sie eine Aussage über den gemittelten Gefügestand des Rohlings und somit auch über den Flüssigphasenanteil. Zur Erzeugung der Ultraschallwellen und zur Messung kommen verschiedenen Verfahren in Frage, die sich grundsätzlich in kontaktierende und berührungslose Verfahren aufteilen lassen. Eine Übersicht geben Tittmann und Aslan (Tittmann et al. 1999).

Das wichtigste kontaktierende Verfahren ist die Verwendung von Piezotransduktoren als Emitter und Detektor. Diese bieten eine hohe Sensitivität, können allerdings nur bei niedrigen Temperaturen betrieben werden. Um die Verwendung auch bei höheren Temperaturen zu ermöglichen, werden die Transduktoren über ein Puffermedium kontaktiert, welches einseitig gekühlt wird. Es ergibt sich ein Temperaturgradient, welcher die Homogenität der Erwärmung beeinflusst. Eine weitere Schwierigkeit bei hohen Temperaturen ist die Kon-

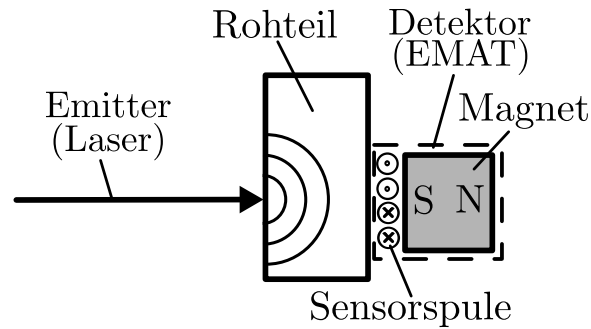


Abbildung 2.9: Berührungslose Messung mit Laseranregung und EMAT als Detektor

taktierung mit dem Rohling (Idris 1995). Wegen dieser Schwierigkeiten ist die Verwendung von Piezotransduktoren zur Bestimmung des Flüssigphasenanteils nur vereinzelt untersucht worden (Tittmann et al. 2005; Moisan et al. 2001; Burhan et al. 2005).

Die Forschung konzentriert sich daher fast ausschließlich auf die Untersuchung von berührungslosen Verfahren. Als Emmitter kommen dabei primär Laser (häufig Nd:YAG- oder CO₂-Laser) zum Einsatz. Diesen erzeugen Ultraschall im Rohling durch sehr kurze Pulse auf die Oberfläche desselben. Ein Materialabtrag verursacht dabei Longitudinalwellen, während die thermische Ausdehnung des Materials zu Transversalwellen führt (Idris 1995). Mit Erwärmung des Rohlings sinkt die zum Abtrag von Material benötigte Energie, weswegen für ein konstantes Verhältnis der beiden Wellenformen die Energie des Lasers nachgeregelt oder die sich ergebende Änderung bei der Auswertung berücksichtigt werden muss (Idris et al. 1994).

Als Detektor werden entweder Laser oder EMATs⁴ verwendet. Im Falle des Lasers wird ein Laserstrahl auf die Rohlingoberfläche gerichtet und deren Schwingung über ein Interferometer erfasst (Murfin et al. 2000). Vorteil beim Einsatz von Laserdetektoren ist die große mögliche Distanz zwischen Rohling und Detektor. Dies ist beim Thixoschmieden wegen der auftretenden hohen Temperaturen von Vorteil. Dem stehen verschiedene Nachteile gegenüber: So nimmt die Sensitivität des Detektors bei nicht polierten Oberflächen stark ab. Die meisten

⁴engl. electromagnetic-acoustic transducer = elektromagnetisch-akkustischer Wandler

Detektoren sind darüber hinaus kostspielig und empfindlich und eignen sich daher nicht für den industriellen Einsatz. Mittlerweile existieren jedoch auch Systeme, die bei nicht polierten Oberfläche genug Licht reflektieren, um eine Detektion zu ermöglichen (Dewhurst et al. 1999).

EMATs hingegen bieten eine günstigere und robustere Alternative zur Laserdetektoren. Ein EMAT besteht, wie in Abbildung 2.9 gezeigt, aus einer Spule und einem Magneten. Schallwellen im Rohling führen zur Bewegung von Elektronen im Feld des Magneten. Bedingt durch die Lorentzkraft führt das zu einem Stromfluss an der Oberfläche des Rohlings, welcher wiederum einen Strom in der Spule des EMATs induziert. Dieser Strom kann dann messtechnisch erfasst und ausgewertet werden (Hernandez-Valle et al. 2011). Die Sensitivität des Verfahrens hängt stark von der Entfernung der Messspule zur Rohlingoberfläche ab und ist nur für Abstände unter einem Millimeter sinnvoll einsetzbar (Dewhurst et al. 1999). In den meisten EMATs kommt ein leistungsstarker Permanentmagnet zum Einsatz, um eine möglichst hohe Sensitivität zu erreichen. Dieser darf sich nicht zu stark erwärmen, da sonst seine magnetischen Eigenschaften verloren gehen oder sich zumindest verändern. Der geringe Abstand zum erwärmten Material führt dazu, dass der EMAT gekühlt werden muss, was wiederum die Erwärmung beeinflusst (Tittmann et al. 1999). Aufgrund dieses Nachteils wurde auch die Verwendung von EMATs mit Elektromagneten erforscht (Hernandez-Valle et al. 2011). Die Forschung konzentriert sich bislang jedoch auf zerstörungsfreie Prüfungen bei höheren Temperaturen unterhalb der Solidustemperatur. Ob das System ohne Kühlung auch im teilflüssigen Bereich eingesetzt werden kann und die Sensitivität des Elektromagneten für diese Anwendung ausreicht, ist bislang nicht untersucht worden.

Die Anwendung der Kombination von einem Laser als Generator und einem EMAT mit Permanentmagnet als Detektor ist für verschiedene Materialien im teilflüssigen Bereich untersucht worden (Idris et al. 1994). Aus den zuvor genannten Gründen wurde der gekühlte EMAT nur zur Messung in den Ofen gefahren. Eine Online-Messung ist mit diesem Aufbau nicht möglich. Dabei zeigte sich, dass sich im festen und flüssigen Bereich mittels Ultraschall Aussagen über den Gefügestand treffen lassen. Im teilflüssigen Bereich führt jedoch die

Mischung aus fester und flüssiger Phase zu einer starken Streuung des Schalls und damit zu einer sehr starken Dämpfung des Signals. Für viele Materialien war daher keine Auswertung im teilflüssigen Bereich möglich. In jedem Fall ist die Sensitivität des Verfahrens im teilflüssigen Bereich gering und nimmt mit der Dicke des Rohlings zusätzlich ab. Da die Ursache hierfür in der Streuung der Schallwellen zu suchen ist, gilt dies für alle ultraschallbasierten Messverfahren. Sowohl die Anwendung von Lasern als auch von EMATs erfordert Experten zur korrekten Durchführung der Messung (Hernandez-Valle et al. 2011).

Die meisten Untersuchungen zur Bestimmung des Flüssigphasenanteils mittels Ultraschallmessung wurden nicht in Induktionserwärmungsanlagen durchgeführt. Diese erschweren die Messung, da der Rohling bis auf die Stirnflächen vom Induktor verdeckt wird. Bei hochschmelzenden Materialien wie Ti-Al6V4 ist der Rohling vollständig verdeckt, da sonst die Wärmeabstrahlung zu groß ist. Die elektromagnetischen Kräfte bei der Erwärmung versetzen den Rohling in Schwingungen und überlagern somit die durch das Messsystem erzeugten Schwingungen. Theoretisch kann der dadurch erzeugte Schall ebenfalls zur Bestimmung des Gefügestand verwendet werden. Allerdings ist nicht bekannt, ob und wie gut sich das Verfahren auf ein industrielles Umfeld übertragen lässt (Sebus et al. 2000). Die Verwendung von EMATs wird zusätzlich durch die vom Induktor erzeugten magnetischen Felder eingeschränkt, welche das Feld des EMATs stören. In bisherigen Anwendungsversuchen wurde die Erwärmung daher während der Messung unterbrochen (Idris 1995). Das Verfahren eignet sich daher nur eingeschränkt für die Online-Überwachung des Flüssigphasenanteils.

2.3.3 Erfassung der Flüssigphasenanteils über elektrische Größen

Eine Reihe elektrischer Materialparameter wie elektrische Leitfähigkeit und relative Permeabilität ändern sich mit der Erwärmung des Werkstoffs (Enokizono et al. 1995). Die relative Permeabilität ist bei der Erwärmung ferromagnetischer Materialien relevant, ändert sich jedoch bei paramagnetischen Werkstoffen wie der Aluminiumlegierung A356 kaum (Ono et al. 2002). Die Änderung der elektrischen Leitfähigkeit in Abhängigkeit von der Temperatur ist bei A356 im teilflüssigen Bereich signifikant größer als im festen Bereich (Brandt et al. 2007). Da die Änderung des spezifischen Widerstands im teilflüssigen Bereich mit der Änderung des Flüssigphasenanteils korreliert, ist die elektrische Leitfähigkeit als Basis für eine Regelgröße zur Erwärmung in den teilflüssigen Bereich prädestiniert.

Die Abhängigkeit elektrischer Parameter wie der Leitfähigkeit vom Flüssigphasenanteil machen sich eine Reihe von Messverfahren zu nutze, die diese indirekt messen und darüber auf den Flüssigphasenanteil schließen. Alle in dieser Arbeit vorgestellten Verfahren basieren auf dem Prinzip der Induktion, welches auch für die Erwärmung verwendet wird. Die Stromstärke der bei der Erwärmung im Rohling induzierte Ströme hängt vom spezifischen Widerstand des Materials und – wegen der Abhängigkeit der magnetischen Flussdichte von der Permeabilität – von der relativen Permeabilität des Materials ab. Die induzierten Ströme beeinflussen auf Grund des ampèreschen Gesetzes die magnetische Flussdichte, welche sich messtechnisch erfassen lässt.

Für die Messung des spezifischen Widerstands flüssiger Materialien wurde das Prinzip in (Bakhtiyarov et al. 2001) von Bakhtiyarov umgesetzt. Bei diesem Verfahren werden die Wirbelströme in der Probe durch deren Rotation in einem stationären Magnetfeld erzeugt, dessen Stärke mit einem Hallsensor gemessen wird. Über den Messwert wird dann auf den spezifischen Widerstand geschlossen.

Cremer hat das Prinzip auf die induktive Erwärmung in den teilflüssigen Bereich übertragen (Cremer 1997). Abbildung 2.10 zeigt den Messaufbau des

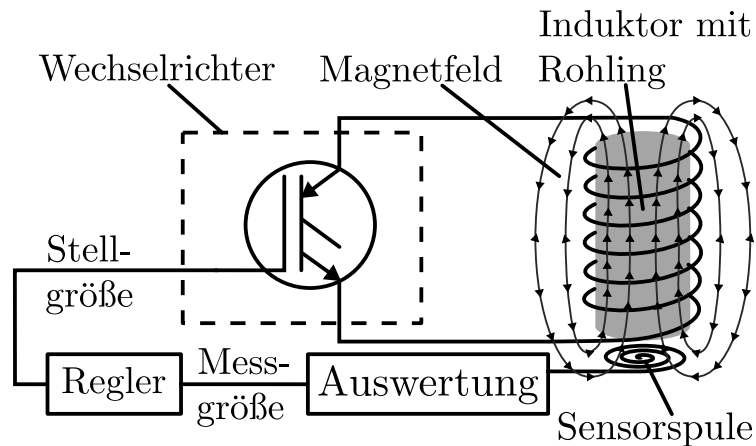


Abbildung 2.10: Prinzipdarstellung zur Erfassung Flüssigphasenanteils über das mittels Sensorspule gemessene magnetische Feld

Verfahrens. Der Rohling wird induktiv erwärmt. Das von den im Rohling induzierten Wirbelströmen beeinflusste magnetische Feld induziert einen Strom in einer unter dem Rohling platzierten Sensorspule. Zur Bestimmung des Flüssigphasenanteils wird die Phasenverschiebung zwischen einem aus dem Strom durch den Induktor gewonnenen Referenzsignal und der in der Sensorspule induzierten Spannung bestimmt. Die für das Verfahren verwendete Sensorspule muss zur Minimierung von Störeinflüssen an die Geometrie des Rohlings angepasst sein. Für jedes Rohling ist folglich eine neue Sensorspule erforderlich. Diese muss außerdem nah am Rohling platziert werden. Damit erwärmt sie sich jedoch thermisch, was deren elektrischen Eigenschaften verändert. Dieser Effekt muss bei der Messung berücksichtigt werden (Baur 2000).

Wegen der Schwierigkeiten beim Einsatz einer separaten Sensorspule gab und gibt es Bestrebungen, diese durch den Induktor selbst zu ersetzen. Im Bereich der Störstellenerkennung ist dies schon für die dort verwendeten Wirbelstromdetektoren untersucht worden (Mucha et al. 1990). Auch im Bereich der teilflüssigen Formgebung gibt es mehrere Ansätze, den Induktor als Sensor zu verwenden. Allen ist gemein, dass die separate Sensorspule entfällt, dafür – wie in Abbildung 2.11 gezeigt – Spannung und Strom durch den Induktor erfasst und ausgewertet werden.

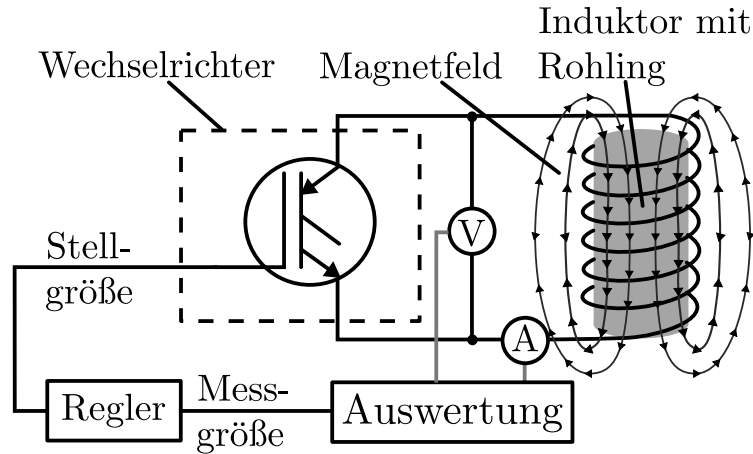


Abbildung 2.11: Prinzipdarstellung zur Erfassung des Flüssigphasenanteils mittels Messung des elektrischen Verhaltens des Induktors

In einem von Ono et al. vorgestellten Verfahren, werden aus den gemessenen Spannungs- und Stromverläufen über ein Simplexverfahren Sinuskurven für Spannung und Strom bestimmt, um deren Frequenz, Effektivwerte und Phase zu bestimmen (Ono et al. 2002). Aus diesen wird dann rechnerisch über Gleichung 2.3.1 und Gleichung 2.3.2 die Impedanz der Last ermittelt.

$$|\underline{Z}| = \frac{V_{eff}}{I_{eff}} \quad (2.3.1)$$

$$\varphi = \varphi_v - \varphi_i \quad (2.3.2)$$

Diese wird dann nach Gleichung 2.3.3 und Gleichung 2.3.4 in Widerstand und Reaktanz aufgeteilt. Deren Änderung während der Erwärmung wurde von Ono et al. für die Aluminiumsiliziumlegierung A357 untersucht.

$$R = |\underline{Z}| \cos \varphi \quad (2.3.3)$$

$$L = |\underline{Z}| \sin \varphi \quad (2.3.4)$$

Aus den Messungen geht hervor, dass sich insbesondere der Widerstand der Last während der Erwärmung ändert und dass diese Änderung im teilflüssigen Bereich stärker als im festen Bereich ist. Der Zusammenhang zwischen den Messungen und dem Flüssigphasenanteil wurden jedoch nicht untersucht. Wie

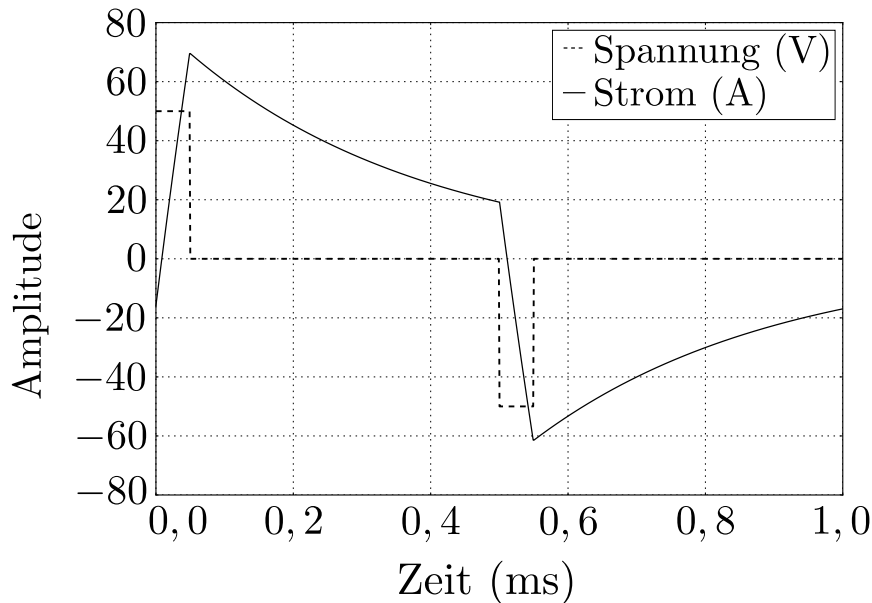


Abbildung 2.12: Spannung und idealer Stromverlauf über der Last bei rechteckförmiger Anregung

zuverlässig sich mit dem verwendeten Verfahren ein definierter Flüssigphasenanteil reproduzierbar erreichen lässt, wurde ebenfalls nicht untersucht. Die Forschungsarbeit zeigt lediglich auf, bei welchen Messgrößen eine starke Änderung des Messwerts im teilflüssigen Bereich erkennbar ist. Ono et al. weisen darauf hin, dass weitere Untersuchungen notwendig sind, um festzustellen, welche der untersuchten Messgrößen sich für die Prozessregelung beim Erwärmen für das Thixoforming eignen. Da das Messverfahren auf sinusoiden Messsignalen basiert, ist es für Erwärmungsanlagen mit Schwingkreis geeignet.

Auch die anderen, bisher vorgestellten Verfahren basieren auf Schwingkreiserwärmungsanlagen bzw. setzen sinusoidale Strom- und Spannungsverläufe voraus. Es existieren jedoch auch Untersuchungen zur Ermittlung des Flüssigphasenanteils, die die elektrischen Parameter in Anlagen mit direkter Anregung ermitteln. Bei diesen verlaufen Strom und Spannung nicht sinusförmig, sondern es stellt sich in Folge einer rechteckförmigen Spannung ein exponentieller Verlauf des Stroms ein, wie in Abbildung 2.12 dargestellt ist.

Da der Zusammenhang zwischen Strom und Spannung vom Widerstand der Last – und damit vom Widerstand des zu erwärmenden Rohlings – abhängig ist, kann bei bekannter Spannung über den gemittelten Strom bzw. den Effektiv-

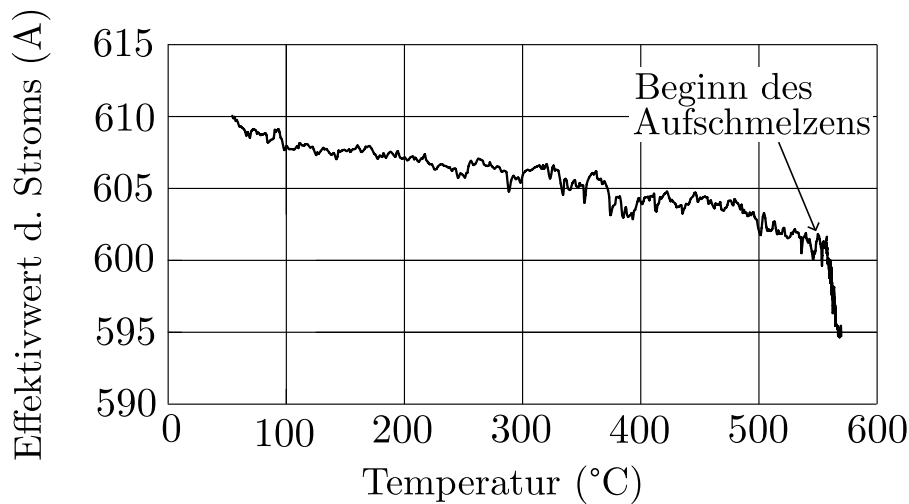


Abbildung 2.13: Verlauf des Effektivwerts des Stroms durch die Last während der Erwärmung von A356 (nach (Baur 2000))

werts des Stroms auf den Widerstand des Rohlings geschlossen werden, wodurch auf den Flüssigphasenanteil im Rohling geschlossen werden kann (Baur 2000). Die Ergebnisse aus (Baur 2000) sind in Abbildung 2.13 dargestellt. Es ist deutlich zu sehen, dass die Sensitivität des Effektivwerts des Strom gegenüber der Temperatur mit Beginn des Aufschmelzens zunimmt.

Einen alternativen Ansatz zur Erfassung des Effektivwert des Stroms wurde mit dem Ziel, noch genauere Rückschlüsse auf den Gefügestand des Rohlings zu ermöglichen, von Borrelli am Institut von Steuerungstechnik der Werkzeugmaschinen und Fertigungseinrichtungen (ISW) entwickelt (Borrelli et al. 2005). Grundlage des Verfahrens ist die Erfassung der Systemzeitkonstanten des Lastkreises der Erwärmungsanlage: Nach dem Abschalten der Spannung folgt der Strom, wie in Abbildung 2.12 zu sehen ist, einem exponentiellen Verlauf nach Gleichung 2.3.5.

$$i(t) = I_0 e^{-t/\tau}, \quad \tau = \frac{L}{R} \quad (2.3.5)$$

Dieser Verlauf ist maßgeblich durch die Zeitkonstante τ , also den Quotienten aus Induktivität und Widerstand des Stromkreises, bestimmt. Ändert sich auf Grund der Erwärmung der Widerstand des Rohlings im Induktor, ändert dies die resultierende Zeitkonstante des Lastkreises. Somit kann über die Ermittlung

der Zeitkonstanten auf den Widerstand des Rohlings und damit wiederum auf den Flüssigphasenanteil im Rohling geschlossen werden.

$$\ln(i(t)) = \underbrace{-1/\tau}_{a} t + \underbrace{\ln(I_0)}_b \quad (2.3.6)$$

Zur Ermittlung der Zeitkonstanten wird der Stromverlauf nach dem Vorgehen von Borrelli logarithmiert. Gemäß Gleichung 2.3.6 ist die Steigung a der resultierenden Geraden identisch mit dem negativen Reziprokwert der Zeitkonstanten (Borrelli 2009). Die Steigung kann durch lineare Regression ermittelt werden, was den Einfluss des Messrauschens auf die Messgröße reduziert. Ziel der Arbeit von Borrelli war von Anfang an, eine für die Prozessregelung geeignete Messgröße zu ermitteln. Daher wurde im Gegensatz zu den anderen Verfahren die Zeitkonstantenmessung in einer Erwärmungsanlage implementiert und die Echtzeitfähigkeit demonstriert. Es wurde aber nicht untersucht, ob sich die Messgröße tatsächlich zur Regelung eignet, sondern nur, ob sich die Zeitkonstante während des Aufschmelzens ändert und sich die dafür notwendige Messtechnik in eine Erwärmungsanlage integrieren lässt.

Allen Verfahren der kontaktlosen Messung elektrischer Größen ist gemein, dass sie nur im Bereich der Eindringtiefe des induzierten Stroms messen und zur Erfassung des Flüssigphasenanteils in unterschiedlichen Bereichen des Rohlings eine Änderung der Anregungsfrequenz erforderlich ist. Dies ist, wie in Kapitel 2.1 ausgeführt ist, bei Anlagen mit direkter Anregung signifikant einfacher als bei Anlagen mit Schwingkreisanregung.

2.3.4 Fazit zu den verfügbaren Messgrößen und Messverfahren

Keines der vorgestellten Messgrößen und -verfahren hat bislang eine größere Verbreitung bei der industriellen Regelung von Erwärmungsprozessen für das Thixoschmieden erfahren. Das vorherrschende Verfahren in der Industrie ist die empirische Ermittlung der benötigten Energie bis zum Erreichen des gewünschten Flüssigphasenanteils, welche dann für die gesteuerte Erwärmung verwendet

wird. Dieses Vorgehen erfordert Legierungen mit einem breiten Prozessfenster (vergl. Abbildung 1.4) und Anwendungen mit einer hohen Toleranz gegenüber Schwankungen der Werkstückeigenschaften.

Temperatur

Von den betrachteten Messgrößen zur Erfassung der Regelgröße bei Erwärmen in den teilflüssigen Bereich ist die Temperatur am häufigsten untersucht worden. Wegen der Schwierigkeiten bei der Kontaktierung ist die kontaktbasierte Temperaturmessungen für den Laboreinsatz geeignet, allerdings in der industriellen Anwendung nicht praktikabel. Die alternativ vorgeschlagene Verwendung von Pyrometern ist prinzipiell in der Handhabung praktikabler, sofern die Erwärmungsanlage nicht komplett geschirmt sein muss. Allerdings ist eine zuverlässige Temperaturmessung mit Pyrometern während der Erwärmung von Metallen in den teilflüssigen Zustand schwierig, da sich der Emissionskoeffizient zwischen Rohlingen unterscheiden kann und während der Erwärmung ändert. Hinzu kommt die Abhängigkeit der Zusammenhangs zwischen Temperatur und Flüssigphasenanteil von der Erwärmungsdauer und der Chargenzusammensetzung. Änderungen in diesem Zusammenhang wirken sich auf den ermittelten Flüssigphasenanteil besonders stark aus, da die Sensitivität der Temperatur gegenüber Änderungen im Flüssigphasenanteil gering ist. Es ist folglich nicht möglich, über die Temperatur zuverlässig auf den Flüssigphasenanteil zu schließen. Die auf Grund der genannten Schwierigkeiten vorgeschlagene gradientenbasierte Regelung stellt im Wesentlichen eine Steuerung mit optimierten Referenzpunkt dar. Sie ist dennoch ein deutlicher Fortschritt gegenüber bisherigen Ansätzen. Eine Regelung des Flüssigphasenanteils ist damit jedoch nicht möglich. Insbesondere ist das Verfahren auf Legierungen beschränkt, bei denen der Schmelzpunkt im Gradienten eindeutig feststellbar ist. Allen temperaturbasierten Ansätzen ist gemein, dass sie die Temperatur nur punktuell erfassen können, im Falle von pyrometerbasierten Ansätzen sogar nur an der Oberfläche. Eine Erfassung des Flüssigphasenanteils im gesamten Rohling ist mit diesen Verfahren nicht möglich.

Akustik

Die Erfassung des Flüssigphasenanteils mit ultraschallbasierten Messverfahren wurde neben der Temperaturmessung in der Forschung am Häufigsten betrachtet. Der wesentliche Vorteil ultraschallbasierter Verfahren ist, dass sie nicht nur punktuell messen, sondern einen Mittelwert über die gesamte Messstrecke durch den Rohling ermitteln. Die notwendige Messtechnik ist jedoch teuer und empfindlich und daher für industrielle Anwendungen wenig geeignet. Es sind Ansätze unternommen worden, statt Interferometern günstigere Sensorik, wie z.B. EMATs, einzusetzen. EMATs sind störanfällig gegenüber den bei der induktiven Erwärmung auftretenden Feldern und sind wegen der notwendigen Nähe zum Rohling nicht für höhere Schmelztemperaturen geeignet. Schwierigkeiten bereitet auch die Anbringung der Messtechnik in den meist stark oder vollständig gekapselten Erwärmungsanlagen. Ein grundsätzliches Problem bei der ultraschallbasierten Messung ist die geringe Sensitivität im teilflüssigen Bereich. Gerade im für das Thixoschmieden besonders interessanten Bereich zwischen 20 % und 40 % Flüssigphasenanteil ist es nicht möglich, ein auswertbares Messsignal zu erhalten.

Elektrik

Elektrische Größen sind bislang nur in Ansätzen auf ihre Eignung zur Regelung von Erwärmungsprozessen für das Thixoschmieden untersucht worden. Sie sind jedoch aus Anwendersicht interessant, da die notwendige Messtechnik kostengünstig ist und gut in die Erwärmungsanlage integriert werden kann. Insbesondere bei der Verwendung des Induktors als Messspule kann die Messtechnik vollständig in den Lastkreis der Erwärmungsanlage integriert werden. Zur Überwachung der Anlage erfolgt in der Regel bereits eine Erfassung von Strom und Spannung, so dass diese lediglich durch eine zusätzliche Auswertung ergänzt werden muss. Verfahren wie die Zeitkonstantenerfassung erfordern jedoch gegenüber der bisher in Anlagen integrierten Messtechnik eine höhere Dynamik der Sensorik, wodurch Modifikationen an der Erwärmungsanlage erforderlich werden.

Wesentlicher Vorteil elektrischer Größen ist die hohe Sensitivität gegenüber dem Flüssigphasenanteil im Regelbereich. Insbesondere des spezifische Widerstand ändert sich bei viele Legierungen im teilflüssigen Bereich stark und bietet sich damit als Größe zur Erfassung des Flüssigphasenanteils an. Elektrische Größen, die auf der Auswertung von sinusoiden Stromverläufen basieren, sind wegen der großen Verbreitung von Schwingkreiserwärmungsanlagen interessant. Da sich bei diesen Anlagen die Anregungsfrequenz nicht frei einstellen lässt, kann die Eindringtiefe des induzierten Stroms nicht variiert werden. Somit lässt sich bei der Auswertung sinusoider Stromverläufe der Messbereich im Rohling nicht variieren, was gerade für Anwendungen mit schmalen Prozessfenster oft notwendig ist. Für solche Anwendungen bietet eine variable Anregungsfrequenz darüber hinaus den Vorteil einer gezielteren Erwärmung. Das ermöglicht es, den Rohling homogener zu erwärmen, weswegen für Anwendungen mit schmalen Prozessfenster Erwärmungsanlagen mit direkter Anregung interessant sind. Die beiden wesentlichen Messverfahren für diesen Anlagentyp sind die Effektivstrom- und die Zeitkonstantenmessung. Letztere verspricht dabei, robuster gegenüber Störungen zu sein, da sie nur den Verlauf des Stroms und nicht dessen Amplitude berücksichtigt. Dadurch, dass bei der Zeitkonstantenmessung nicht über eine ganze Periode gemittelt wird, lassen sich zudem Auswirkungen von Störeinflüssen auch direkter beobachten und gegebenenfalls kompensieren. Es ist für alle elektrischen Messgrößen und -verfahren noch nicht hinreichend untersucht worden, ob sie sich als Messgröße zur Erfassung des Flüssigphasenanteils und somit für die geregelte Erwärmung in den teilflüssigen Zustand eignen.

2.4 Wahl der zu untersuchenden Messgröße und resultierende Aufgabenstellung

Wie aus Kapitel 2.3.4 hervorgeht, sind sowohl temperatur- als auch ultraschallbasierte Messverfahren zur Erfassung des Flüssigphasenanteils ausgiebig erforscht worden. Sie stellen sich jedoch als nicht geeignet zur Erwärmungs-

regelung für das Thixoschmieden heraus, da entweder nicht zuverlässig auf den Flüssigphasenanteil geschlossen werden kann oder im Bereich der Sollgröße kein Messwert zur Verfügung steht. Der für die industrielle Anwendung vielversprechendste Ansatz ist die Erfassung des Temperaturgradienten, die allerdings keine Erfassung des Flüssigphasenanteils erlaubt sondern lediglich die Erwärmungssteuerung verbessert.

Temperatur- und ultraschallbasierten Messverfahren stehen Messverfahren, die auf elektrischen Größen basieren, gegenüber, welche eine hohe Sensitivität der Messgröße im Regelbereich aufweisen. Verfahren, die sich auf Erwärmungsanlagen mit direkter Anregung umsetzen lassen, sind dabei interessanter, da es auf diesen Anlagen möglich ist, den Messbereich zu variieren und somit in unterschiedlichen Bereich des Rohlings den Flüssigphasenanteils zu ermitteln. Bei den auf Anlagen mit direkter Anregung umsetzbaren Messverfahren ist die Zeitkonstantenmessung das Verfahren mit dem größten Forschungspotential. Ein wesentlicher Vorteil bei der Untersuchung der Zeitkonstanten ist die Übertragbarkeit der Messergebnisse auf andere Verfahren. Wie aus Gleichung 2.3.5 deutlich wird, ist der Zeitverlauf des Stroms von der Zeitkonstanten des Systems abhängig. Der Effektivwert des Stroms ist daher eine aus der Zeitkonstanten ableitbare Größe, so dass eine weitergehende Untersuchung der Effektivwertmessung auf den Ergebnissen aus der Zeitkonstantenmessung aufbauen kann, was umgekehrt nicht so leicht möglich ist. In jedem Fall ist zur Analyse von Störeinflüssen eine Betrachtung des Zeitverlaufs notwendig. Die Ergebnisse aus der Untersuchung der Zeitkonstantenmessung lassen sich darüber hinaus auch auf Schwingkreisanlagen übertragen. Im einfachsten Fall geschieht dies durch Abschalten der Anregung, wodurch der Schwingkreis ausschwingt. Die Einhüllende des Ausschwingvorgangs ist durch die Zeitkonstante des Lastkreises gegeben. Die grundlegende Bedeutung der Zeitkonstante für andere elektrische Größen und die durch Anlagen mit direkter Anregung gegebene Flexibilität bei der Erwärmungsregelung führen dazu, dass diese Größe in dieser Arbeit genauer untersucht wird.

In den bisherigen Forschungsarbeiten wurde nur gezeigt, dass die gemessene Zeitkonstante bis zu Beginn des Aufschmelzens konstant bleibt und sich

dann kontinuierlich ändert. Dabei wurde die gemessene Zeitkonstante jedoch in keinen Zusammenhang mit dem Flüssigphasenanteil im Rohling gebracht oder ihr Wert anderweitig interpretiert. Es wurden nur Einzelversuche durchgeführt, weswegen keine Aussagen zur Reproduzierbarkeit vorliegen. Die Erwärmungsleistung war während der Versuche konstant.

Bislang fehlt der Nachweis, dass sich die Zeitkonstante zur Erfassung der Regelgröße bei der Erwärmung für das Thixoschmieden eignet. Die Erbringung dieses Nachweises ist eine Voraussetzung für weitere Erforschung und industrielle Anwendung dieses und ähnlicher Messverfahren. Störeinflüsse, die die Zuverlässigkeit oder Anwendbarkeit als Regelgröße beeinträchtigen müssen identifiziert werden. Diese Störeinflüsse müssen dann auf ihren Einfluss auf die Messgröße untersucht werden und darauf aufbauend – sofern dies möglich ist – eine Kompensationsstrategie abgeleitet werden. Für die Kompensation muss dann gezeigt werden, dass sich diese in einem industriellen Umfeld umsetzen lässt. Dies bedeutet insbesondere, dass sie im Messsystem oder auf der Steuerung implementierbar ist und dort in Echtzeit eine Kompensation der Messwerte vornehmen kann. Zudem sollte die Messdatenerfassung und die Kompensation ohne Expertenwissen funktionieren. Die resultierende Messgröße muss dann auf ihre Eignung zur Erfassung des Flüssigphasenanteils untersucht werden.

Ziel dieser Arbeit ist es daher, zu zeigen, dass sich die Zeitkonstantenmessung eignet, um die Regelgröße beim Erwärmen in den teilflüssigen Zustand zu erfassen und die dafür notwendigen Untersuchungen vorzunehmen.

3 Untersuchung der Zeitkonstantenmessung auf Eignung zur Erfassung der Regelgröße

In Kapitel 2.3.4 wurde festgestellt, dass die Zeitkonstantenmessung das Verfahren mit dem größten Potential zur Erfassung des Flüssigphasenanteils bei der Erwärmung in den teilflüssigen Bereich ist. Jedoch sind, wie im gleichen Kapitel aufgeführt wurde, wesentlich Forschungsfragen noch nicht beantwortet worden: Als wichtigste Frage ist zu klären, in welchem Zusammenhang die gemessene Zeitkonstante zum Flüssigphasenanteil steht. Außerdem ist zu klären, wie reproduzierbar die Ergebnisse sind und durch welche Größen die gemessene Zeitkonstante beeinflusst wird.

Um die obig genannten Fragen beantworten zu können, wurden im Rahmen dieser Arbeit Erwärmungsversuche an einer Anlage mit direkter Anregung durchgeführt, welche in Kapitel 3.1 beschrieben wird. Für die Versuche wurden Rohlinge von Raumtemperatur bis in den teilflüssigen Bereich erwärmt. Während der Erwärmung wurden Spannung und Strom am Induktor der Erwärmungsanlage erfasst und aus diesen Größen die Zeitkonstante ermittelt. Die Versuche wurden mehrfach wiederholt, um die Reproduzierbarkeit der Messungen zu validieren. Zudem wurde die zugeführte elektrische Leistung zwischen den Erwärmungsvorgängen und auch während der Erwärmung variiert, um den Einfluss des Erwärmungsverlaufs auf die ermittelte Zeitkonstante zu untersuchen. Die Untersuchungen erfolgen insbesondere in Hinblick auf die Identifikation möglicher Störeinflüsse. Die Messungen und ihre Ergebnisse werden in Kapitel 3.2 beschrieben.

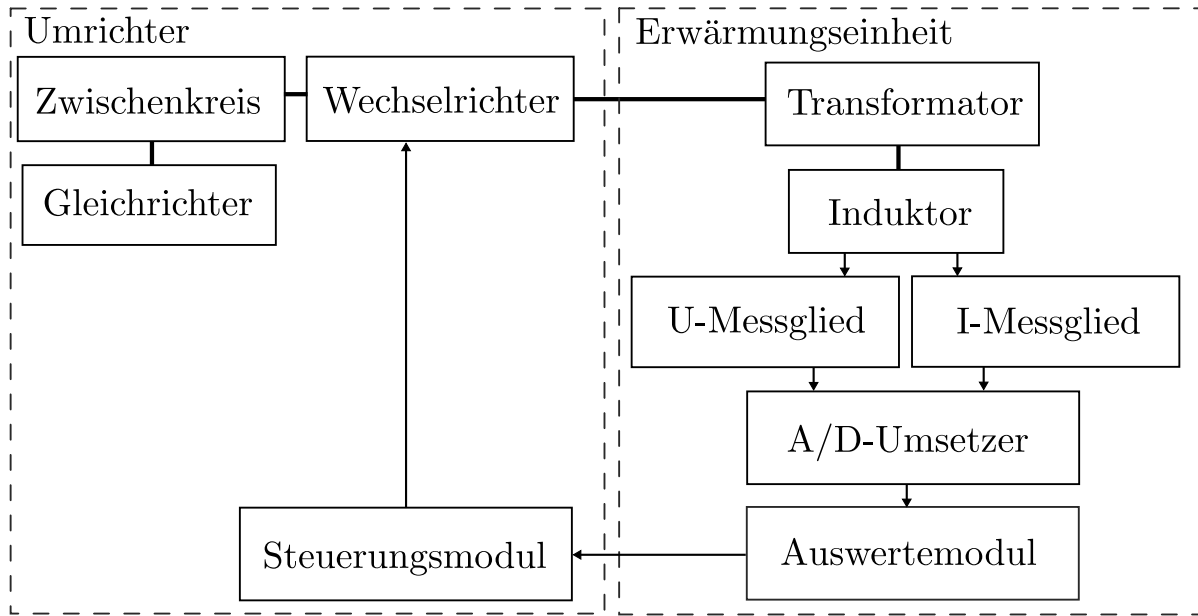


Abbildung 3.1: Schematische Darstellung der Versuchsanlage (Pfeile: Informationsfluß, Linien: Energiefluß)

3.1 Versuchsaufbau

Für die Untersuchungen wurde auf eine am Institut vorhandene Erwärmungsanlage mit direkter Anregung zurückgegriffen. Der Aufbau der Anlage ist in Abbildung 3.1 schematisch dargestellt.

Die in der verwendeten Versuchsanlage verbauten Komponenten sind in Tabelle 3.1 aufgeführt. Die IGBT-Module, der Transformator und der Induktor der Erwärmungsanlage sind mit einer Wasserkühlung versehen. Die Ausgangstemperatur des Wasser am Kühlsystem aller drei Komponenten wird permanent überwacht. Durch den weiten Frequenzbereich des verwendeten Transformators steht der wesentliche Vorteil von Anlagen mit direkter Anregung – die flexible Anpassung der Anregungsfrequenz – auch für diesen Versuchsaufbau zur Verfügung. Die in Kapitel 3.2 gezeigten Messungen wurden mit Induktorvariante 1 durchgeführt. Der verwendete Induktor ist bei der jeweiligen Messung angegeben.

Die zur Auswertung der Messsignale und zur Ansteuerung des Wechselrichters verwendeten Module sind mit je einer Firmware programmiert worden, in der die zur Auswertung der Messdaten notwendigen Algorithmen sowie die

Komponente	Beschreibung
Umrichter	SMS Elotherm EloMat 20 PWM Ausgangsleistung: 100 kW
Wechselrichter	Vollbrücke mit 3 IGBTs pro Zweig IGBT-Modul: Infineon Eupec FF 600 R 12 KL4C
Transformator	Sangl HIT 36.21 Leistung: 400 kVA Frequenzbereich: 120 Hz - 10 kHz Windungsverhältnis: 20:2
Induktor (Var. 1)	Windungen: 4 Höhe: 80 mm Innendurchmesser: 80 mm Außendurchmesser: 90 mm Material: Kupferrohr, rechteckig, 2 mm Wanddicke
Induktor (Var. 2)	Windungen: 5 Höhe: 120 mm Innendurchmesser: 90 mm Außendurchmesser: 100 mm Material: Kupferrohr, rechteckig, 2 mm Wanddicke
U-Messglied	Testec TT-SI 9002
I-Messglied	PEM CWT 60B
A/D-Umsetzer	Analog Devices AD7760
Auswertemodul	Terasic DE2-115 mit eigener Firmware
Steuerungsmodul	Terasic DE2-115 mit eigener Firmware

Tabelle 3.1: Komponenten des Versuchsaufbaus

Ansteuerungslogik für die IGBTs hinterlegt sind. Im Zuge der in dieser Arbeit vorgestellten Untersuchungen wurden diese Firmwares entsprechend der gewonnenen Erkenntnisse erweitert. Die Kommunikation zwischen beiden Plattformen und einem PC zur Messdatenaufzeichnung erfolgt via Gigabit Ethernet. Im Rahmen dieser Arbeit wurde in Anlehnung an (Gerlach et al. 2012) ein Protokoll entworfen und in der Firmware umgesetzt. Bedingt durch die im Vergleich zur Auswertungs- und Kommunikationdauer große Trägheit des Erwärmungsprozesses werden an die Kommunikation keine harten Echtzeitanforderungen gestellt, weswegen das Protokoll auf Ethernet-Basis sowohl zur Messdatenaufzeichnung als auch zur Regelung verwendet werden kann.

Das Steuerungsmodul erlaubt keine direkte Wahl der zugeführten elektrischen Leistung. Stattdessen wird der Tastgrad angegeben; also das Verhältnis zwischen der Dauer, für die innerhalb einer Periode Spannung am Ausgang des Wechselrichters anliegt, und der Dauer, für die innerhalb der gleichen Periode der Ausgang des Wechselrichters spannungsfrei ist. Das Messsystem der Anlage liefert die Samplingdaten der Analog-Digital-Umsetzer und die darauf aufbauend errechnete Zeitkonstante. Mittels der bekannten Parameter der Messelektronik ist eine Umrechnung in physikalische Größen möglich. In dieser Arbeit werden der besseren Interpretierbarkeit wegen nur die umgerechneten physikalischen Größen und nicht die im System verwendeten Größen dargestellt.

Für die Erwärmungsversuche wurden Rohlinge aus der Aluminiumsiliziumlegierung A356 (AlSi7Mg0.3) verwendet. Die Maße des Rohlings und deren Einbringung in die Versuchsanlage sind in Abbildung 3.2 dargestellt. Die Arbeit beschränkt sich ausschließlich auf die Betrachtung zylindrischer Rohlinge, da diese analytisch leichter handhabbar sind und den überwiegenden Anteil industriell genutzter Rohlinge für das induktive Erwärmen über die Solidustemperatur ausmachen. Die in den Rohlingen eingebrachten Bohrungen dienen der Platzierung von Thermoelementen. Die Temperatur konnte damit als Vergleichsgröße bei allen Versuchen mit aufgezeichnet werden. Die Rohlinge wurden in einem Tiegel aus hochreinem Aluminiumoxid erwärmt. Der Tiegel dient zum einen der Reduktion der Abstrahlungsverluste und zum anderen verhindert er das Austreten von flüssigem Aluminium bei Erwärmungsversuchen

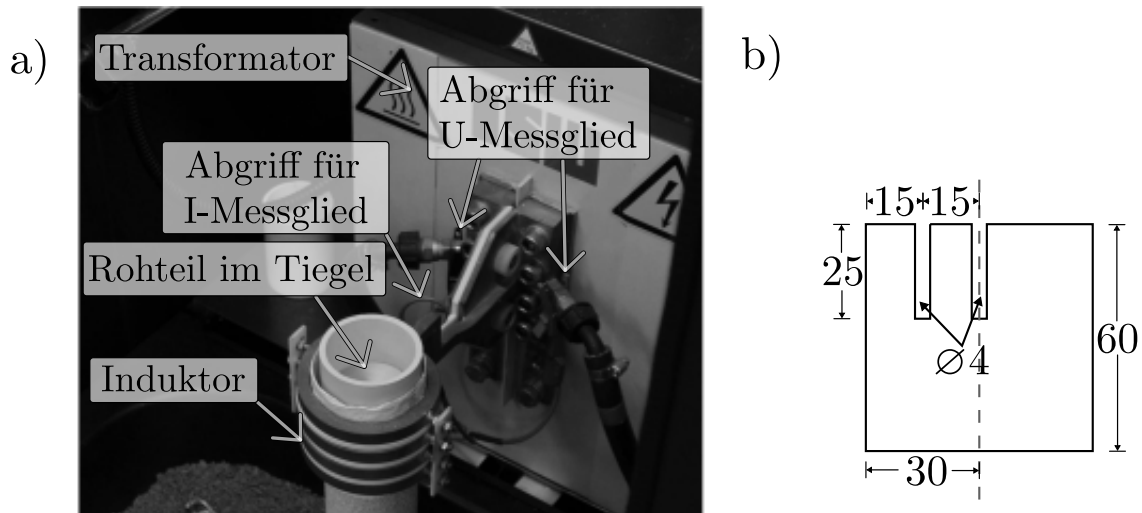


Abbildung 3.2: a) Anbringung von Spannungs- und Strommessköpfen am Versuchsinduktor b) Maße des Testrohlings

in den flüssigen Zustand. Aluminiumoxid ist ein hervorragender elektrischer Isolator. Daher kann der Einfluss der Tiegel auf die Ausprägung des Feldes im Induktor vernachlässigt werden. Neben den Versuchsrohlingen aus A356 wurde die Anlage auch mit einem leeren Induktor betrieben, um den Einfluß der Anlage auf die Zeitkonstante zu untersuchen.

3.2 Analyse der Messungen

In einem ersten Schritt wurden Erwärmungsversuche mit unterschiedlicher Tastgrad der Spannung – und damit unterschiedlicher Leistung – durchgeführt, wobei während eines Erwärmungsversuchs der Tastgrad konstant gehalten wurde. Die Versuchsrohlinge wurden dabei soweit erwärmt, dass sie größtenteils flüssig wurden. Abbildung 3.3 zeigt die Ergebnisse bei drei unterschiedlichen Tastgraden.

In allen Kurvenverläufen findet man zwei charakteristische „Knicks“. Bis zum ersten „Knick“ bleibt die Zeitkonstante nahezu konstant. Ab diesem „Knick“, der den Beginn des Aufschmelzens markiert, erhöht sich der Wert der ermittelten Zeitkonstanten nahezu linear. Der „Knick“ ist im Temperaturverlauf nach Abbildung 2.8 der Punkt, ab dem die Temperatur nahezu verharret. Der zweite

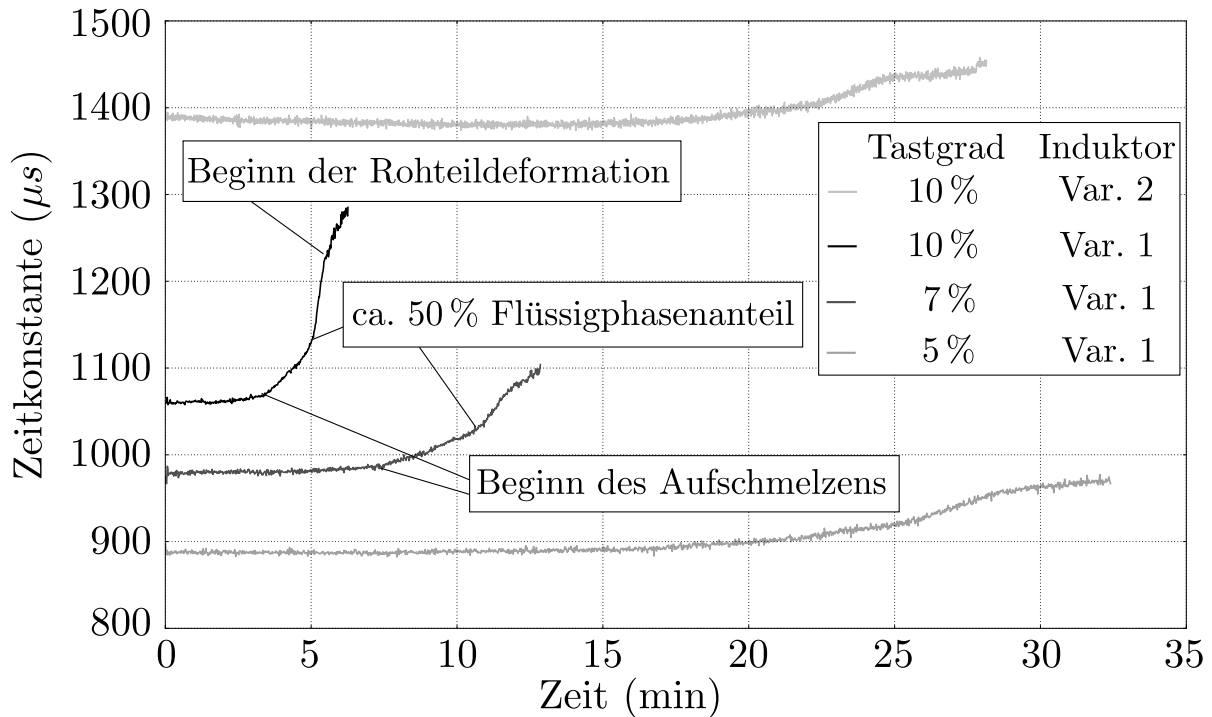


Abbildung 3.3: Verlauf der ermittelten Zeitkonstante während der Erwärmung mit unterschiedlichen Tastgraden

„Knick“ markiert den in Abbildung 2.8 gezeigten Punkt, ab dem die Temperatur wieder ansteigt. Dieser Anstieg erfolgt nach Scheil ab etwa 50 % Flüssigphase (Liu et al. 2005). Die beiden „Knicks“ markieren damit den für das Thixoschmieden besonders relevanten Bereich. Oberhalb des zweiten „Knicks“ kommt es bei Messungen häufig zu starken Einbrüchen oder anderen Abweichungen der gemessenen Zeitkonstanten. Die Ursache hierfür ist, dass das Material hier schon so flüssig ist, dass die elektromagnetischen Kräften zu einer starken Deformation des Rohlings führen. Die resultierende Änderung der Geometrie des Induktorkerns führt dann zu einer Änderung der Zeitkonstanten. Das Messverfahren ist folglich für Verfahren mit hohem Flüssigphasenanteil, wie dem Thixogießen, nicht geeignet.

Die Messreihen wurden mit Induktorvariante 1 durchgeführt. Zum Vergleich ist eine Messung mit Induktorvariante 2 dargestellt. Aus dieser Messung wird ersichtlich, dass die ermittelte Zeitkonstante am Stärksten von der Induktorgeometrie beeinflusst wird. Ursache für diesen Einfluss ist die Änderung der Induktivität des Induktors, von welcher nach Gleichung 2.3.5 die Zeitkonstante

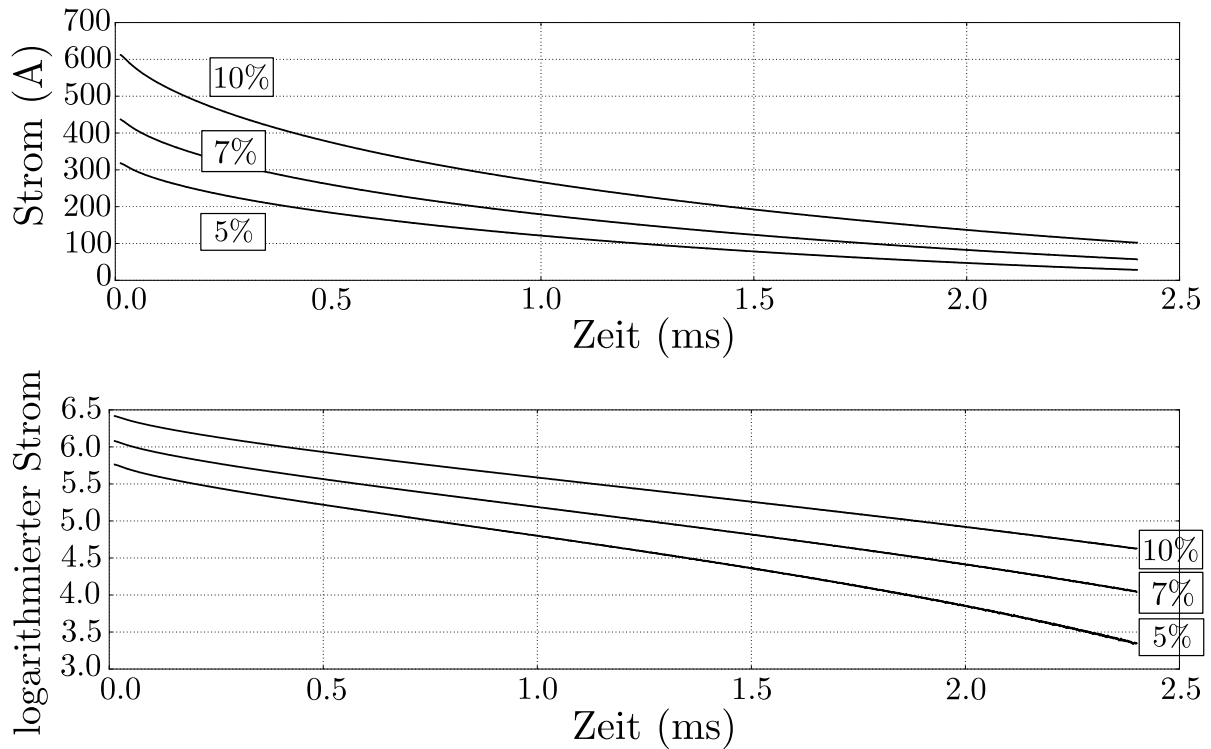


Abbildung 3.4: Zeitlicher Verlauf des Stroms während einer Pulspause (oben) und zeitlicher Verlauf des logarithmierten Stroms (unten) bei verschiedenen Tastgraden (Induktorvariante 1)

abhängig ist. Dieser zu erwartende Effekt muss für die Regelung nicht betrachtet werden, da der Induktor während einer Erwärmung nicht verändert wird.

Auffällig an den Messergebnissen in Abbildung 3.3 ist, dass die Korrelation zwischen dem für die Regelung relevanten Bereich und der Zeitkonstanten stark vom Tastgrad abhängig ist. Die Tastgradänderung beeinflusst die ermittelte Zeitkonstante deutlich stärker als die Änderung des Flüssigphasenanteils. Anscheinend haben vorhandene Störeinflüsse einen dominierenden Einfluss auf die Messgröße. Das zeigt, dass eine unmittelbare Verwendung der Zeitkonstanten zur Erfassung des Flüssigphasenanteils nicht möglich ist.

3.2.1 Analyse des Stromverlaufs

Wie in Kapitel 2.3.3 dargestellt ist, basiert die Methode von Borrelli auf der Linearisierung des Stromverlaufs durch Logarithmieren. Der zeitliche Verlauf

des Stroms hat daher wesentlichen Einfluss auf das ermittelte Zeitkonstante, weswegen er im Folgenden genauer betrachtet wird.

Abbildung 3.4 zeigt den zeitlichen Verlaufs des Stroms während einer Pulspause sowie dessen zur Ermittlung der Zeitkonstanten verwendetes, logarithmiertes Pendant. Aus beiden Darstellungen wird deutlich, dass der Stromverlauf nicht exponentiell verläuft. Insbesondere zeigt der logarithmierte Strom nicht den von Borrelli vorausgesetzten linearen Verlauf. Es treten sowohl am Anfang und am Ende der Pulspause Nichtlinearitäten auf, deren Stärke tastgradabhängig ist. Um die Auswirkung dieser Effekte auf die ermittelte Zeitkonstante zu untersuchen, wurde der zur Ermittlung der Zeitkonstanten verwendete Zeitabschnitt variiert. Borrelli hat in seiner Implementation der Methode ein relativ breites Zeitfenster von 1,6 ms ab Abschalten der Spannung zur Auswertung herangezogen. Dadurch soll der Einfluss des Messrauschens minimiert werden. Das im Versuchsstand verwendete Messsystem zeigt ein sehr geringes Rauschen. Abbildung 3.4 zeigt den gemessenen Stromverlauf dreier Pulspausen, in denen kein Rauschen erkennbar ist. Durch das sehr geringe Messrauschen bei der Strommessung ist es möglich, das zur Berechnung der Zeitkonstante verwendete Messfenster auf 0,2 ms zu reduzieren und über den Bereich der Pulsepause zu verschieben, um die Auswirkungen der beobachteten Nichtlinearitäten auf die ermittelte Zeitkonstante zu bewerten.

Durch die Verschiebung des Messfensters wird, wie in Abbildung 3.5 gezeigt ist, deutlich, dass die ermittelte Zeitkonstante stark von der Wahl des zur Berechnung verwendeten Ausschnitts der Messdaten abhängig ist. Kleinste und größte ermittelte Zeitkonstante unterscheiden sich um den Faktor 2. Die beobachteten Abweichungen vom idealen, exponentiellen Abfall des Stroms haben folglich einen erheblichen Einfluss auf die Messgröße.

Aus den bisherigen Feststellungen wird deutlich, dass es mindestens eine Einflussgröße geben muss, die einen signifikanten Einfluss auf die ermittelte Zeitkonstante hat. Diese und möglicherweise andere Einflussgrößen führen auch zu einer Abweichung des Abschaltstroms vom erwarteten Verlauf. Auch wenn die Untersuchungen von Borrelli einen prinzipiellen Zusammenhang zwischen ermittelter Zeitkonstante und Flüssigphasenanteil nahelegen, wird die Aus-

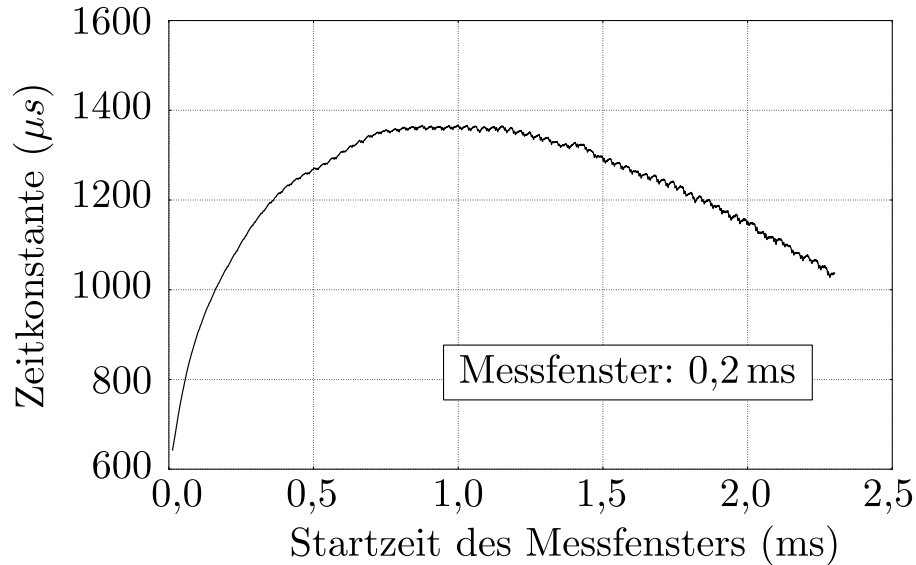


Abbildung 3.5: Abhängigkeit der ermittelten Zeitkonstante vom verwendeten Messfenster

gekraft der ermittelten Messgröße durch deren starke Abhängigkeit von der Leistung und dem für die Berechnung verwendeten Messbereich in Frage gestellt.

3.2.2 Gültigkeit der Messungen

Vor einer Analyse der Einflussgrößen aus dem Leistungskreis der Erwärmungsanlage auf den Stromverlauf ist noch zu klären, ob die gemessenen Ströme den tatsächlichen Strömen entsprechen. Die zur Strommessung verwendete Rogowskispule misst prinzipbedingt nur Stromänderungen und keine Absolutwerte, weswegen das Messsystem einen Integrator enthält. Es liegt nahe, anzunehmen, dass der Ausgangswert des Integrators driftet. Tatsächlich gibt es so ein Phänomen, welches als „Droop“ bekannt ist (Hewson et al. 2006). Dabei sinkt der Messwert in einem gegebenen Zeitintervall um einen prozentualen Anteil. Bei einem Gleichstromsignal ergibt sich damit ein exponentieller Abfall. Daher ist der Einfluss des Droops auf den Stromverlauf äußerst interessant. Für die im Versuchsaufbau verwendete CWT60 liegt das Droop bei $0,35\%/ms$. Dieser niedrige Wert lässt vermuten, dass das Droop ein zu vernachlässigender Effekt ist. Um diese Vermutung zu bestätigen, wurde das Droop aus den Stromkurven

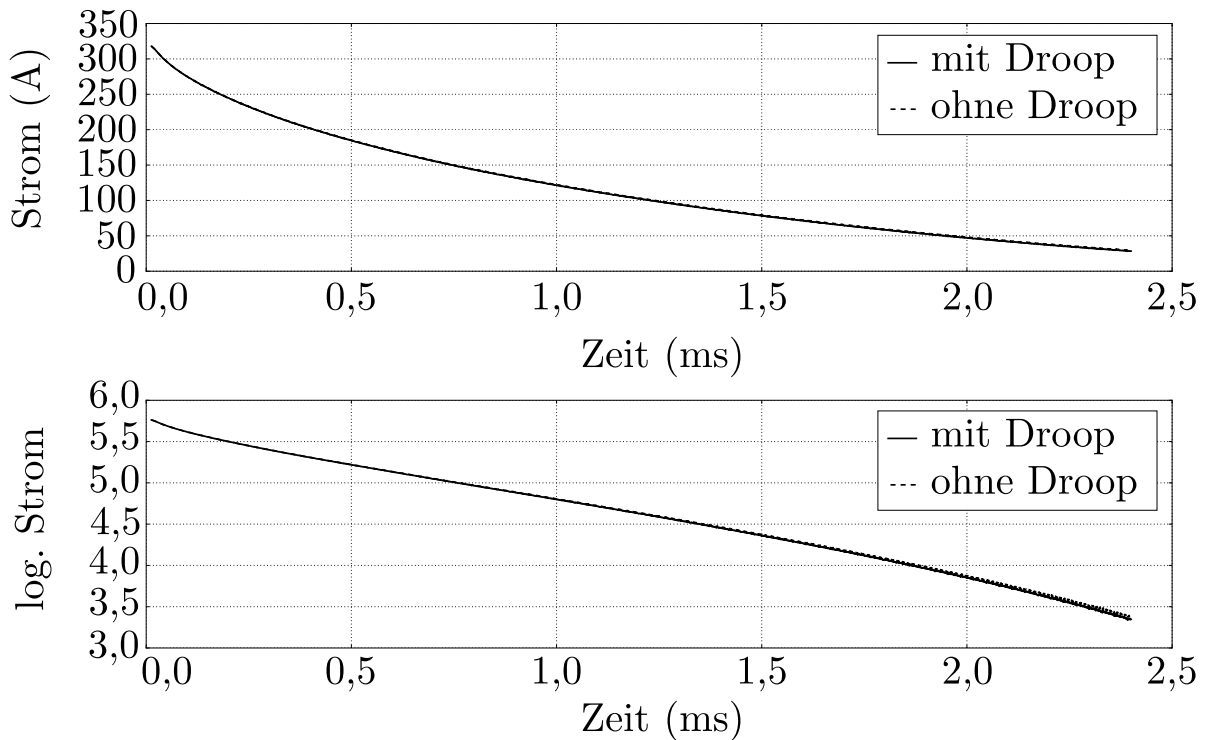


Abbildung 3.6: Einfluss des Droops auf den gemessenen Stromverlauf

herausgerechnet, indem iterativ der Abfall zwischen zwei Messpunkten um den spezifizierten Droopfaktor korrigiert und die Korrektur auf alle nachfolgenden Werte angewendet wurde.

Die verwendete Berechnungsvorschrift ist in Gleichung 3.2.1 gegeben, wobei Δt die Zeitdifferenz zwischen zwei Messpunkten ist, i_{mess} der vom Rogowski-messsystem gemessene Strom und Δi die Differenz zwischen gemessenem und tatsächlichen Strom darstellt.

$$\Delta i(t_{n+1}) = \Delta i(t_n) + 3,5 \cdot \Delta t \cdot i_{mess}(t_n) \quad (3.2.1)$$

Wie in Abbildung 3.6 zu sehen ist, hat das Droop kaum Einfluss auf den gemessenen Stromverlauf. Die gemessene und die kompensierte Kurve liegen nahezu aufeinander. Der Effekt fällt somit – wie erwartet – sehr gering aus und erklärt keinen der genannten beobachteten Störeffekte. Bei der Analyse der Einflussfaktoren wird er dennoch berücksichtigt, zumal er sich sehr leicht kompensieren lässt. Grundsätzlich sollte das Droop bei der Analyse von Stromverläufen, wie

es bei der Zeitkonstantenmessung der Fall ist, berücksichtigt werden, da nicht jedes Rogowski-Messsystem ein so geringes Droop aufweist, wie das in dieser Arbeit verwendete System.

3.3 Fazit zu den Messergebnissen

Die vorgestellten Messungen bestätigen Borrellis Beobachtung, dass sich die Zeitkonstante im für das Thixoschmieden relevanten Bereich der Regelgröße ändert. Diese Änderung der Zeitkonstanten ist zudem für die Legierung A356 nahezu linear, was die Zeitkonstante für die Regelung besonders interessant macht.

Diesen positiven Feststellungen steht gegenüber, dass der Tastgrad des Wechselrichterausgangs einen deutlich stärkeren Einfluss auf die Zeitkonstante hat als die Änderung des Flüssigphasenanteils im Regelbereich. Im Gegensatz zum ebenfalls beobachteten und erwarteten Einfluss durch die Induktivität des Induktors kann die Tastgradabhängigkeit der Zeitkonstanten bislang nicht erklärt werden. Da der Einfluss durch den Tastgrad systematisch erscheint, wird davon ausgegangen, dass es sich systemimmanente Ursachen handelt, welche die Zeitkonstantenmessung systematisch beeinflussen. In diesem Fall besteht, sofern die Ursachen identifiziert und quantitativ beschrieben werden können, die Möglichkeit zur Kompensation. Um die Zeitkonstantenmessung als Basis für eine Regelgröße verwenden zu können, müssen daher mögliche Einflussgrößen identifiziert und kompensiert werden. Außerdem ist zu klären, welche Aussagekraft der Messwert tatsächlich in Bezug auf den Flüssigphasenanteil im Rohling hat.

4 Untersuchung des Einflusses des Leistungskreises auf die Zeitkonstantenmessung

Wie in Kapitel 3.3 festgestellt wurde, wird die Zeitkonstantenmessung von mindestens einer tastgradabhängigen Größe beeinflusst, welche eine Erfassung des Flüssigphasenanteils verhindert. Von den in Abbildung 4.1 dargestellten Komponenten des Gesamtsystems wurden die Messglieder bereits als mögliche Ursache für den beobachteten Einfluss ausgeschlossen. Als mögliche Ursachen kommen daher systemseitig nur die vom Strom durchflossenen Komponenten der Erwärmungsanlage in Frage: Umrichter – bestehend aus Gleichrichter, Zwischenkreis und Wechselrichter –, Transformator und Induktor. Eine weitere mögliche Ursache ist der stromdurchflossene Rohling. Für die Komponenten der Erwärmungsanlage lässt sich durch einen einfachen Versuch feststellen, ob sie als Störquelle in Frage kommen oder ausgeschlossen werden können: Da sich die Tastgradabhängigkeit der Zeitkonstanten schon bei Raumtemperatur zeigt, ist eine Erwärmung zur Feststellung dieses Effekts nicht notwendig. Es reicht ein kurzer Betrieb einer Erwärmungsanlage mit verschiedenen Tastgraden. Sofern die Tastgradabhängigkeit nicht ausschließlich vom Rohling abhängig ist, sollte sich der Effekt auch beobachten lassen, wenn die Erwärmungsanlage mit leerem Induktor – also mit einer Luftspule als Last – betrieben wird.

Um diese Frage zu klären, wird die Versuchsanlage mit leerem Induktor bei verschiedenen Tastgraden betrieben und die Zeitkonstante ermittelt. Wie aus Tabelle 4.1 hervorgeht, lässt sich auch in diesem Fall eine Tastgradabhängigkeit beobachten. Damit kommen alle Komponenten des Leistungskreises potentiell als Verursacher in Frage. Im Folgenden werden diese daher auf ihren Einfluss

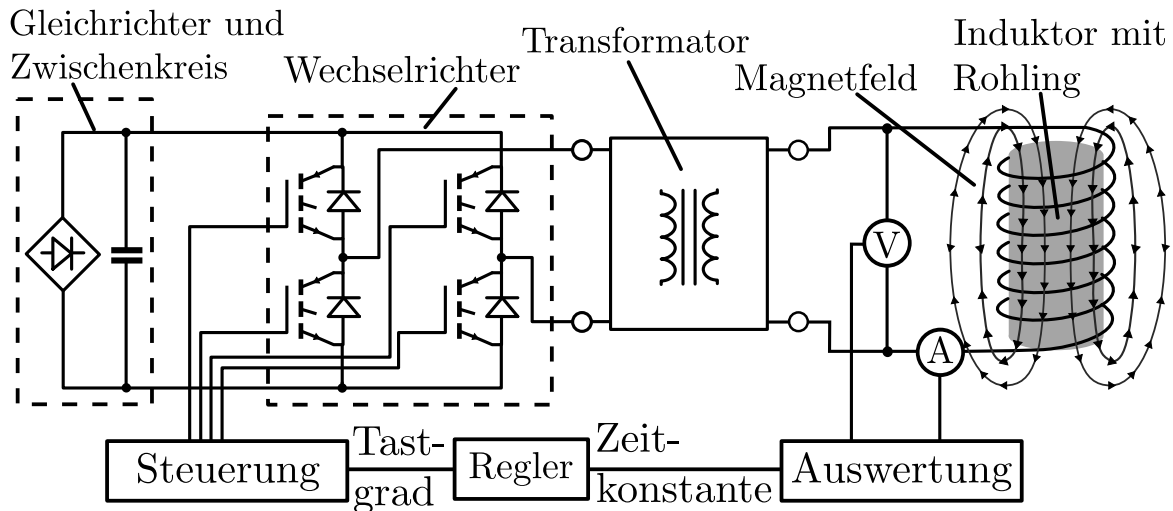


Abbildung 4.1: Darstellung der elektrischen Komponenten einer Erwärmungsanlage erweitert um Messsystem zur Ermittlung des Zeitkonstanten und Regler zur Regelung des Flüssigphasenanteils

Tastgrad (%)	Zeitkonstante (μs)
5	1249.938
7	1414.210
9	1518.751
10	1560.936
11	1596.016
13	1651.606
15	1698.942

Tabelle 4.1: Tastgradabhängigkeit der ermittelten Zeitkonstanten bei Induktor ohne Rohling

auf den Stromverlauf hin untersucht und – sofern möglich und notwendig – eine allgemeingültige, analytische Beschreibung dieses Einflusses hergeleitet. Aus dieser Beschreibung wird dann eine Methode zur Kompensation des Einflusses auf die Zeitkonstante abgeleitet.

4.1 Untersuchung des Umrichtereinflusses

Ein Umrichter, wie er in Erwärmungsanlagen mit direkter Anregung und somit auch in der Versuchsanlage verwendet wird, besteht im Wesentlichen aus drei Komponenten: Gleichrichter, Zwischenkreis und Wechselrichter (vgl. Abbildung 3.1). Während ein Einfluss des Gleichrichters auf den lastseitigen Stromverlauf weitestgehend ausgeschlossen werden kann, ist ein Einfluss des Zwischenkreises zumindest während des Schaltens des Wechselrichters denkbar, da die plötzliche Änderung des Laststroms zu einer kurzzeitigen Schwankung der Zwischenkreisspannung führt. Allerdings hat sich, wie in Kapitel 3.2 ausgeführt ist, gezeigt, dass die beobachteten Störeinflüsse gerade bei niedrigen Leistungen und gegen Ende des Messvorgangs am Größten sind. Zudem erfolgt die Analyse des Stromverlaufs nach dem Abschalten der Ausgangsspannung. Es wird dem Zwischenkreis im betrachteten Zeitraum folglich überhaupt keine Energie entnommen. Höchstens der stärkere Abfall am Anfang des Stromverlaufs einer Pulspause kann durch einen Abfall der Zwischenkreisspannung hervorgerufen werden. Allerdings tritt einer solcher Spannungsabfall nur bei einem plötzlichen Anstieg des Laststroms auf, was im betrachteten Zeitraum nicht der Fall ist. Deswegen wird der Zwischenkreis als Ursache für die zu untersuchenden Phänomene ausgeschlossen und nicht weiter betrachtet. Der Wechselrichter kann im Gegensatz zu Gleichrichter und Zwischenkreis nicht als Ursache ausgeschlossen werden, da dessen aktive Elemente im Strompfad der Last liegen und damit den Stromverlauf im Lastkreis unmittelbar beeinflussen können. Die Verluste im Wechselrichter können aus Anwendersicht oft ignoriert werden, da die Verluste in den Verbrauchern deutlich größer sind. Im vorliegenden Fall stellt der Induktor der Last eine Stromquelle mit kleinem Energiegehalt dar und es

gibt mit Transformator, Rohling und den elektrischen Leitungen neben dem Wechselrichter nur sehr niederohmige Verbraucher im Lastkreis, weswegen die Verluste in den Wechselrichter einen signifikanten Einfluss auf den Stromverlauf haben können.

Da der Wechselrichter als einzige Komponente des Umrichters nicht als Ursache für die festgestellte Abweichung des Stromverlaufs vom idealen Stromverlauf ausgeschlossen werden kann, wird sein Einfluss auf den Lastkreis im Folgenden genauer betrachtet. Teile dieser Untersuchung wurden schon in (Gerlach et al. 2015) der Öffentlichkeit zugänglich gemacht. Die zentrale Komponente moderner Wechselrichter sind IGBT-Module, welche als Ventile zur Steuerung der Ausgangsspannung dienen. Dabei werden zur Erzeugung einer positiven oder negativen Ausgangsspannung die diagonal gegenüber liegenden IGBTs leitend geschaltet, zum Abschalten der Ausgangsspannung jeweils die oberen oder unteren beiden IGBTs. Da die Zeitkonstante bei dem Verfahren nach Borrelli während des Abschaltens der Ausgangsspannung gemessen wird, ist der letztere Fall für die Betrachtung des Wechselrichtereinflusses interessant. In diesem Fall fließt der Strom, wie in Abbildung 4.2 für einen der beiden möglichen Fälle dargestellt ist, durch einen der leitenden IGBTs und durch die Freilaufdiode des zweiten leitenden IGBTs. Sowohl der IGBT als auch dessen Freilaufdiode können somit den Stromverlauf beeinflussen.

Bei IGBTs können Schaltvorgänge und das normale Leitungsverhalten den Stromverlauf beeinflussen, während die Diode als nichtschaltendes Element nur durch ihr Leitungsverhalten auf den Stromverlauf einwirken kann. Der zeitlich ausgeprägteste Schaltvorgang bei IGBTs ist der in Kapitel 2.2.1 beschriebene Tailstrom, welcher das Sperren des IGBTs um einige Mikrosekunden verzögern kann. Der zur Berechnung der Zeitkonstante analysierte Stromverlauf erstreckt sich über eine Dauer von 0 ms bis 1,6 ms nach Abschalten der Spannung. Ein Einfluss des Schaltverhaltens der IGBT-Module auf den Stromverlauf ist damit nur in einem kleinen Ausschnitt des analysierten Fensters möglich und reicht somit zur Erklärung des Stromverlaufes nicht aus. Ein nicht vollständiges Sperren der IGBTs würde zudem den Stromfluss verbessern und damit zu einem verlangsamten Abfall des Stroms nach dem Abschalten der Spannung führen.

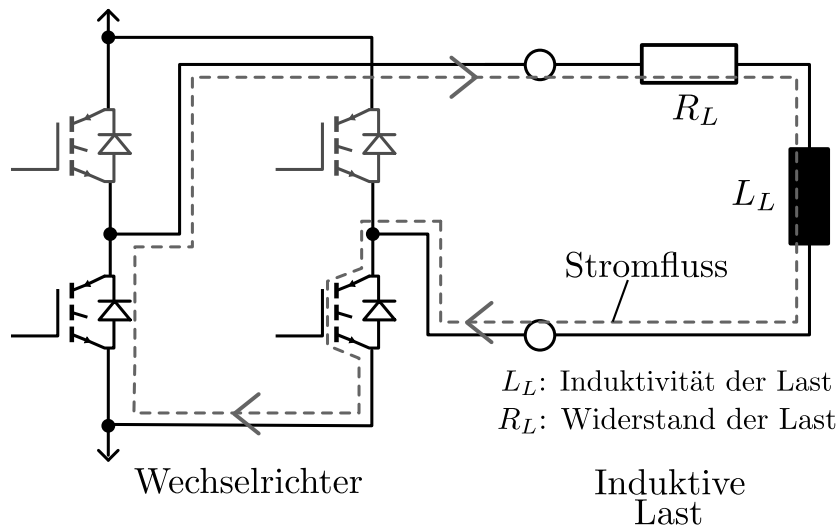


Abbildung 4.2: Stromfluss durch den Wechselrichter nach dem Abschalten (unter Vernachlässigung des Transformators)

Dies deckt sich aber nicht mit den durchgeführten Messungen, weswegen im Folgenden nur die Leitungsverluste in den IGBT-Module analysiert werden.

Im Leitungsfall stellen die IGBTs wie auch die Freilaufdiode nicht-ohmsche Verbraucher mit variablen Widerstand dar. Diese Widerstände setzen im Magnetfeld der Spule gespeicherte Energie in Wärmeenergie um, und führt somit zu einer Reduktion der zum Treiben des Stroms zur Verfügung stehenden Energie. Bedingt durch ihr nichtlineares Verhalten können sie somit den nicht exponentiellen Verlauf des Stroms verursachen. Die theoretische Analyse des Verhaltens der IGBT-Module und dessen Bewertung wird mittels Simulation durchgeführt (Kapitel 4.1.2).

4.1.1 Wahl und Parametrierung des Modells für die IGBT-Module

Um mittels Simulation klären zu können, wie die Leitungsverluste in den IGBT-Modulen den Stromverlauf beeinflussen, müssen der IGBT und die Diode eines Moduls in einem Modell abgebildet werden. Dieses Modell muss keine Schaltverluste für den IGBT abbildet, da deren Betrachtung nach Kapitel 4.1 nicht notwendig ist. Die Nichtlinearitäten in den Leitungsverlusten müssen jedoch

sowohl für den IGBT als auch für die Diode im Modell berücksichtigt werden. Das Modell muss ohne Informationen über den physikalischen Aufbau der IGBTs parametrierbar sein, da diese Informationen dem Anwender einer Induktionserwärmungsanlage nicht zur Verfügung stehen. Von den in Kapitel 2.2.1 aufgeführten Modellen sind, unter Berücksichtigung der genannten Anforderungen, die Modelle interessant, die nur Leitungsverluste und kein Schaltverhalten abbilden. Gleichzeitig ist eine lineare Approximation des Leitungsverhaltens eine unzulässige Vereinfachung, da die beobachteten Effekte nichtlinear sind. Eine über die lineare Approximation hinausgehende physikalische Modellierung wie in (Pavlović et al. 2004) scheidet jedoch aus, da Informationen über den Aufbau des IGBTs erforderlich sind. Da das Verhalten eines IGBTs unterhalb der Sättigungsspannung gemäß Kapitel 2.2.1 im Wesentlichen dem Verhalten einer Diode während der Vorwärtsleitung entspricht, wird im Folgenden der Ansatz verfolgt, für Diode und IGBT die gleiche Modellierung basierend auf dem Verhalten einer Diode zu verwenden.

Die Strom-Spannungs-Kennlinie einer Diode wird im Allgemeinen durch die in Gleichung 4.1.1 gegebene Shockley-Dioden-Gleichung beschrieben (Tietze et al. 2012, S. 6).

$$I_D(U_D) = I_S \left(e^{\frac{U_D}{nU_T}} - 1 \right) \quad \text{für } U_D \geq 0 \quad (4.1.1)$$

U_D ist dabei die Spannung über der Diode, I_D der resultierende Strom durch die Diode, U_T die Temperaturspannung der Diode, I_S der Sättigungssperrstrom und n der Emissionskoeffizient. Die drei zuletzt genannten Größen stellen Bauteilparameter der Diode dar. Mit dieser Gleichung wird der Strom-Spannungszusammenhang als rein exponentieller Verlauf idealisiert. Wie in Kapitel 2.2.1 dargestellt ist, wird der Strom-Spannungszusammenhang mit steigender Spannung zunehmend linear. Ursache hierfür ist der Bahnwiderstand (Tietze et al. 2012, S. 18). Dieser muss in einem auf der Shockley-Dioden-Gleichung 4.1.1 basierenden Modell berücksichtigt werden. Ausgangspunkt für die folgenden

Betrachtungen ist daher der erweiterte Spannungs-Strom-Zusammenhang nach Gleichung 4.1.2.

$$U'_D = U_D + I_D R_B \quad (4.1.2)$$

U'_D ist dabei die Spannung über der Diode inklusive Bahnwiderstand und R_B deren Bahnwiderstand. Die Abhängigkeit der Spannung U_D von I_D lässt sich aus der Diodengleichung 4.1.1 durch Umkehrung gewinnen. Für den Spannungs-Strom-Zusammenhang ergibt sich somit Gleichung 4.1.3.

$$U'_D(I_D) = nU_T \ln \left(\frac{I_D}{I_S} + 1 \right) + I_D R_B \quad (4.1.3)$$

Gegenüber der Diodengleichung hat diese Darstellung den Vorteil, dass sie die sich in Abhängigkeit vom fließenden Strom einstellende Spannung und nicht, wie sonst üblich, den als Folge einer Spannung fließenden Strom beschreibt. Da die Spannung über den IGBTs bzw. der Freilaufdiode unbekannt ist und sich bei dem in dieser Arbeit betrachteten Fall als Folge des von der Last getriebenen Stroms einstellt, wird diese Darstellung bevorzugt. Der von der Last getriebene Strom kann direkt gemessen und somit die sich einstellende Spannung bei bekannter Parametrierung von Gleichung 4.1.3 errechnet werden. Die in der Diodengleichung auftretenden physikalischen Parameter sind jedoch in den seltensten Fällen bekannt. Bekannt ist jedoch der Spannungs-Strom-Zusammenhang, welcher in der Regel dem Datenblatt eines IGBT-Moduls zu entnehmen ist. Daher werden die physikalischen Parameter aus Gleichung 4.1.3 durch die in Gleichung 4.1.4 gezeigten Parameter a , b und c ersetzt.

$$U'_D(I_D) = a \ln (bI_D + 1) + cI_D \quad (4.1.4)$$

Diese Parameter können ermittelt werden, indem man aus den im Datenblatt angegebenen Spannungs-Strom-Kennlinien Stützstellen für den in Gleichung 4.1.4 gegebenen Zusammenhang zwischen Spannung und Strom entnimmt und einen Fit auf Gleichung 4.1.4 durchführt.

Kennlinie	a	b	c
IGBT (25 °C)	$1.59332 \cdot 10^{-01}$	9.96366	$1.17894 \cdot 10^{-03}$
IGBT (125 °C)	$2.65279 \cdot 10^{-01}$	0.52874	$1.44556 \cdot 10^{-03}$
Diode (25 °C)	$1.78313 \cdot 10^{-01}$	4.22132	$6.96997 \cdot 10^{-04}$
Diode (125 °C)	$1.68698 \cdot 10^{-01}$	1.54800	$8.98744 \cdot 10^{-04}$

Tabelle 4.2: Modellparameter für das IGBT-Modul Infineon Eupec FF600R12KL4C

Die für das in der Versuchsanlage verwendete IGBT-Modul Infineon Eupec FF600R12KL4C ermittelten Parameter sind in Tabelle 4.2 aufgeführt. Für die Simulation werden jedoch nur die Parameter bei 125 °C verwendet, da die Messung der Zeitkonstanten im Betrieb erfolgt und davon ausgegangen wird, dass sich im Betrieb die Kerntemperatur der Halbleiter deutlich über Raumtemperatur erhöht. Zudem sind die Daten im Datenblatt bei hohen Temperaturen in der Regel genauer (Casanellas 1994). Die getroffene Annahme wird in Kapitel 4.1.3 noch genauer überprüft. Mit diesen Parametern kann aus dem gemessenen Laststrom die Spannung über den Halbleitern berechnet werden. Allerdings ist für die Zeitkonstante des Systems nicht die Spannung über den Halbleitern interessant sondern der Widerstand, den diese zu einem jedem Zeitpunkt dem Stromfluss entgegen stellen. Dieser lässt sich aufbauend auf Gleichung 4.1.4 aus dem ohmschen Gesetz berechnen.

Gleichung 4.1.6 beschreibt den resultierenden Widerstand in Abhängigkeit vom fließenden Strom.

$$R_D(I_D) = \frac{U'_D(I_D)}{I_D} \quad (4.1.5)$$

$$= \frac{a \ln(bI_D + 1) + cI_D}{I_D} \quad (4.1.6)$$

R_D ist dabei wegen der Zeitabhängigkeit von I_D ebenfalls eine zeitabhängige Größe, die sich in einen zeitabhängigen Teil – gegeben durch das Diodenverhalten – und einen zeitunabhängigen Teil – gegeben durch den Bahnwiderstand

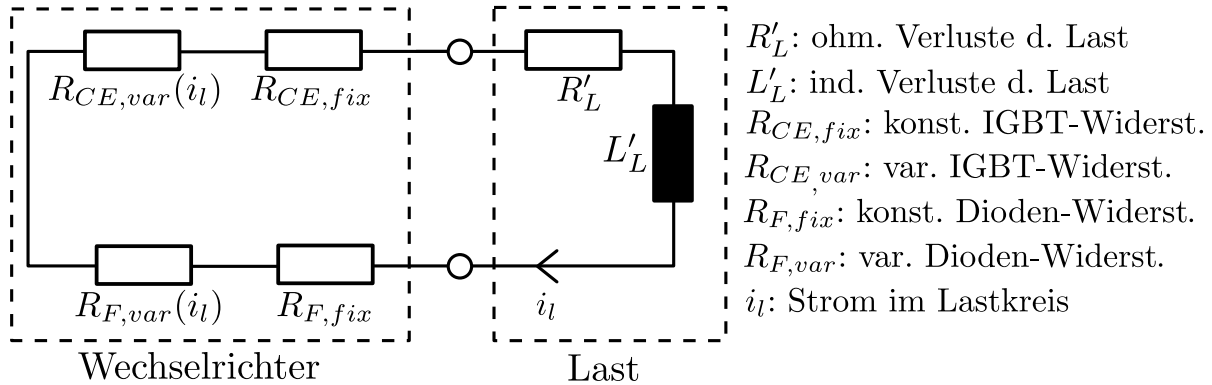


Abbildung 4.3: Ersatzschaltbild des Leistungskreises mit einfacher induktiver Last nach dem Abschalten

– aufteilen lässt. Für einen zeitabhängigen Strom $i(t)$ ergibt sich damit ein zeitabhängiger Widerstand nach Gleichung 4.1.7.

$$r_D(i(t)) = \frac{a \ln(bi(t) + 1)}{i(t)} + c \quad (4.1.7)$$

$$= r_{D,var}(i(t)) + r_{D,fix} \quad (4.1.8)$$

4.1.2 Simulative Untersuchung des Einflusses der IGBT-Module auf den Stromverlauf

Das in Gleichung 4.1.7 formulierte, stromabhängige Verhalten wird im Folgenden verwendet, um den in Abbildung 4.2 dargestellten Stromfluss zu simulieren. Für diese Simulation werden Gleichung 4.1.7 und Gleichung 4.1.8 verwendet, um den IGBT-Ersatzwiderstand R_{CE} und den Freilaufdioden-Ersatzwiderstand R_F eines IGBT-Moduls abzubilden. Dabei wird vom einfachsten Fall einer direkt am Umrichter hängenden resistiv-induktiven Last ausgegangen. Das resultierende Ersatzschaltbild ist in Abbildung 4.3 dargestellt.

Der Lastwiderstand R'_L enthält dabei die ohmschen Verluste in den Leitungen, im Transformator und im Induktor. Es wird von einem Induktor ohne Rohling ausgegangen. Verluste im Rohling treten daher nicht auf. Sofern R'_L nicht bekannt ist, muss dieser experimentell ermittelt oder abgeschätzt werden. Für die Versuchsanlage wird R'_L aus den im Datenblatt des Transformators

Größe	Wert
R'_L	$10^2 \cdot 0.1 \text{ m}\Omega$
L'_L	$10^2 \cdot 1,4 \mu\text{H}$

Tabelle 4.3: Ersatzschaltbildgrößen der Last für die Versuchsanlage

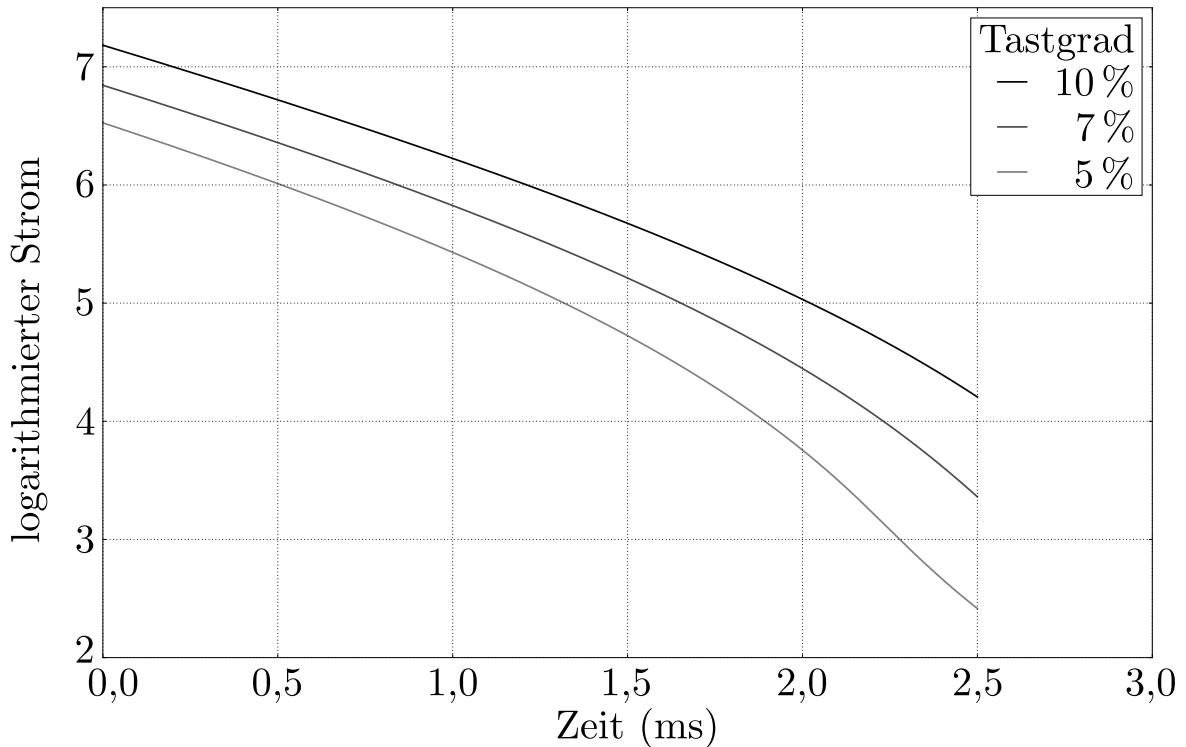


Abbildung 4.4: Verlauf des logarithmierten simulierten Stromverlaufs

gegebenen Werten und der Geometrie des Induktors genährt. L'_L ist die Induktivität der Last bestehend aus Induktor, Rohling und Transformator. Diese kann nach der in Kapitel 2.2.3 gegebenen Formel für kurze Luftspulen genähert werden. Wenn im System ein Transformator verbaut ist, müssen die beiden Größen für die Last primärtransformiert werden. Außerdem muss wegen der Parallelschaltung von IGBT-Modulen im realen Umrichter der Strom vor Einsetzen in Gleichung 4.1.7 durch drei dividiert werden; ebenso der resultierende Widerstand.

Ausgehend von den genannten Annahmen wird der Schaltkreis nach Abbildung 4.3 mittels des Schaltungssimulators SPICES¹ nachgebildet und simuliert.

¹Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis

Tastgrad (%)	5	7	10
Zeitkonstante (μs)	935.3813	1048.678	1145.041

Tabelle 4.4: Tastgradabhängigkeit der ermittelten Zeitkonstanten in der Simulation

Das resultierende Zeitverhalten des Stroms ist in Abbildung 4.4 dargestellt. Für die gezeigten Kurven ergeben sich mit dem von Borrelli gewählten Intervall die in Tabelle 4.4 aufgeführten Zeitkonstanten.

Aus den ermittelten Zeitkonstanten lässt sich erkennen, dass eine Tastgradabhängigkeit der Zeitkonstanten alleine mittels des stromabhängigen Widerstands der IGBT-Module abgebildet werden kann. Allerdings kann aus den Simulationsergebnissen nicht geschlussfolgert werden, dass im Prozess nur eine Einflussgröße Ursache für die Tastgradabhängigkeit ist. Insbesondere aus dem Stromverlauf wird ersichtlich, dass die Modellierung der Halbleiter nicht ausreicht, um alle in Kapitel 3.2 beschriebenen Effekte abzubilden. Der logarithmierte Stromverlauf ist – wie es bei der Messung an der realen Anlage der Fall ist – nicht mehr linear. Die bei der Analyse der Messungen beschriebene Nichtlinearität am Ende des Messbereichs findet sich auch in der Simulation wieder. Insbesondere bei niedrigeren Leistungen ist diese stark ausgeprägt. Ursache hierfür ist das stark nichtlineare Verhalten der IGBT-Module bei kleinen Strömen. Wegen des Diodenverhaltens führen bereits kleine Stromänderungen zu einer starken Änderung der abfallenden Spannung. Wie in Abbildung 4.5 zu sehen ist, erhöht sich der Widerstand somit bei niedrigen Strömen – und somit gegen Ende des Messbereichs – stark.

Die gegen Ende des Messintervalls beobachtete Nichtlinearität des logarithmierten Stroms kann somit erklärt werden. Die bisherige Modellierung der Halbleiter liefert jedoch keine Erklärung für die zweite Nichtlinearität am Anfang des Messbereichs direkt nach dem Abschalten der Spannung.

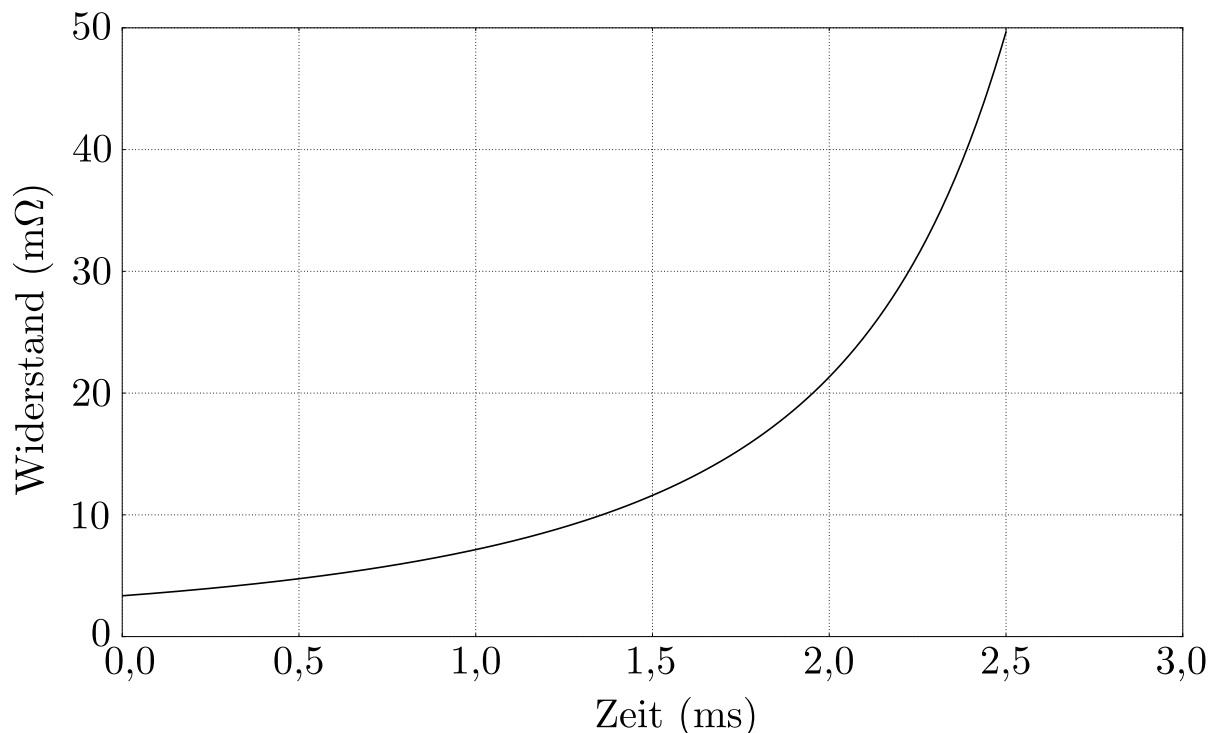


Abbildung 4.5: Verlauf des summierten Halbleiterwiderstands über ein Messfenster bei 7% Tastgrad

4.1.3 Berücksichtigung der Temperaturabhängigkeit

Das bisherige Modell geht von einer konstanten Temperatur im Halbleiter aus. Diese Annahme muss verifiziert werden, da das Verhalten von Halbleitern hochgradig temperaturabhängig ist. Wie dem Spannung-Strom-Diagramm im Datenblatt von IGBT-Modulen entnommen werden kann, ändert sich der Zusammenhang zwischen Strom und Spannung und somit auch zwischen Strom und resultierendem Widerstand stark mit der Temperatur der Sperrschicht.

Um die Temperaturabhängigkeit des Strom-Widerstand-Zusammenhangs im Modell berücksichtigen zu können, sind Kenntnisse über das thermodynamische Verhalten von IGBT-Modulen notwendig. Aus der Literatur ist bekannt, dass IGBT-Module, wie sie in Leistungs-Wechselrichtern verwendet werden, eine schnelle Temperaturänderung der Sperrschicht aufweisen (Barlini et al. 2006). Grund hierfür ist die Kombination aus geringem Volumen der Sperrschicht und der guten Wärmeleitfähigkeit der Module. Wegen dieser Dynamik und der geringen Änderung des Stroms zwischen zwei Messungen kann davon

ausgegangen werden, dass sich das System zu jedem Messzeitpunkt im thermodynamischen Gleichgewicht befindet. In diesem Fall können die thermischen Kapazitäten vernachlässigt werden und für jeden Zeitpunkt gilt gemäß Gleichung 4.1.9, dass für einen Strom I die elektrische Verlustleistung $P_{V,I}$ dem Quotienten aus Temperaturdifferenz ΔT_I zwischen Sperrschichttemperatur T_J und Umgebungstemperatur T_K und dem Wärmewiderstand R_{th} zwischen diesen beiden Punkten entspricht (Tietze et al. 2012, S. 52).

$$P_{V,I} = \frac{\Delta T_I}{R_{th}} \quad (4.1.9)$$

Dabei sind sowohl ΔT_I als auch R_{th} unbekannte Größen. Zur ihrer Bestimmung ist zuerst die Festlegung des Referenzpunktes notwendig. Bei hinreichend groß dimensionierter Kühlanlage kann davon ausgegangen werden, dass die Temperatur des Kühlwassers konstant ist, so dass die Kontaktfläche zum Kühlwasser als Referenzpunkt angenommen werden kann. Damit setzt sich der Widerstand R_{th} aus den thermischen Widerständen des IGBT-Moduls (Diode und IGBT), den Übergangswiderständen zum Kühlblech, dem Wärmewiderstand des Kühlblechs und dem Übergangswiderstand zum Kühlwasser zusammen. In der Regel können die thermischen Widerstände des IGBT-Moduls dem Datenblatt entnommen werden, da diese Werte zur Auslegung des Kühlkonzepts des Moduls notwendig sind. Für die anderen, obig aufgeführten Komponenten der Erwärmungsanlage liegen meistens keine Daten vor. Diese werden daher über ein Optimierungsverfahren bestimmt. Als erster Startwert für R_{th} hat sich der doppelte Wert der Widerstände aus dem Datenblatt des IGBT-Moduls als günstig erwiesen. Um das Risiko zu minimieren, in ein lokales Minimum zu konvergieren, wird die Optimierung mit variiertem Startwert wiederholt. Die Leistung $P_{V,I}$ kann als Produkt aus dem gemessenen Strom und der aus dem Spannung-Strom-Diagramm ableitbaren Sperrschichtspannung berechnet werden. Auf Basis dieser beiden Größen lässt sich durch Intervallschachtelung eine Temperatur zwischen Raumtemperatur und maximaler Sperrschichttemperatur bestimmen, für die Gleichung 4.1.9 minimal wird. Um das Problem rechnerisch

anzugehen wird Gleichung 4.1.9 quadriert und das ΔT_I bestimmt, für das die resultierende Differenz nach Gleichung 4.1.10 minimal wird.

$$\min f_{th}(\Delta T_I, R_{th}) = \min \left(P_{V,I}^2 - \frac{\Delta T_I^2}{R_{th}^2} \right) \quad (4.1.10)$$

Dieses Minimierungsproblem wird jetzt für mehrere zulässige Ströme durch das IGBT-Modul gelöst. Dabei ist bei schlecht gewählten R_{th} trotz optimalem ΔT_I das Residuum $f_{th}(\Delta T_{I,opt}, R_{th})$ aus Gleichung 4.1.10 bei einzelnen Strömen sehr groß. Daraus lässt sich die Minimierungsvorschrift 4.1.11 für R_{th} ableiten: Das optimale R_{th} liegt dann vor, wenn das Maximum aller Residuen für Gleichung 4.1.10 minimal wird.

$$\min \left(\max_{\forall I \in \mathbf{I}_{th}} f_{th}(\Delta T_{I,opt}, R_{th}) \right) \quad (4.1.11)$$

Für das in der Versuchsanlage verwendeten IGBT-Modul ergibt sich damit für den integrierten IGBT ein Wärmegesamtwiderstand von 0,105 K/w und für die integrierte Freilaufdiode ein Wärmegesamtwiderstand von 0,113 K/w. Mit diesen Werten lässt sich für jeden Strom die Sperrschichttemperatur des thermischen Gleichgewichts berechnen. Es ergibt sich für den IGBT und die Diode jeweils ein funktionaler Zusammenhang zwischen Strom i und Sperrschichttemperatur T_J , welcher für das in der Versuchsanlage verwendete IGBT-Modul in Abbildung 4.6 dargestellt ist.

Der Zusammenhang kann durch die in Gleichung 4.1.12 gegebene Funktion beschrieben werden kann, deren Parameter a , b , c und d über Regression ermittelt werden können.

$$T_J(i) = ai^4 + bi^3 + ci^2 + di + T_K \quad (4.1.12)$$

Für das IGBT-Modul der Versuchsanlage ergeben sich die in Tabelle 4.5 aufgeführten Parameter. Berechnet man darauf aufbauend für den Wechselrichter die bei den minimalen und maximalen Strömen auftretenden Temperaturen, so ergibt sich für die Versuchsanlage ein Betriebsbereich zwischen ca. 20°C und

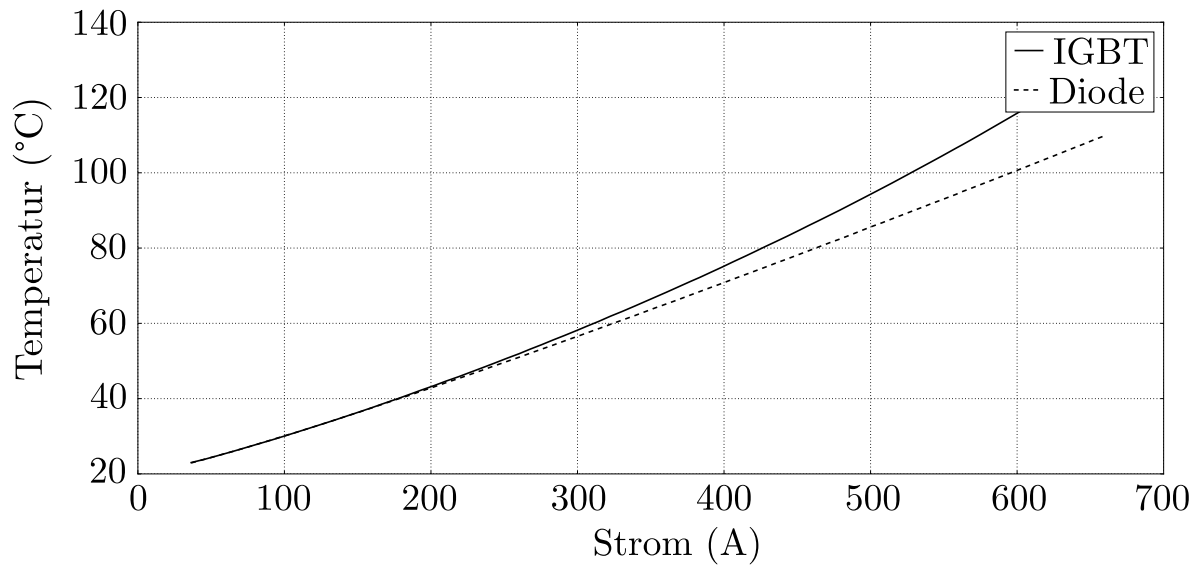


Abbildung 4.6: Stromabhängigkeit der Sperrschichttemperatur für die Halbleiter in der Versuchsanlage

Parameter	a	b	c	d
IGBT	$0,2095 \cdot 10^{-9}$	$-0,2637 \cdot 10^{-6}$	$0,2134 \cdot 10^{-3}$	0,0816
Diode	$0,2742 \cdot 10^{-9}$	$-0,4057 \cdot 10^{-6}$	$0,2352 \cdot 10^{-3}$	0,0836

Tabelle 4.5: Parameter für den Strom-Temperaturzusammenhang nach Gleichung 4.1.12 für die Versuchsanlage (auf 4 Nachkommastellen gerundet)

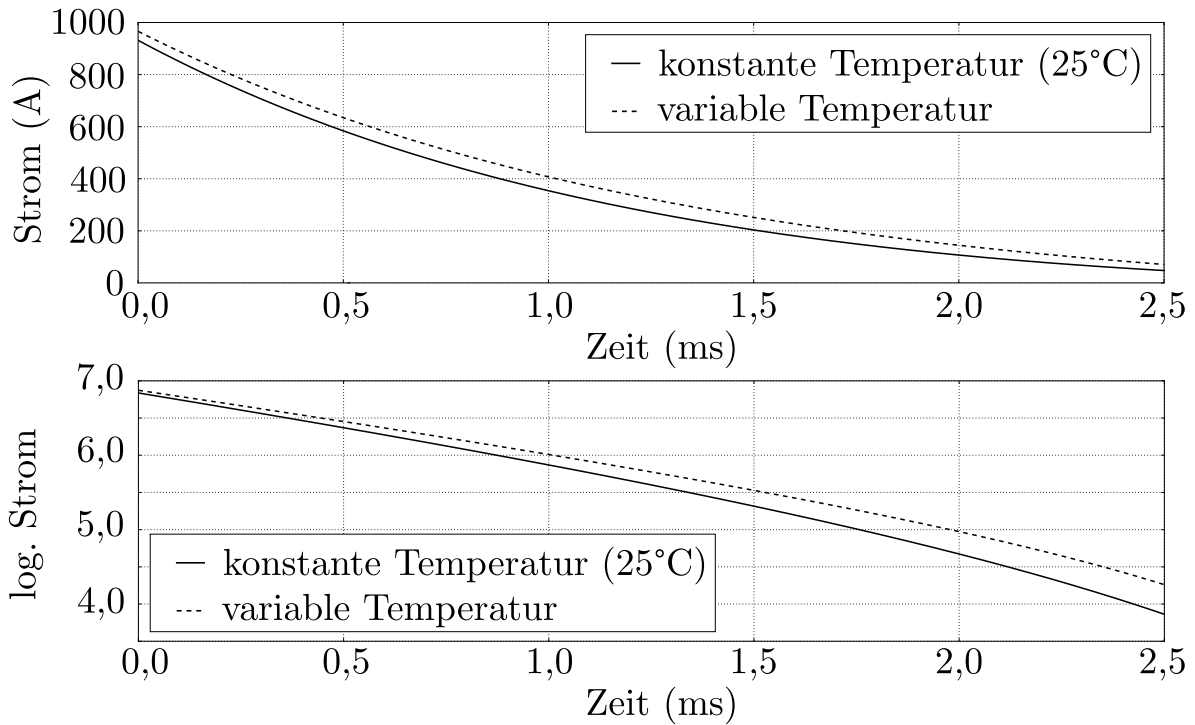


Abbildung 4.7: Auswirkung der Temperaturänderung in der Sperrschicht auf den sekundärseitigen Stromverlauf (bei 7% Tastgrad)

60°C. Die Temperaturen befinden sich damit im Rahmen dessen, was bei anderen Untersuchungen beobachtet wurde und können als plausibel angenommen werden (Barlini et al. 2006).

Die Simulation wird so modifiziert, dass die sich ändernde Sperrschichttemperatur berücksichtigt wird. Der Einfluss dieser Änderung auf den Stromverlauf ist in Abbildung 4.7 dem Stromverlauf mit konstanter Sperrschichttemperatur von 25°C gegenüber gestellt. Durch die Temperaturänderung lassen sich keine zusätzlichen Störungen im Stromverlauf erklären. Der logarithmierte Stromverlauf ist auch mit variablen Temperaturen am Anfang nahezu linear. Allerdings ist die Nichtlinearität am Ende der Pulsphase schwächer ausgeprägt, da hier der Strom, auf Grund des temperaturbedingt etwas geringeren Widerstands der Halbleiter, gegenüber der Vergleichskurve nicht so stark abgefallen ist und somit die Halbleiter in einem Bereich betrieben werden, in denen der stromabhängige Widerstand nicht so stark ansteigt wie bei der Vergleichskurve. Die Temperaturabhängigkeit verringert im gezeigten Beispiel folglich den Einfluss der Halbleiter auf den Stromverlauf, wobei je nach Anregungs- und Lastpara-

metern auch eine Verstärkung des Effekts möglich ist. Eine Berücksichtigung der Temperaturabhängigkeit ist mit dem beschriebenen Modell möglich und auf Grund der obig dargelegten Beobachtungen sinnvoll.

4.2 Untersuchung des Transformatoreinflusses

Wie in Kapitel 4.1 deutlich wurde, lassen sich einige – aber nicht alle – beobachteten Störeffekte durch die variablen Widerstände in den IGBTs des Umrichters erklären. Die identifizierten Störeinflüsse lassen es bereits zu, gegen Ende der Pulspause den Einfluss der Störeffekte auf den Stromverlauf zu beschreiben. Es können jedoch nicht alle im Stromverlauf beobachteten Effekte erklärt werden. Daher sollen im Folgenden die verbleibenden Komponenten des Lastkreises untersucht werden. Der Transformator ist hierbei von besonderem Interesse, da dessen Induktivitäten einen erheblichen Einfluss auf den Stromverlauf haben können.

Relevant sind für eine mögliche Beeinflussung des Stromverlaufs durch den Transformator vor allem die Wirbelstromverluste. Diese sind zeitabhängig, da das Feld mit der Zeit in die Blechpakete des Kerns eindringt. Eine Schwierigkeit bei der Analyse ist, dass es keine Modelle gibt, die dieses Verhalten im Zeitbereich abbilden. Existierende Modelle beschreiben lediglich das über die Zeit gemittelte Verhalten bei sinusoider oder rechteckförmiger periodischer Anregung. Da die Anregung jedoch durch die induktive Last erfolgt, ist deren Anregung im Idealfall exponentiell und wegen der Pulspause nicht periodisch. Insbesondere interessiert nicht das über eine Periode gemittelte Verhalten, sondern das Verhalten im gesamten Zeitverlauf.

Wegen dieser Schwierigkeiten wird im Folgenden, vom Standardersatzschaltbild ausgehend, ein alternatives Ersatzschaltbild hergeleitet, welches analytisch betrachtet werden kann. Das Standardersatzschaltbild bildet die physikalischen Vorgänge im Transformator sehr anschaulich ab. Es ist jedoch wegen der T-Schaltung und der darin integrierten Parallelschaltung von Induktivität und Widerstand analytisch nicht explizit lösbar. Daher wird ein alternatives Er-

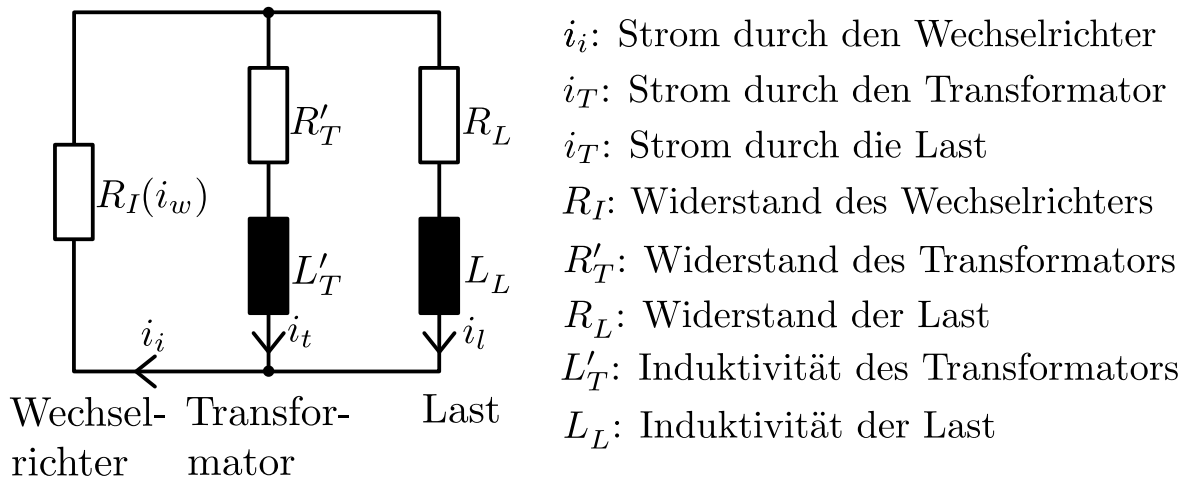


Abbildung 4.8: Ersatzschaltbild des Lastkreises mit alternativem Transformatormodell

Größe	Wert
R'_T	340,43 Ω
L'_T	7,65 mH

Tabelle 4.6: Ersatzschaltbildgrößen des Transformators bei 1 kHz Anregung

satzschaltbild verwendet. Die primärseitige Streuinduktivität wird für dieses Ersatzschaltbild mit der sekundärseitigen Streuinduktivität zusammengefasst. Da diese in Reihe mit der Last geschaltet ist, können diese wiederum zu einer Induktivität zusammengefasst werden. Ebenso werden die Kupferverluste mit den anderen ohmschen Verlusten in den jeweiligen Zweigen zusammengefasst. Die Parallelschaltung aus Kernverlusten und Hauptinduktivität wird durch eine Reihenschaltung von Widerstand und Induktivität ersetzt. Diese stellen keine Abbildung physikalischer Größen des Transformators dar, weswegen sie nicht unmittelbar parametrisiert werden können. Stattdessen werden sie so parametrisiert, dass sich das Ersatzschaltbild bei der betrachteten Frequenz klemmenäquivalent zum Standardersatzschaltbilds verhält. Es ergibt sich das in Abbildung 4.8 gezeigte Ersatzschaltbild.

Die Parameter dieses Ersatzschaltbilds lassen sich anhand der messtechnisch ermittelten oder im Datenblatt der Komponenten gegebenen Informationen be-

rechnen. Für die Last der Versuchsanlage sind die Werte in Tabelle 4.3 und für die Transformator in Tabelle 4.6 gegeben. Die analytische Beschreibung dieses Ersatzschaltbildes ist durch die Differentialgleichung 4.2.1 bzw. 4.2.2 gegeben.

$$(L'_T L_L) \ddot{i}_l + (R'_T L_L + R_L L'_T + R_I L'_T + R_I L_L) \dot{i}_l + (R'_T R_L + R_I R_L + R_I R'_T) i_l = 0 \quad (4.2.1)$$

$$\Leftrightarrow a \ddot{i}_l + b \dot{i}_l + c i_l = 0 \quad (4.2.2)$$

Die Lösung dieser Gleichung hat die in Gleichung 4.2.3 gegebene Form.

$$i_l(t) = i_l(0) \frac{s_1 + a/b}{s_1 - s_2} e^{s_1 t} - i_l(0) \frac{s_2 + b/a}{s_1 - s_2} e^{s_2 t} \quad (4.2.3)$$

mit

$$s_{1,2} = -\frac{b}{2a} \pm \sqrt{\left(\frac{b}{2a}\right)^2 - \frac{c}{a}} \quad (4.2.4)$$

Der Ausdruck für s_1 und s_2 lässt sich analytisch nicht mehr wesentlich vereinfachen. Daher wurde das Ersatzschaltbild aus Abbildung 4.8 mittels SPICE simuliert, wobei die ermittelten Parameter der Versuchsanlage verwendet wurden. Die Simulation mit den für die Versuchsanlage ermittelten Parametern bei der Anregungsfrequenz von 1 kHz ergibt den in Abbildung 4.9 gezeigten Verlauf.

Abgesehen von den durch die Halbleiter im Wechselrichter zu erklärenden Effekte, sind keine Auffälligkeiten zu beobachten. Insbesondere ist der Stromverlauf in der Simulation mit und ohne Transformator nahezu identisch. Die tatsächlich vorhandene Abweichung ist minimal und in der Grafik nicht erkennbar. Auch eine Variation der Transformatorparameter führte zu den gleichen Ergebnissen. Es bestätigt sich die aus der Analytik gewonnene Hypothese: Aus der Simulation, basierend auf dem Transformatorersatzschaltbild, sind die Abweichungen vom exponentiellen Abklingverhalten des Stroms nicht zu erklären.

Die bisherige Analyse geht davon aus, dass die Bauteilparameter des Transformators konstant sind. Wie im Stand der Technik ausgeführt wurde, sind die-

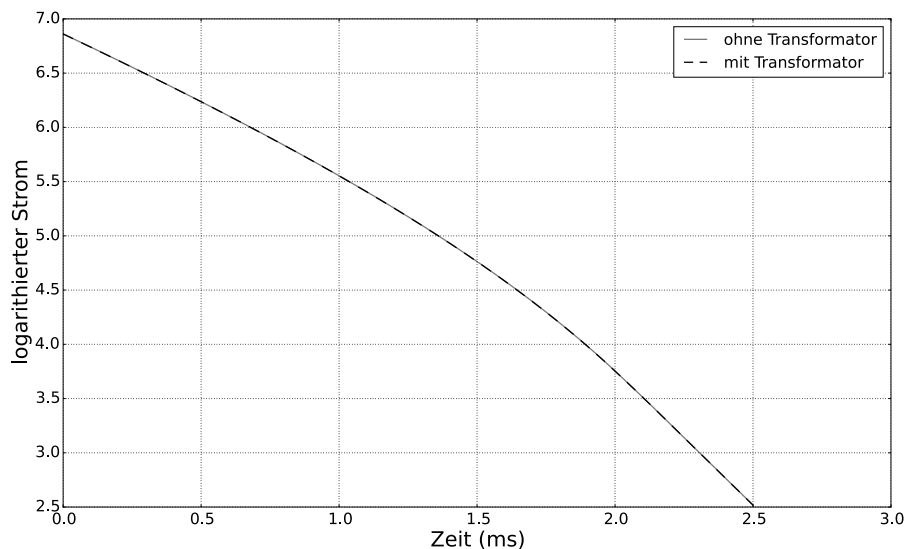


Abbildung 4.9: Logarithmierter simulierter Stromverlauf unter Berücksichtigung der Halbleiter und des Transformators

se jedoch frequenzabhängig. Diese Frequenzabhängigkeit erklärt sich zu einem großen Teil aus den Wirbelströmen, deren Eindringtiefe durch den Skineneffekt gegeben ist. Bei der Eindringtiefe handelt es sich jedoch nur um einen Mittelwert über eine periodische Anregung. Tatsächlich diffundieren die Ströme mit der Zeit tiefer in das Material. Dieser Vorgang führt dazu, dass sich der Betrag der Wirbelstromverluste über die Zeit ändert. Um diesen Effekt zu beobachten und analytisch beschreiben zu können, muss dieser isoliert messtechnisch untersucht und analytisch beschrieben werden. Auf den gewonnen Erkenntnissen aufbauend müsste dann ein Modell entwickelt werden, welches mittels der in einer Erwärmungsanlage erfassbaren Größen parametrisiert werden kann. Die sich aus dieser Aufgabe ergebenden Forschungsfragen können wegen ihres Umfangs nicht im Rahmen dieser Arbeit betrachtet werden und müssen - sofern notwendig - im Rahmen weiterer Forschungsarbeiten geklärt werden.

Fazit

Die zur Verfügung stehenden Modelle zur Beschreibung des Transformatorverhaltens können einen Einfluss des Transformators auf den Stromverlauf nach dem Abschalten der Spannung weder ausschließen noch bestätigen. Um diese

Frage zu beantworten, ist erheblicher zusätzlicher Forschungsaufwand notwendig, welcher über den Rahmen dieser Arbeit hinaus geht. Um diesen Aufwand zu rechtfertigen, sollte jedoch zuerst geklärt werden, ob sich die beobachteten Abweichungen im Stromverlauf aus der induktiven Last erklären lassen. Wenn dies nicht der Fall ist, muss geklärt werden, ob die bisher gewonnen Erkenntnisse ausreichen, um zu bewerten, ob sich die Zeitkonstante zur Ermittlung der Regelgröße beim Erwärmen in den teilflüssigen Bereich eignet.

4.3 Untersuchung des Einflusses der induktive Last

Als letztes Element des Lastkreises soll die induktive Last selber betrachtet werden. Dabei wird von dem in Kapitel 2.2.3 hergeleiteten Ersatzschaltbild für die vollständige Last ausgegangen. Wegen der guten Leitfähigkeit werden Induktoren aus Kupfer gefertigt. Damit ergibt sich bei einer Anregungsfrequenz von 1 kHz nach Gleichung 2.2.4 eine Eindringtiefe des Stroms von etwa 2,1 mm. Sie ist damit vergleichbar mit der Wanddicke des Induktors. Bei dieser Größenordnung kann die Stromdichteverteilung im Leiter nicht mehr als konstant angenommen werden. Wie auch beim Transformator ist folglich damit zu rechnen, dass das Feld nach dem Abschalten in den Leiter hinein diffundiert. Damit ist der Widerstand des Induktors wegen der effektiv geringeren Leiterquerschnittsfläche des Kupferrohrs zu Beginn des Abschaltens der Spannung größer als gegen Ende des Abklingvorgangs. Aus dieser Widerstandsänderung resultiert ein zu Beginn stärkerer Stromabfall. Allerdings liegt die Eindringtiefe nahe der Wanddicke, weswegen der Effekt sehr gering ausfällt.

Sofern die Felddiffusion Ursache der noch zu erklärenden Störeinflüsse ist, wirkt sich diese auch im Rohling aus. Dieser ist im Wesentlichen ein leitfähiger Zylinder, welcher wegen des Skin效ekts als leitender Hohlzylinder wirkt, dessen Innenradius bedingt durch die Felddiffusion mit der Zeit abnimmt (vgl. Abbildung 4.10).

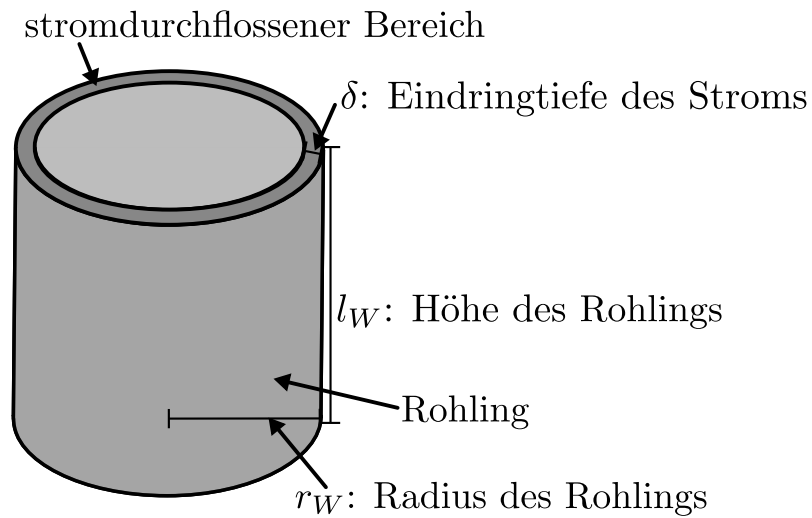


Abbildung 4.10: Modell des Rohlings und der stromdurchflossenen Randschicht

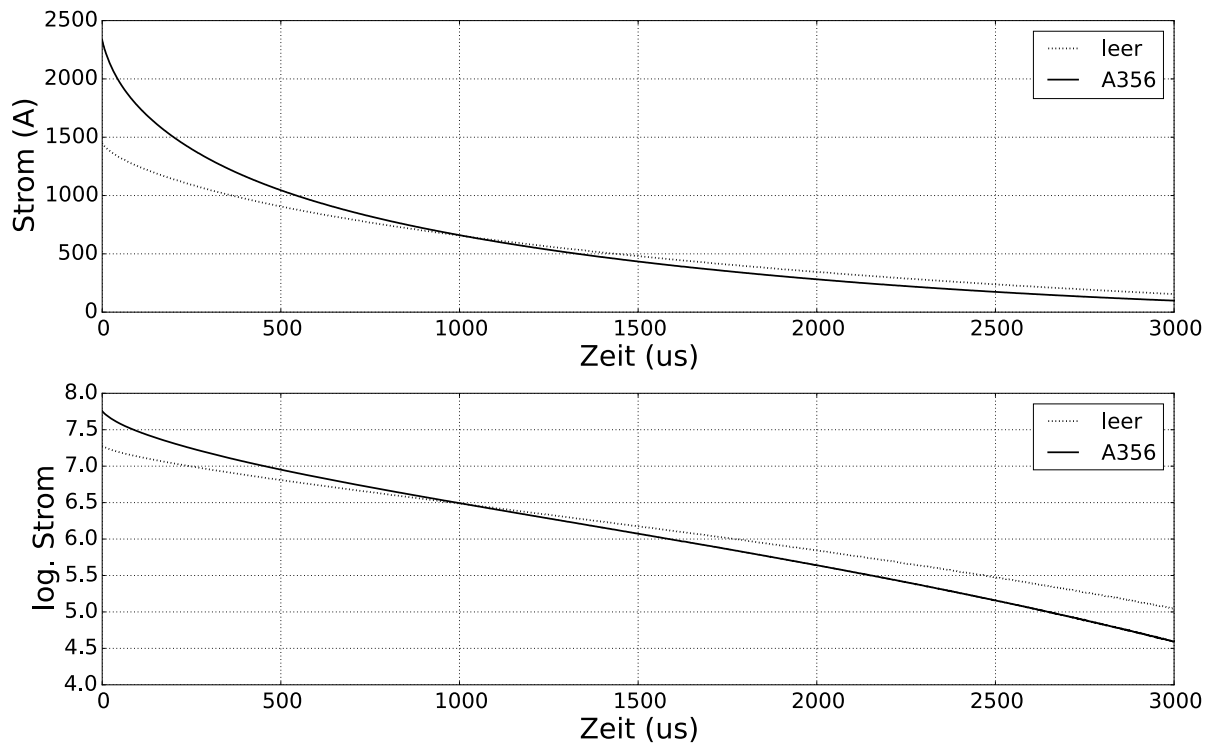


Abbildung 4.11: Materialabhängigkeit des Stromverlaufs während einer Puls-pause

Wie in Abbildung 4.11 zu sehen ist, ändert sich bei gleichem Tastverhältnis (jeweils 10 %) das Zeitverhalten des Stroms im Vergleich zwischen einem leeren Induktor und einem mit A356 als Kern. Da die Änderung besonders zu Beginn der Pulspause signifikant ist, liegt ein Einfluss der Felddiffusion nahe. Diese zu berechnen ist jedoch noch schwieriger als bei den anderen betrachteten Komponenten, da der spezifische Widerstand im Rohling durch die Erwärmung bedingt inhomogen ist. Eine einfache und damit in Echtzeit berechenbare Lösung ist daher nicht möglich. Sie ist auch nicht zwingend notwendig, da die Felddiffusion, wie erwähnt, vom spezifischen Widerstand abhängt und damit von der zur erfassenden Größe. Die Änderung der Diffusionszeitkonstanten kann somit neben der Änderung des effektiven Widerstands als zusätzlicher Indikator für den spezifischen Widerstand betrachtet werden und geht als solcher in die erfasste Zeitkonstante mit ein. Eine genauere Betrachtung der Diffusion im Rohling ist daher nicht notwendig.

Die Betrachtung des Rohlings ist allerdings aus einem anderen Grund noch sehr interessant: Die bisherigen Messergebnissen lassen es fraglich erscheinen, ob die Zeitkonstante überhaupt in direktem Zusammenhang mit dem effektiven Widerstand des Rohlings steht. Aus der Forschung ist bekannt, dass der spezifische Widerstand der Legierung A356 mit steigender Temperatur ansteigt (Brandt et al. 2007). Der spezifische Widerstand steht in proportionalem Zusammenhang zum Widerstand, wenn sich die Geometrie des Rohlings nicht ändert. Sofern die Eindringtiefe des Feldes in den Rohling für jede Pulspause im Mittel konstant ist, bleibt die Geometrie des von Wirbelströmen durchflossenen Bereichs konstant. Damit führt eine Erhöhung des spezifischen Widerstands zu einer Erhöhung des dem Strom entgegen wirkenden Widerstands. Da Borrelli von einer konstanten Induktivität ausgeht und der Widerstand umgekehrt proportional zur Zeitkonstanten ist, sollte dies zu einer Abnahme der Zeitkonstanten während der Erwärmung führen. Tatsächlich bleibt die Zeitkonstante im festen Bereich nahezu konstant, während sie im teilflüssigen Bereich leicht ansteigt (vgl. Abbildung 3.3). Im festen Bereich ist je nach Induktor auch ein leichter Abfall zu beobachten. Näherungsweise ist die Zeitkonstante jedoch immer konstant. Da es sich dabei nicht nur um eine leichte Abweichung vom

erwarteten Verhalten sondern um einen anderen funktionalen Zusammenhang handelt, kann dies nicht nur auf die Störeinflüsse zurückgeführt werden. Eine Interpretation des Messwerts und damit eine analytische Interpretation dieser Abweichung wurde bislang nicht vorgenommen. Daher soll im Folgenden durch analytische Modellierung abgeschätzt werden, welche Aussage eine von Störeinflüssen befreite Zeitkonstantenmessung trifft.

Da der spezifische Widerstand von A356 über die Temperatur ansteigt, ist die Abhängigkeit des effektiven Widerstands und der effektiven Induktivität des Rohlings vom spezifischen Widerstand interessant. Um deren Berechnung zu vereinfachen, wird mit der gängigen Annahme gearbeitet, dass der im Rohling fließende Strom homogen über die Randschicht bis zur Eindringtiefe verteilt ist (Lehner 2008, S. 384ff.). Außerdem wird angenommen, dass der spezifische Widerstand in der stromdurchflossenen Randschicht konstant ist. Diese Vereinfachung trifft strenggenommen nur bei sehr niedrigen Temperaturen oder sehr langsamer Erwärmung zu, ist aber für eine Abschätzung des funktionalen Zusammenhangs ausreichend.

Zur Analyse wird das in Abbildung 4.10 gezeigte Modell verwendet. Der Strom fließt homogen in einem Randbereich des Rohlings, der dem dargestellten Hohlzylinder entspricht. Es bildet sich über die gesamte Zylinderhöhe ein geschlossener Stromfluss entlang der dunkel hervorgehobenen Ringscheibe. Der Strom fließt folglich homogen im Hohlzylinder. Für diesen werden daher der Widerstand und die Induktivität berechnet.

4.3.1 Berechnung der Induktivität des stromdurchflossenen Bereichs im Rohling

Die Induktivität des Rohlings ist durch Gleichung 4.3.1 definiert, wobei Φ_W der magnetische Fluss im Rohling und $i_W(t)$ der im Rohling fließenden Strom ist.

$$L_W = \frac{\Phi_W}{i_W(t)} \quad (4.3.1)$$

Der magnetische Fluss ist durch Gleichung 4.3.3 gegeben, wobei r_W der Radius des Rohlings und B_W die Flussdichte sind.

$$\Phi_W = \iint_A \vec{B}_W d\vec{A} \quad (4.3.2)$$

$$= \int_0^{2\pi} \int_0^{r_W} r \cdot \vec{B}_W \vec{n}_A dr d\vartheta \quad (\text{Transformationsatz}) \quad (4.3.3)$$

Da es sich um eine rotationssymmetrische Anordnung handelt, wird in Zylinderkoordinaten gearbeitet. Daraus resultiert, dass die Fläche dA gekrümmt ist und es ergibt sich aus dem Transformationsatz ein zusätzlicher Faktor r im Integral.

Die magnetische Flussdichte wird über das ampèresches Gesetz nach Gleichung 4.3.4 ermittelt. Die maxwellsche Ergänzung um den Verschiebungsstrom kann unter Annahme magnetoquasistatischer Bedingungen vernachlässigt werden.

$$\oint_c \vec{B}_W d\vec{l} = \mu \iint_A \vec{J}_W d\vec{A} \quad (4.3.4)$$

$$\Leftrightarrow B_{W0} l_W = \mu i_W \quad (4.3.5)$$

$$\Leftrightarrow B_{W0} = \frac{\mu}{l_W} i_W \quad (4.3.6)$$

Die geschlossene Kurve c läuft in diesem Anwendungsfall von $r = 0$, $\varphi = 0$ und $z = 0$ die z-Achse entlang zu $z = l_W$. Von dort läuft sie radial von $r = 0$ zu $r = r_W$. Von diesem Punkt läuft die Kurve entlang der z-Achse zu $z = 0$ und von dort wieder radial zum Ausgangspunkt bei $r = 0$. Innerhalb der Kurve kann durch die Vereinfachung einer konstanten Stromdichte J_W mit der konstanten Flussdichte B_{W0} gerechnet werden. Es ergibt sich für die magnetische Flussdichte Gleichung 4.3.6. Für den magnetischen Fluss ergibt sich dadurch Gleichung 4.3.8.

$$\Phi = \int_0^{2\pi} \left(\int_0^{r_W-\delta} r 0 dr + \int_{r_W-\delta}^{r_W} r B_0 dr \right) d\varphi \quad (4.3.7)$$

$$= \pi B_{W0} (2r_W \delta - \delta^2) \quad (4.3.8)$$

Diese Lösung entspricht der Lösung für eine Ringspule mit einer Wicklung in der Literatur (Kennedy et al. 2011). Das ist nachvollziehbar, da die Lösung nicht von der Länge des Zylinders abhängt und sich der Zylinder somit ohne Änderung der Lösung auf einen quadratischen Leiter reduzieren lässt.

Für Aluminium gilt näherungsweise $\mu_r = 1$. Daher kann im Folgenden statt μ mit μ_0 gerechnet werden. Aus Gleichung 4.3.1 resultiert dann mit Gleichung 4.3.8 und Gleichung 4.3.6 für die Induktivität Gleichung 4.3.9. Diese lässt sich gemäß Gleichung 4.3.10 auch direkt in Abhängigkeit vom spezifischen Widerstand angeben.

$$L_W = \frac{2\pi\mu_0}{l_W} (r_W - \delta/2) \delta \quad (4.3.9)$$

$$= \frac{2r_W}{l_W} \sqrt{\frac{\pi\mu_0\rho}{f}} - \frac{\rho}{l_W f} \quad (4.3.10)$$

Die Abhängigkeit vom spezifischen Widerstand kommt nach Gleichung 4.3.10 nur durch die Abhängigkeit der Eindringtiefe vom spezifischen Widerstand zustande. Mit anderen Worten: Die Änderung der Induktivität ist durch die materialabhängige Änderung der Geometrie des stromdurchflossenen Hohlzylinders bedingt. Es wird auch deutlich, dass die von Borrelli gemachte Annahme einer konstanten Induktivität nicht stimmt. Tatsächlich ändert sich die Induktivität sowohl im festen als auch im teilflüssigen Bereich, da in beiden Bereich eine Änderung des spezifischen Widerstands erfolgt.

4.3.2 Berechnung des Widerstands des stromdurchflossenen Bereichs im Rohling

Der Berechnung des Widerstands wird das gleiche Rohlingmodell zugrunde gelegt, wie der Berechnung der Induktivität. Wir haben somit in der durch $r_W - \delta < r < r_W$ gegebenen Randschicht einen konstanten Strom entlang des

Winkels φ . Damit ergeben sich die Länge l_V des Widerstands und dessen Querschnittsfläche A_V gemäß Gleichung 4.3.11 und Gleichung 4.3.12.

$$l_V = 2\pi (r_W - \delta/2) \quad (4.3.11)$$

$$A_V = l_W \delta \quad (4.3.12)$$

Der resultierende Widerstand ist dann durch Gleichung 4.3.14 bzw. analog zur Induktivität nach Elimination der Eindringtiefe durch Gleichung 4.3.15 gegeben.

$$R_W = \rho \frac{l_V}{A_V} \quad (4.3.13)$$

$$= \frac{2\pi\rho}{l_W} \left(\frac{r_W}{\delta} - \frac{1}{2} \right) \quad (4.3.14)$$

$$= \frac{2\pi r_W}{l_W} \sqrt{\pi f \mu_0 \sqrt{\rho}} - \frac{\pi}{l_W} \rho \quad (4.3.15)$$

Im Gegensatz zur Induktivität führt nicht nur eine Geometrieänderung zur Änderung des Widerstands sondern auch unmittelbar die Änderung des spezifischen Widerstands, woher die Annahme von Borrelli rührt, dass sich nur eine Widerstandsänderung für die Änderung der Zeitkonstanten ursächlich ist. Diese Annahme ist jedoch nur dann korrekt, wenn die Eindringtiefe über die Erwärmung konstant ist. In diesem Fall wäre der Widerstand proportional zum spezifischen Widerstand. Die obige Herleitung für das vereinfachte Modell ergibt jedoch bereits, dass die Annahme nicht zutreffend ist, da die Eindringtiefe ebenfalls vom spezifischen Widerstand abhängig ist.

4.3.3 Resultierende Zeitkonstante der Last

Aus der Betrachtung von Widerstand und Induktivität des Rohlings wird noch nicht ersichtlich, wie sich diese auf die Zeitkonstante der Last auswirken. Die Zeitkonstante des Rohlings ist nicht hilfreich, da sich nach Gleichung 4.3.17 die Änderung der Querschnittsfläche von Widerstand und Induktivität kompensie-

ren. Die resultierende Zeitkonstante ist allein von der Anregungsfrequenz und nicht vom spezifischen Widerstand abhängig.

$$\tau = \frac{L_W}{R_W} \quad (4.3.16)$$

$$= \frac{1}{\pi f} \quad (4.3.17)$$

Es ist also eine Betrachtung der Zeitkonstanten der gesamten Last notwendig. Diese ergibt sich aus dem Ersatzschaltbild der Last in Abbildung 2.7 zu Gleichung 4.3.18.

$$\tau = \frac{L_C + N_C^2 L_W}{R_C + N_C^2 R_W} \quad (4.3.18)$$

Dabei ist zu berücksichtigen, dass der Rohling – wie im vorigen Kapitel bereits angedeutet wurde – eine Spule mit einer Wicklung darstellt. Die Anordnung aus Induktor und Rohling stellt somit einen Transformator dar, dessen Übersetzungsverhältnis der Windungszahl des Induktors N_C entspricht. Daher müssen die Ersatzelemente des Rohlings zur Berechnung der Zeitkonstanten der Last transformiert werden.

Zur Berechnung der Zeitkonstanten werden noch der Widerstand und die Induktivität des Induktors benötigt. Der Widerstand des Induktors berechnet sich näherungsweise (unter Vernachlässigung von Wechselstromeffekten und den Anschlüssen) nach Gleichung 4.3.20.

$$R_C = \rho_{CU} \frac{l_W}{A_W} \quad (4.3.19)$$

$$= \rho_{CU} \frac{\sqrt{(N_C r_C)^2 + l_C^2}}{2(h_W d_W + (w_W - d_W) d_W)} \quad (4.3.20)$$

Es sind l_W die Gesamtlänge der Windungen, A_W die Querschnittsfläche der Windungen, N_C die Windungsanzahl, r_C der mittlere Radius des Induktors, l_C die Länge des Induktors, h_W die Höhe des Windungsrohrs, w_W die Breite des Windungsrohrs und d_W die Wanddicke des Windungsrohrs.

Induktor	R_C	L_C
Var. 1	39,408 $\mu\Omega$	0,599 μH
Var. 2	58,165 $\mu\Omega$	1,086 μH

Tabelle 4.7: Bauteilparameter der Induktoren für das Last-Ersatzschaltbild

Für die Berechnung der Induktivität L_C muss berücksichtigt werden, dass es sich um eine kurze Spule handelt. Es ist also zur Berechnung der Nagaoka-Faktor zu verwenden (Nagaoka 1909). Ebenfalls muss der durch den Rohling reduzierte Luftspalt bei der Berechnung berücksichtigt werden. Daraus resultiert Gleichung 4.3.22.

$$L_C = k_N^* \frac{(A_C - A_W) \mu N_C^2}{l_C} \quad (4.3.21)$$

$$= \left[k_N \left(1 - \left(\frac{2r_W}{2r_C} \right)^2 \right) + \left(\frac{2r_W}{2r_C} \right)^2 \right] \frac{\pi \mu (r_C^2 - r_W^2) N_C^2}{l_C} \quad (4.3.22)$$

Für beide Induktoren sind die resultierenden Bauteilwerte in Tabelle 4.7 gegeben. Damit lässt sich die Zeitkonstante der Last in Abhängigkeit vom spezifischen Widerstand berechnen.

Die Ergebnisse für diese Berechnung sind in Abbildung 4.12 dargestellt. Die Berechnung bestätigt die theoretisch hergeleitete Abnahme der Zeitkonstanten mit der Temperatur. Der Widerspruch zur Messung lässt sich nicht auflösen. Allerdings ist die Änderung stark davon abhängig, in welchem Verhältnis die temperaturabhängigen Größen in Zähler und Nenner zu den konstanten Größen, mit denen sie addiert werden, stehen. Davon ist abhängig, ob eher der Zähler oder eher der Nenner die Änderung der Zeitkonstanten dominiert. Neben den Größen der Last kommen hier noch die Übergangs- und Leitungswiderstände zwischen den Komponenten sowie die Leitungswiderstände und Streuinduktivitäten im Transformator hinzu. Geht man von der Annahme aus, dass die zusätzlichen Induktivitäten zu vernachlässigen sind und die ohmschen Verluste im restlichen Lastkreis 5 m Ω betragen, ändert sich der Zusammenhang zwischen Temperatur und Zeitkonstante deutlich, wie in Abbildung 4.13 zu sehen ist.

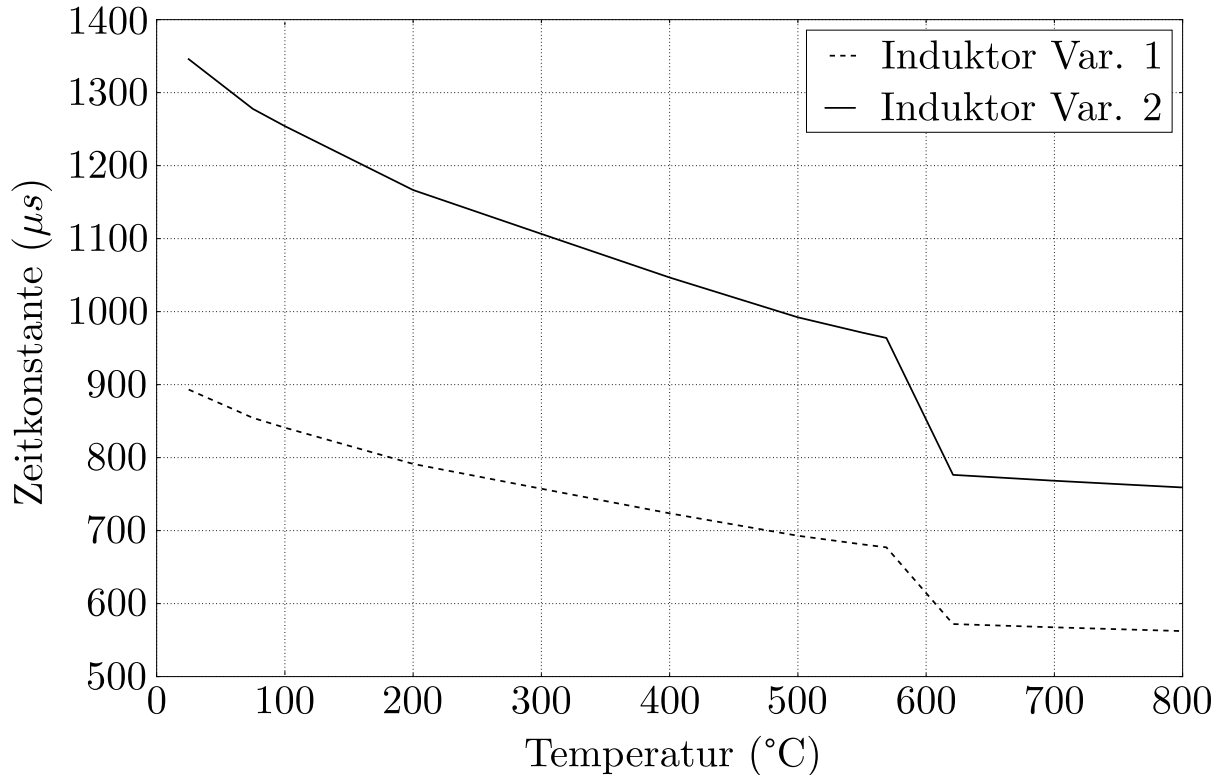


Abbildung 4.12: Errechnete Zeitkonstante der Last für die Induktoren aus Tabelle 3.1 in Abhängigkeit von der Temperatur

In dieser Konstellation sind die Änderungen der Induktivität dominierend, was zu einem Anstieg der Zeitkonstanten führt. Die absoluten Werte entsprechen zwar nicht denen der ermittelten Zeitkonstanten. Das ist jedoch für eine so grobe Abschätzung auch nicht zu erwarten, zumal die ermittelte Zeitkonstante auch noch von Störeinflüssen beeinflusst wird. Es wird aber deutlich, dass ein Anstieg der Zeitkonstanten bei gleichzeitigem Anstieg des spezifischen Widerstands plausibel ist. Zudem ist festzustellen, dass die Änderung der Zeitkonstanten nicht nur durch eine Änderung des Widerstands des Rohlings hervorgerufen wird. Auch die Induktivität des Rohlings ändert sich und kann die Zeitkonstante sogar dominierend beeinflussen. Korrekt ist folglich die Aussage, dass die Zeitkonstante vom spezifischen Widerstand des Rohlingmaterials abhängt.

Die obige Analyse zeigt auch, dass parasitäre Widerstände – und auch Induktivitäten – einen erheblichen Einfluss auf die Zeitkonstante und ihre Abhängigkeit vom spezifischen Widerstand haben, was auch aus der Theorie zu

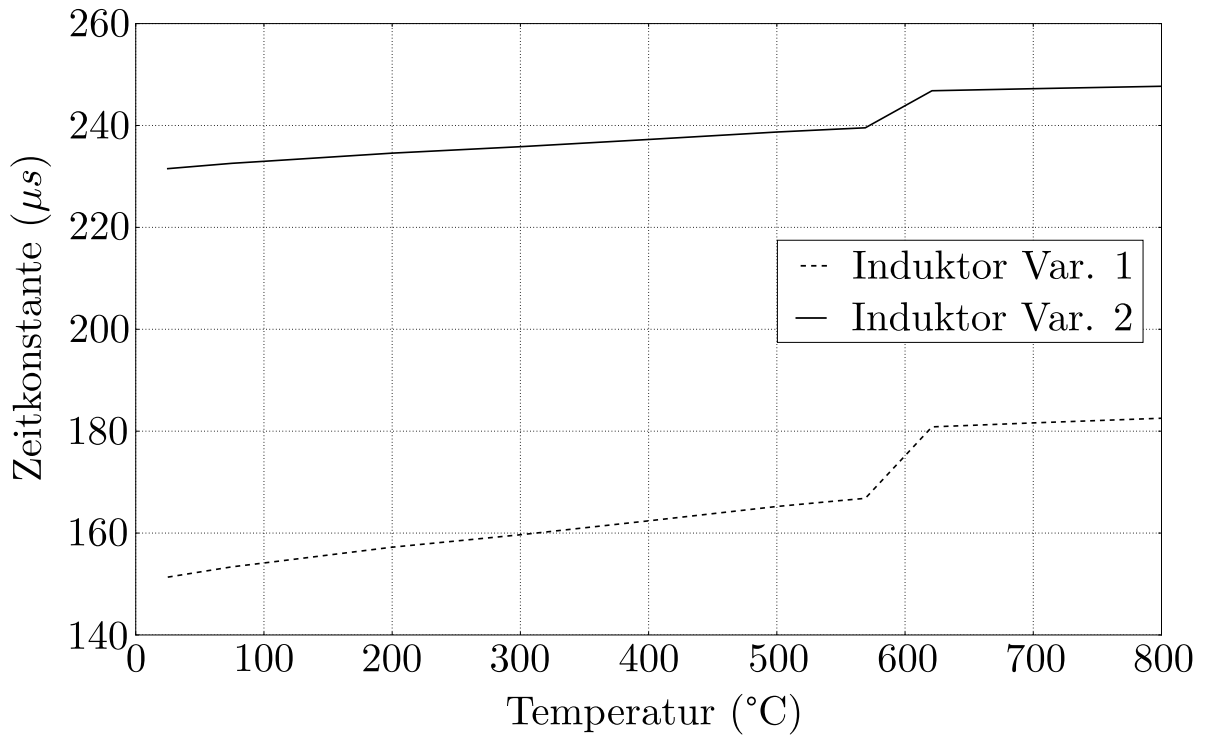


Abbildung 4.13: Errechnete Zeitkonstante der Last für die Induktoren aus Tabelle 3.1 mit parasitären Widerständen in Abhängigkeit von der Temperatur

erwarten ist. Ohne genaue Kenntnis der genannten Größen kann somit nicht von der Zeitkonstanten auf den spezifischen Widerstand geschlossen werden. Der Lastkreis hat selbst bei idealisiertem Verlauf des Stroms beim Abklingen einen erheblichen Einfluss auf die Zeitkonstante. Die Zeitkonstante wird also immer von der jeweiligen Erwärmungsanlage abhängig sein.

4.4 Bewertung des Modells der identifizierten Einflussgrößen

In den vorangegangenen Kapiteln wurde der Lastkreis einer Induktionserwärmungsanlage modelliert und analysiert. Diese Analyse kann jedoch nicht alle auftretenden Störungen abbilden. Daher ist es notwendig, das entwickelte Modell dahingehend zu überprüfen, ob es ausreicht, um über die Zeitkonstante die Regelgröße erfassen zu können.

4.4.1 Bewertungskriterium für die Bewertung des Modells

Für diese Bewertung braucht es ein geeignetes Bewertungskriterium, welches auch Aufschluss darüber gibt, wie stark das Modell von der Realität abweicht. Unter der Annahme, dass das Modell die Einflussgrößen vollständig abbildet, lassen sich Widerstand und Induktivität der Last durch die Messung des Stroms zu zwei verschiedenen Zeitpunkten bestimmen. Dies ergibt sich aus der folgenden Herleitung: Geht man davon aus, dass sich die Zeitkonstante nach Abbildung 4.3 aus Lastinduktivität L'_L , Lastwiderstand R'_L und Halbleiterwiderstand R_I zusammensetzt, so ergibt sich Gleichung 4.4.2.

$$\tau = \frac{L'_L}{R_I + R'_L} \quad (4.4.1)$$

$$= \frac{L'_L}{R_{I0} + \Delta R_I + R'_L} \quad (4.4.2)$$

Dabei ist ΔR_I die Differenz zwischen dem Halbleiterwiderstand zum Vergleichszeitpunkt t_1 und dem Halbleiterwiderstand zum Referenzzeitpunkt t_0 .

$$\frac{1}{\tau} = -a = \frac{R_{I0} + \Delta R_I + R'_L}{L'_L} \quad (4.4.3)$$

In dieser Gleichung sind R'_L und L'_L die Unbekannten. Zum Referenzzeitpunkt t_0 gilt $\Delta R_I = 0$ und man erhält für a_0 zum Referenzzeitpunkt t_0 und a_1 zu einem beliebigen anderen Zeitpunkt t_1 die Gleichungen 4.4.4 und 4.4.5. Der Zeitpunkt für die Referenzzeitkonstanten kann beliebig gewählt werden, da die Induktivität unabhängig vom Messpunkt immer den gleichen Wert hat.

$$a_0 = -\frac{R_{I0} + R'_L}{L'_L} \quad (4.4.4)$$

$$a_1 = -\frac{R_{I0} + \Delta R_{I1} + R'_L}{L'_L} \quad (4.4.5)$$

Aus a_0 erhält man für L'_L

$$L'_L = -\frac{R_{I0} + R'_L}{a_0} \quad (4.4.6)$$

und damit für a_1

$$a_1 = \frac{R_{I0} + \Delta R_{I1} + R'_L}{R_{I0} + R'_L} a_0. \quad (4.4.7)$$

Aufgelöst nach R'_L ergibt sich

$$R'_L = -R_{I0} + \frac{a_0/a_1}{1 - a_0/a_1} \Delta R_{I1}. \quad (4.4.8)$$

Eingesetzt in die Gleichung für L'_L ergibt sich

$$L'_L = -\frac{1}{a_1 - a_0} \Delta R_{I1}. \quad (4.4.9)$$

	0,5 ms	1,0 ms	1,5 ms	2,0 ms	2,5 ms
R'_L (m Ω)	0,100	0,100	0,100	0,100	0,100
L'_L (μ H)	1,090	1,090	1,090	1,090	1,090

Tabelle 4.8: Ermittelte Bauteilparameter für verschiedene Referenzzeitpunkte

a_0 und a_1 sind über die Zeitkonstanten ermittelbare und somit messbare Größen. R_{I0} und ΔR_{I1} sind aus dem Strom gemäß Kapitel 4.1 ermittelbare Größen. Darauf aufbauend lassen sich R'_L und L'_L bestimmen. Dabei sollten diese unabhängig von den gewählten Messpunkten sein. Einzige Einschränkung hierbei ist der Vergleichszeitpunkt nahe dem Referenzzeitpunkt. Die Bewertungsfunktion hat im Referenzzeitpunkt eine Singularität. Für eine vollständige Betrachtung müsste diese Singularität gezielt untersucht werden. Für eine Bewertung reicht es jedoch aus, die Ergebnisse in der Nähe der Singularität zu ignorieren.

Durchführung der Modellbewertung

Die Gültigkeit des Bewertungskriteriums wird zuerst an der Modellsimulation aus Kapitel 4.1.1 getestet. Da in der Simulation nur der bekannte Störeinfluss der Halbleiter abgebildet ist, müssen sich als Ergebnis mit Ausnahme der Singularität konstante Werte für R'_L und L'_L im gesamten Messbereich ergeben.

Es wurde als Referenzzeitpunkt $t_0 = 1$ ms gewählt und t_1 über den gesamten Bereich variiert. Die Induktivität in der Simulation betrug dabei $L'_L = 1,0899$ μ H, der Lastwiderstand $0,1$ m Ω . Der Tastgrad wurde mit 7% gewählt, um die Verluste der Halbleiter stärker zu gewichten.

In Abbildung 4.14 sind die Ergebnisse der Bewertung zu sehen. Es ist deutlich zu erkennen, dass die Ergebnisse der Bewertungsfunktion für die Simulation den Erwartungen entsprechen. Die Ergebnisse bestätigen sich, wenn man den Referenzzeitpunkt, wie in Tabelle 4.8 gezeigt ist, variiert. Die Bauteilparameter werden ermittelt, indem eine Regressionsgerade durch die Kurve gelegt wird. Der Achsenabschnitt dieser Geraden gibt dann wegen der idealerweise nicht vorhandenen Steigung den Wert des Bauteils an.

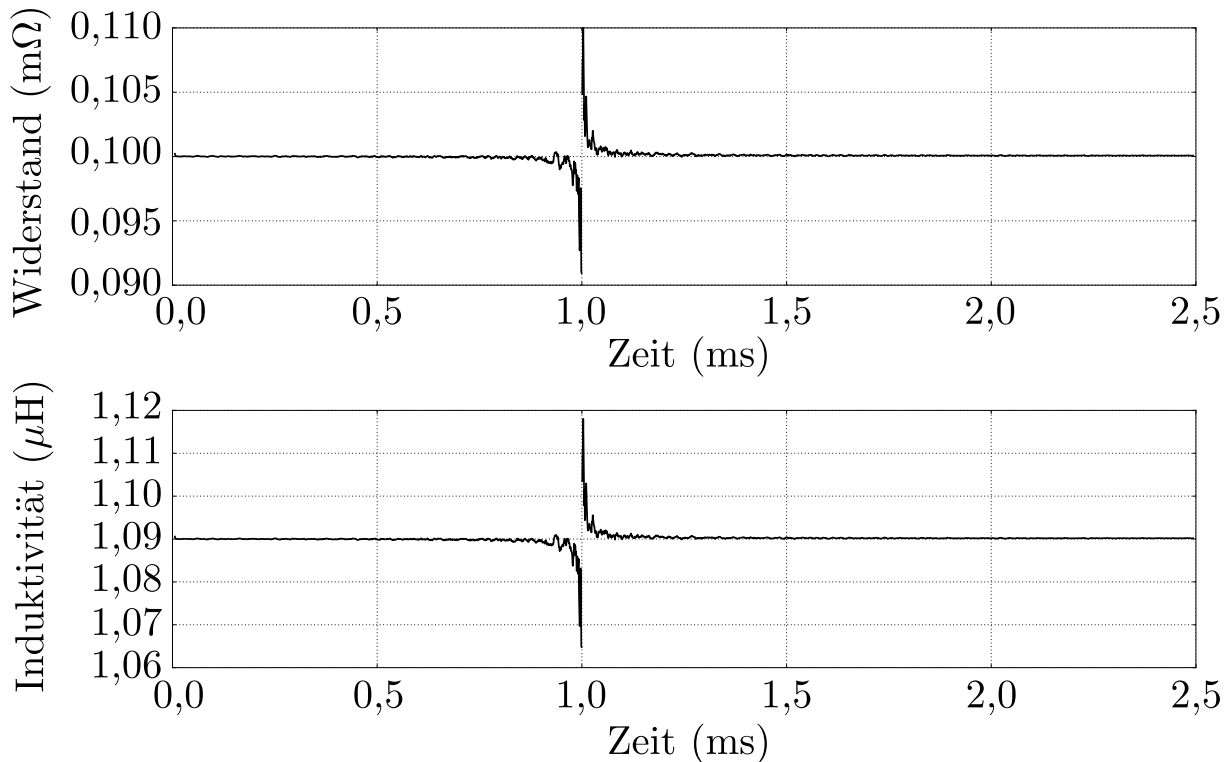


Abbildung 4.14: Errechneter Lastwiderstand und Lastinduktivität für das Simulationsmodell aus Kapitel 4.1.1

Bis auf geringe numerische Schwankungen sind die Bauteilwerte konstant. Das entspricht für die Simulation den Erwartungen, weswegen die Bewertungsfunktion für die Messungen verwendet werden kann.

Aufbauend auf dieser Betrachtung sollen nun die für die Simulation ermittelten Ergebnisse an der Messung verifiziert werden. Dies ist jedoch nicht ohne weiteres möglich, da die erste Ableitung des Stroms wegen der Störeinflüsse keine monotone Funktion mehr ist. Daher gibt es zwei Singularitäten in der Bewertungsfunktion, welche eine Auswertung stark erschweren. Um das Problem zu umgehen, wird für die Induktivität der Reziprokwert der Bewertungsfunktion nach Gleichung 4.4.9 gebildet. Diese ergibt für verschiedene Materialien und Tastgrade den Verlauf in Abbildung 4.15. Die Induktivität wird gewählt, da diese nach Gleichung 4.4.2 einen Proportionalitätsfaktor für die Störeinflüsse darstellt. Sollen zusätzliche nichtlineare Verluste aus der Zeitkonstanten eliminiert werden, ist eine Kenntnis der Induktivität erforderlich.

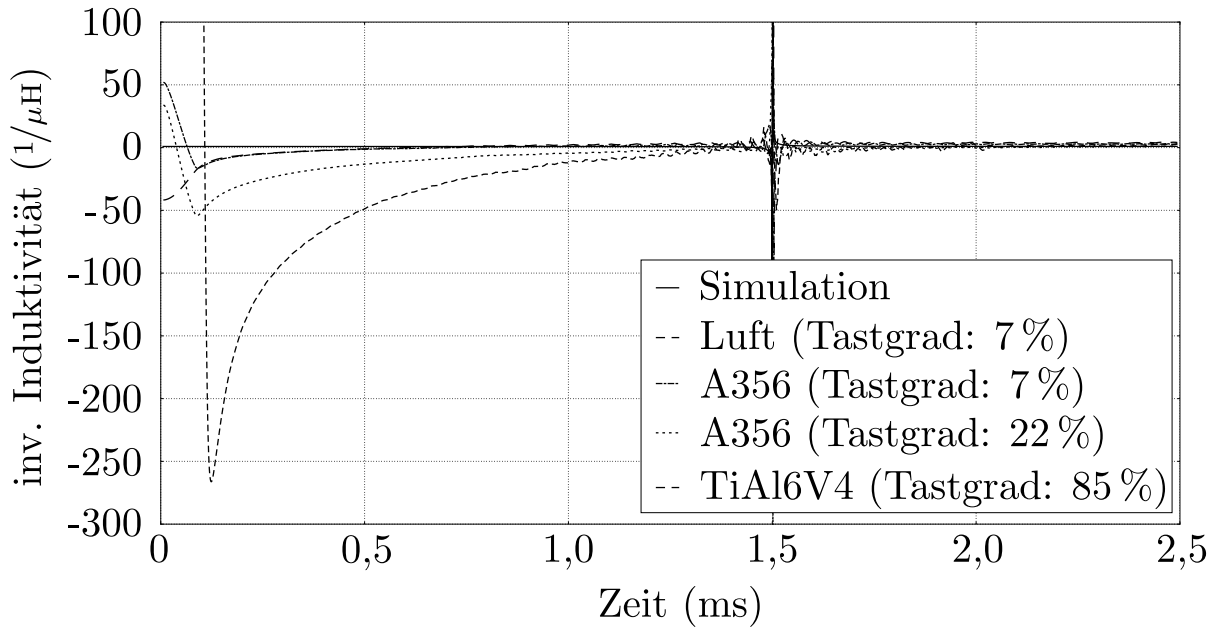


Abbildung 4.15: Invertierte Induktivität über die Zeit für verschiedene Messungen während einer Pulspause

In den Kurven lässt sich bis etwa 0,2 ms ein Einschwingen beobachten, welches durch die begrenzte Bandbreite von 3 MHz der vor den Analog-Digital-Umsetzer geschalteten Operationsverstärker bedingt ist. Daher sind die Ergebnisse erst nach diesem Punkt relevant. Aus den Ergebnissen lassen sich zwei Beobachtungen ableiten: Zum einen ist die Auswirkung der verbleibenden Störeinflüsse vom Material des Rohlings und vor allem vom Tastgrad abhängig. Der Fehler ist gerade bei hohen Tastgraden stark ausgeprägt. Man muss allerdings berücksichtigen, dass für sehr hohe Leistungen ein Rohling aus der Titanlegierung TiAl6V4 verwendet wurde, da diese Leistungen für A356 zu groß sind. Die elektromotorischen Kräfte beschleunigen den Rohling so stark, dass er sich aus dem Induktor herausbewegt. Dennoch kann im Vergleich der Messungen besonders bei A356 festgestellt werden, dass sowohl der Tastgrad als auch das Material einen Einfluss haben. Die zweite Beobachtung ist, dass die Steigung der invertierten Induktivität gegen Ende des Messfensters nahezu null ist. Der Auswirkung der nicht kompensierbaren Störeinflüsse ist folglich gegen Ende des Messfenster auch bei hohen Leistungen minimal. Die Endnichtlinearität kann damit aus den Halbleiterverlusten erklärt und in der Folge dann auch kompensiert werden.

siert werden. Damit bietet sich dieser Bereich für eine störungsarme Erfassung der Regelgröße während der Erwärmung in den teilflüssigen Bereich an. Es zeigt sich aber auch, dass das angenommene Ersatzschaltbild für die Erwärmungsanlage zu stark vereinfacht ist, da in der Realität ein leichter Anstieg der invertierten Induktivität beobachtet wird.

4.5 Fazit zum Einfluss des Leistungskreises auf die Zeitkonstantenmessung

Die Untersuchung des Leistungskreises zeigt, dass das nichtlineare Widerstandsverhalten der Leistungshalbleiter im Wechselrichter einen signifikanten Einfluss auf den Stromverlauf nach dem Abschalten der Spannung hat, wodurch die ermittelte Zeitkonstante beeinflusst wird. Das Verhalten des Leistungshalbleiter kann gut durch ein Modell abgebildet werden, welches einfach parametrierbar ist. Allerdings können durch dieses Modell nicht alle Störeinflüsse abgebildet werden.

Die Untersuchung von Transformator und Last zeigt, dass Störeinflüsse aus diesen Komponenten – sofern vorhanden – nicht einfach zu identifizieren oder modellieren sind. Eine Modellierung eventueller Störeinflüsse dieser Komponenten erfordert die Beantwortung vieler offener Forschungsfragen, was über den Rahmen dieser Arbeit hinaus geht. Es konnte jedoch gezeigt werden, dass es einen Bereich im zur Ermittlung der Zeitkonstanten verwendeten Stromverlauf gibt, in dem der Einfluss der nicht identifizieren Störeinflüsse gering ist. Eine genauere Betrachtung dieses Bereichs wird als zielführend erachtet, um auch ohne Modellierung sämtlicher Störeinflüsse die Eignung der Zeitkonstantenmessung zur Erfassung der Regelgröße bei der Erwärmung in den teilflüssigen Bereich nachzuweisen.

5 Kompensation der Störeinflüsse auf die Zeitkonstantenmessung

Aus Kapitel 4 ist bekannt, dass mehrere Störeinflüsse das Messsignal beeinflussen. Einige davon sind nur mit hohem Aufwand zu identifizieren und charakterisieren. Für den Wechselrichter ist der Einfluss auf den Stromverlauf hingegen sehr gut analytisch beschreibbar. Insbesondere ist dieser Störeinfluss nur vom Absolutwert des Stroms abhängig und damit prinzipiell kompensierbar. Für eine vollständige analytische Kompensation aller Störeinflüsse muss nach Gleichung 4.4.2 die Induktivität der Anordnung bekannt sein oder aus vorhandenen Informationen ermittelt werden können. Die bisherigen Untersuchungen haben gezeigt, dass mit den bisher bekannten Störeinflüssen die Ermittlung der Induktivität nur mit hohem Unsicherheitsfaktor möglich ist. Eine robuste Lösung ist auf diesem Wege daher nicht möglich und eine vollständige Kompensation der Störgrößen im Stromverlauf scheidet somit aus.

Es existiert jedoch, wie in Kapitel 4 aufgezeigt wurde, ein Bereich im Stromverlauf, bei dem der Einfluss der nicht identifizierten Störeinflüsse minimal ist. Im Folgenden werden Ansätze vorgestellt, die ohne analytische Beschreibung aller vorhandenen Störeinflüsse eine Größe schaffen, mit der überprüft werden kann, ob sich die Zeitkonstantenmessung zur Erfassung der Regelgröße beim Erwärmen in den teilflüssigen Bereich eignet. In Kapitel 5.1 wird ein Ansatz vorgestellt, der ohne die analytische Beschreibung von Störeinflüssen auskommt, während in Kapitel 5.2 ein Ansatz vorstellt, der die in Kapitel 4 identifizierten Störeinflüsse berücksichtigt.

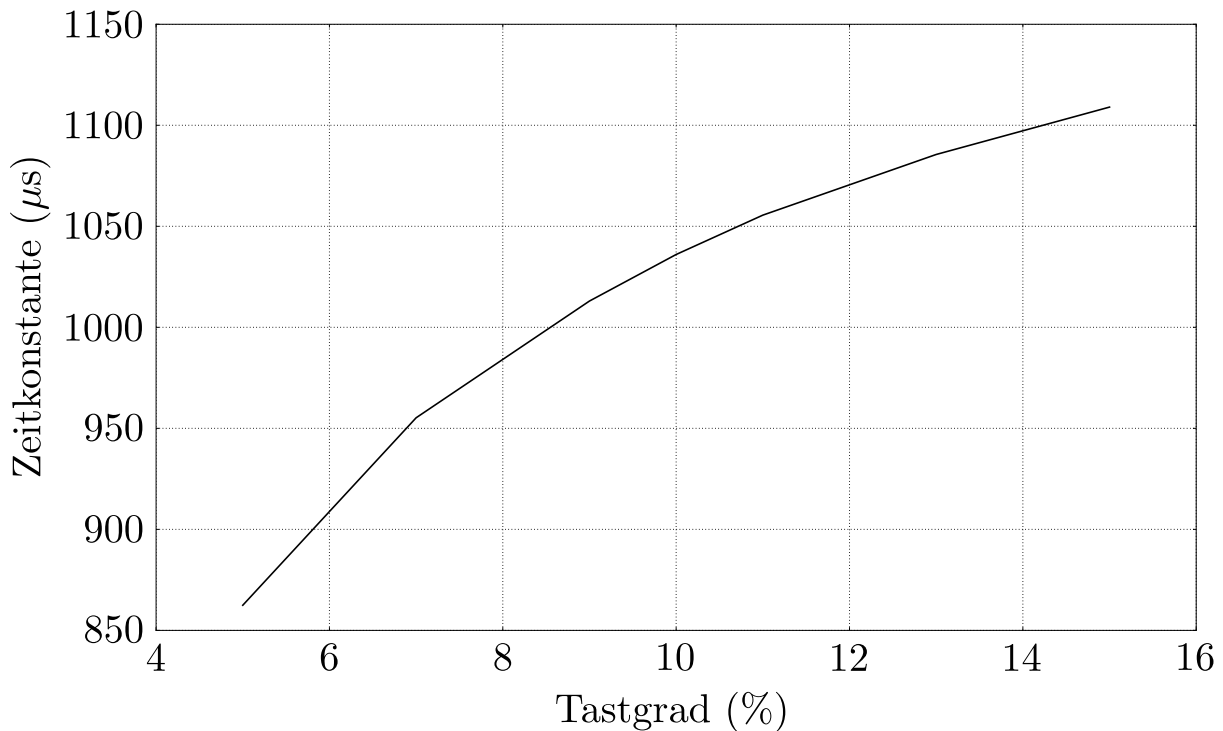


Abbildung 5.1: Abhängigkeit der Zeitkonstanten vom Tastgrad bei 1 kHz Anregungsfrequenz

5.1 Symptomatische Kompensation der Störeinflüsse

Der erste Ansatz ist die rein symptomatische Kompensation, bei der nur die Auswirkungen der Störeinflüsse auf die Zeitkonstante beobachtet und kompensiert werden. Wie in Abbildung 5.1 zu sehen ist, ist der Zusammenhang zwischen Tastgrad und gemessener Zeitkonstante beim Raumtemperatur nahezu logarithmisch und kann durch Gleichung 5.1.1 beschrieben werden, wobei ϑ_{dc} der Tastgrad als Eingangsgröße ist.

$$\tau = p_1 \ln(\vartheta_{dc} - p_2) + p_3 \quad (5.1.1)$$

p_1 , p_2 und p_3 sind aus Messdaten zu ermittelnden Parameter. Diese ändern sich während der Erwärmung, da sich der spezifische Widerstand der Last und mit ihm die Parameter der Last ändern. Daher müssen entweder die Parameter von

Gleichung 5.1.1 während der Erwärmung nachgeführt werden oder es wird eine kaskadierte Kompensation durchgeführt. Eine Parameternachführung ist problematisch, weil sich die Parameter von Gleichung 5.1.1 nicht linear interpolieren lassen. Zudem ist eine Messung bei konstantem spezifischen Widerstand nur bei Raumtemperatur möglich. Während des Aufschmelzens lässt sich zwar über einen permanenten Wechsel zwischen verschiedenen Tastgraden eine Korrelation zwischen Zeitkonstanten bei gleichem spezifischen Widerstand herstellen. Es können jedoch nicht genug Messwerte erfasst werden, um Rauschen effektiv zu unterdrücken. Die ermittelten Parameter sind daher auch in hohem Maße vom Messrauschen beeinflusst.

Daher ist es sinnvoller, eine kaskadierte Kompensation durchzuführen. Im ersten Schritt wird dabei der Zusammenhang aus Gleichung 5.1.1 kompensiert. Da die störungsfreie Zeitkonstante nicht bekannt ist, wird eine Zeitkonstante bei einem gewählten Tastgrad $\vartheta_{dc,0}$ als Referenzzeitkonstante τ_0 gewählt. Die Zeitkonstanten bei anderen Tastgraden $\vartheta_{dc,n}$ werden dann gemäß Gleichung 5.1.2 zur Zeitkonstanten τ_0 in Bezug gesetzt.

$$\tau_k = \frac{\ln(\vartheta_{dc,0} - p_2) + p_3/p_1}{p_3/p_1 + \ln(\vartheta_{dc,n} - p_2)} \tau_n \quad (5.1.2)$$

Resultat dieser Kompensation ist eine bei Raumtemperatur tastgradunabhängige Zeitkonstante τ_k . Abbildung 5.2 zeigt das Resultat für drei Erwärmungskurven, bei denen der von Borrelli gewählte Messbereich innerhalb der Pulsepause zur Ermittlung der Zeitkonstanten verwendet wurde.

Deutlich ist, dass die Kompensation zu Beginn der Erwärmung und somit im festen Bereich sehr gut ist, die Güte aber während des Aufschmelzens stark nachlässt. Daher wird der Kompensation aus Gleichung 5.1.2 eine weitere Kompensation nachgeschaltet, welche den verbleibenden Fehler kompensiert. Die zu kompensierende Größe ist in diesem Fall nicht die absolute Zeitkonstante sondern die Differenz zur Zeitkonstanten bei Raumtemperatur. Um das Messrau-

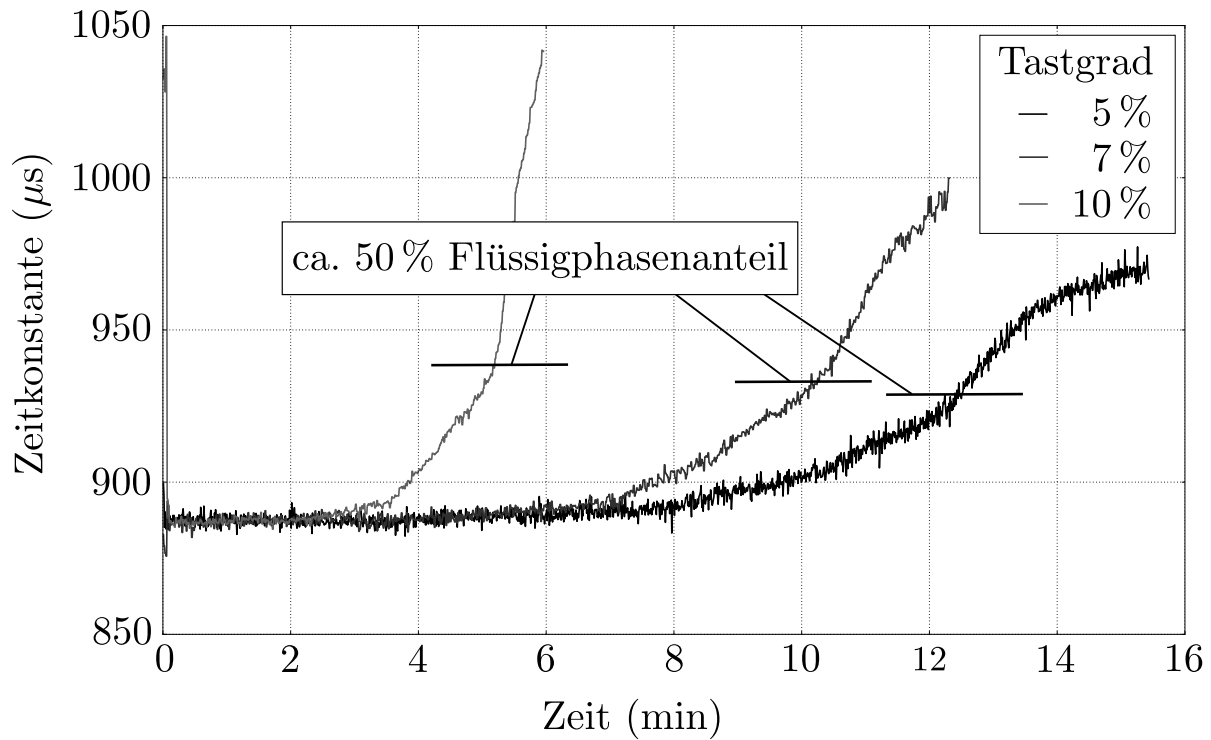


Abbildung 5.2: Bei Raumtemperatur kompensierte Zeitkonstante für drei Erwärmungskurven

schen minimieren zu können, wird statt Gleichung 5.1.2 eine lineare Approximation nach Gleichung 5.1.3 verwendet.

$$\Delta\tau = p_4\vartheta_{dc} + p_5 \tag{5.1.3}$$

Die Parameter dieser Funktion werden über den gesamten Regelbereich zwischen 0 % und 60 % Flüssigphase für jeden Messzeitpunkt ermittelt. Für jeden der ermittelten Parameter wird dann der Mittelwert gebildet. Damit ergeben sich Parameter, die in der Mitte des Regelbereichs genau sind und deren Fehler gegen Anfang und Ende des Regelbereichs größer ist. In der Praxis ist der Fehler jedoch so gering, dass er zu vernachlässigen ist, wie das Ergebnis der Kompensation in Abbildung 5.3 zeigt.

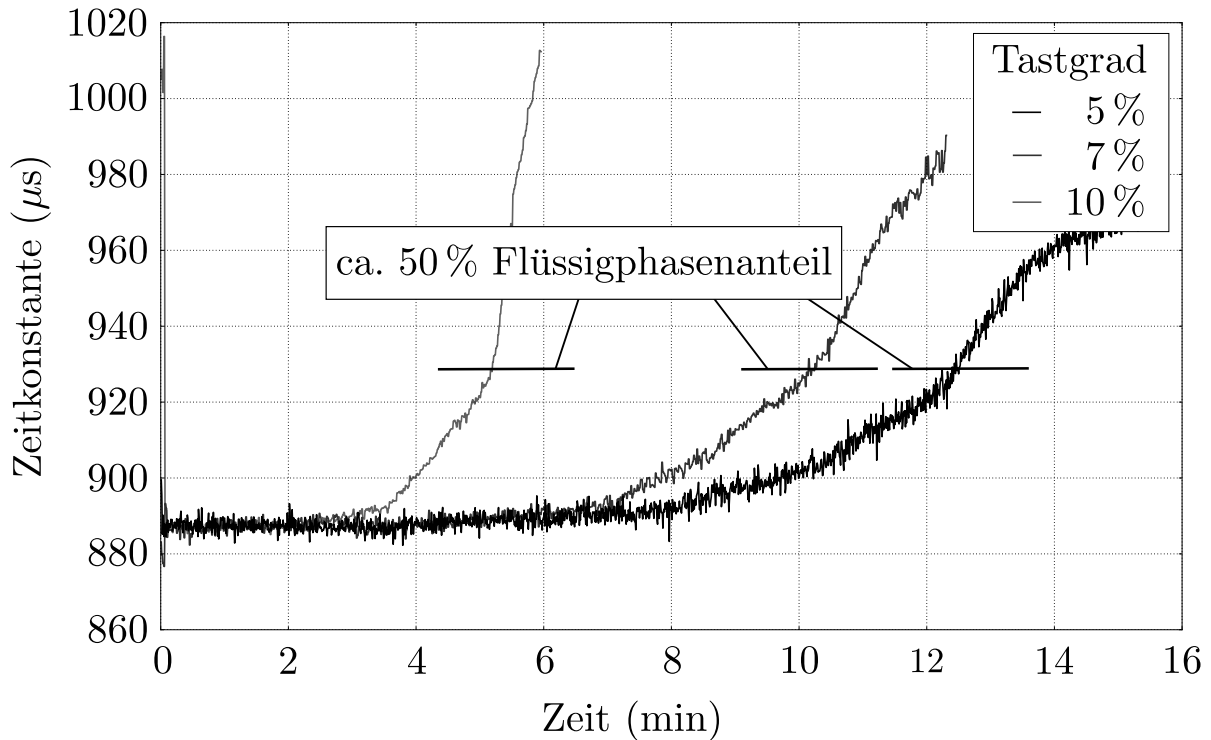


Abbildung 5.3: Kaskadiert kompensierte Zeitkonstante für drei Erwärmungskurven

Die Kompensationsvorschrift für die in Abbildung 5.3 wurde analog zu Gleichung 5.1.2 hergeleitet, womit sich Gleichung 5.1.4 ergibt. Ergebnis von Gleichung 5.1.4 ist die vollkompensierte Zeitkonstante.

$$\tau_{vk} = \frac{p_4 \vartheta_{dc,0} - p_5}{p_4 + \vartheta_{dc,n} - p_5} \Delta\tau_k + \tau_0 \quad (5.1.4)$$

Für die Berechnung der Kompensation wurde der Tastgrad als Eingangsgröße verwendet. Genau genommen sollte nicht der Tastgrad als Eingangsgröße genommen werden, sondern die Breite des letzten Pulses vor der Messung, da die Störungen maßgeblich vom Absolutwert des Stroms abhängen, der wiederum von der Pulsdauer abhängt. Dieser Ansatz ist bereits der Öffentlichkeit vorgestellt worden (Gerlach et al. 2015). Bei konstanter Anregungsfrequenz ist die Verwendung des Tastgrads jedoch zu der Verwendung der Pulsdauer äquivalent.

Obwohl das Verfahren zum Ziel führt, stellt es sich als nicht sehr praktikabel dar. Die Ermittlung der Kompensationsparameter ist nicht sehr robust

und erfordert manuelle Eingriffe des Anwenders. Insbesondere muss für optimale Ergebnisse der Regelbereich erkannt werden. Darüber hinaus schwanken die Parameter mit Variation der Last. Sie sind also für geänderte Rohlinggeometrien neu zu bestimmen und sensitiv gegenüber Abweichungen in der Rohlinggeometrie. Für eine gute Kalibrierung müssen mehrere Rohlinge erwärmt werden. Die obig genannten Nachteile führen dazu, dass die mit dem Verfahren erzielten Ergebnisse schlecht reproduzierbar sind.

5.2 Symptomatisch-ursächliche Kompensation der Störeinflüsse

Ein Nachteil des rein symptomatischen Ansatzes ist, dass er die Erkenntnisse über bekannte Störgrößen und ihre Auswirkungen auf den Zeitverlauf des Stroms nicht berücksichtigt. Das ist mit ein Grund für die, im vorangegangenen Kapitel festgestellte, mangelnde Robustheit des Ansatzes. Wie bereits ausgeführt wurde, ist eine ursächliche Kompensation der Störungen nicht vollständig möglich. Aus den in Kapitel 4.4 gezogenen Schlussfolgerungen lässt sich jedoch ein Verfahren ableiten, das den Einfluss der nicht vollständig beschreibbaren Störgrößen minimiert.

5.2.1 Analyseintervall zur Ermittlung der Zeitkonstanten

Wie in Kapitel 4.4 dargestellt ist, sind die nicht modellierten Fehler gegen Ende des Messintervalls am Geringsten. Daher wird das Analyseintervall zur Ermittlung der Pulsepause statt wie von Borrelli vorgeschlagen von 0 ms bis 1,6 ms nach Abschalten der Spannung festgelegt, sondern zwischen 2,24 ms und 2,4 ms – bzw. zwischen Messpunkt 2800 und 3000 – nach Abschalten der Spannung. Dieses Intervall stellt einen Kompromiss dar zwischen dem Ziel, die Auswertung möglichst zum Ende des Messfensters durchzuführen und der Notwendigkeit, den Bereich des Messfensters, in dem der Rogowski-Integrator Stromänderun-

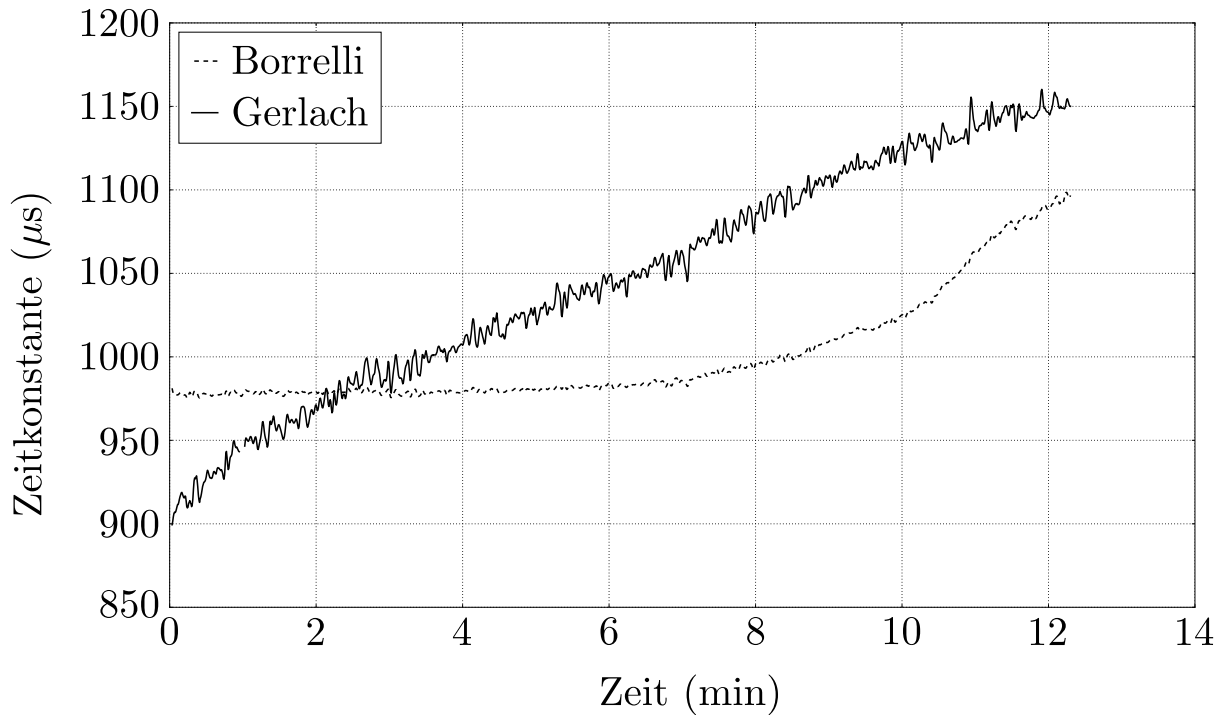


Abbildung 5.4: Vergleich verschiedener Analyseintervalle zur Berechnung der Zeitkonstanten bei der Erwärmung von A356 (Tastgrad: 7%, Induktor Var. 1)

gen wegen ihrer geringen Steigung nicht mehr erfassen kann, zu vermeiden. Alleine durch diese Festlegung ändert sich, wie in Abbildung 5.4 zu sehen ist, der Verlauf der Zeitkonstante während einer Erwärmung. Für beide Kurven wurden die gleichen, gemessenen Stromverläufe zu Grunde gelegt.

Der signifikanteste Unterschied zwischen beiden Analyseintervallen ist im Bereich vor Beginn des Aufschmelzens zu sehen. Während beim Intervall von Borrelli dort keine Änderung der Zeitkonstanten zu sehen ist, zeigt sich beim neuen Intervall eine deutliche Änderung der Zeitkonstanten. Mit dem neuen Analyseintervall ist somit auch eine Regelung bereits im festen Bereich möglich. Dies ist vorteilhaft, weil dadurch vom Gefügestand abhängige Pausen in den Erwärmungsprozess eingefügt werden können. Diese Pausen dienen der Homogenisierung der Erwärmung (Lakshmi et al. 2010). Zudem lässt sich durch diese Änderung auch die Änderung des spezifischen Widerstands im festen Bereich potentiell abbilden. Überraschend ist im ersten Moment, dass sich der Aufschmelzzeitpunkt im Kurvenverlauf nicht mehr erkennen lässt. Im Gegensatz

zum Kurvenverlauf bei Borrelli ist die Steigung der Kurve beim neuen Messintervall konstant. Durch die konstante Steigung ist auch die Differenz zwischen minimaler und maximaler Zeitkonstante deutlich größer. Dies gilt auch im Regelbereich, wobei der Unterschied dort nicht so deutlich ausfällt. Die Sensitivität im Regelbereich ist somit etwas größer.

Wie in Kapitel 4.3.3 festgestellt wurde, kann die Proportionalität zwischen Zeitkonstante und spezifischen Widerstand über die Verhältnisse der Lastwiderstände und -induktivitäten erklärt werden. Nicht erklärt werden kann jedoch die sich nicht ändernde Zeitkonstante im festen Bereich, wie sie sich durch das Analyseintervall von Borrelli ergibt. Das neue Intervall bietet eine potentielle Erklärung: Die Störeinflüsse zu Beginn des Messintervalls kompensieren die Änderungen der Last auf Grund der Erwärmung, weswegen beim von Borrelli gewählten Analyseintervall keine Änderung der Zeitkonstanten im festen Bereich zu beobachten ist, beim neuen Intervall hingegen schon. Um diese Annahme qualitativ zu verifizieren, wurde in Abbildung 5.5 die Zeitkonstante über der Temperatur aufgetragen und mit Abbildung 5.4 und den Ergebnissen aus Kapitel 4.3.3 verglichen.

Analog zu den Ergebnissen in Abbildung 4.13 ist für das neue Analyseintervall ein Anstieg der Zeitkonstanten im festen Bereich und ein stärkerer Anstieg im teilflüssigen Bereich zu beobachten. Oberhalb von ca. 580 °C führen Geometrieänderungen auf Grund der Verflüssigung des Rohlings zu starken Änderungen der Zeitkonstanten, weswegen hier das Ergebnis der Messungen nicht mehr mit dem theoretischen Modell vergleichbar ist. Zudem erfolgt anscheinend das Aufschmelzen in der Messung bei niedrigeren Temperaturen als in der Simulation. Hauptgrund für die unterschiedlichen Schmelzpunkte ist neben der Trägheit der Thermoelemente vor allem die Versuchsanordnung: Die Temperatur wird technisch bedingt 10 mm vom Rand des Rohlings entfernt gemessen, während die Messung der Zeitkonstanten im Randbereich des Rohlings erfolgt. Damit ergibt sich eine Verzögerung zwischen Zeitkonstanten- und Temperaturmessung und somit eine scheinbare Verschiebung des Aufschmelzpunktes zu niedrigeren Temperaturen. Es ist jedoch deutlich zu sehen, dass – im Gegensatz zum Ana-

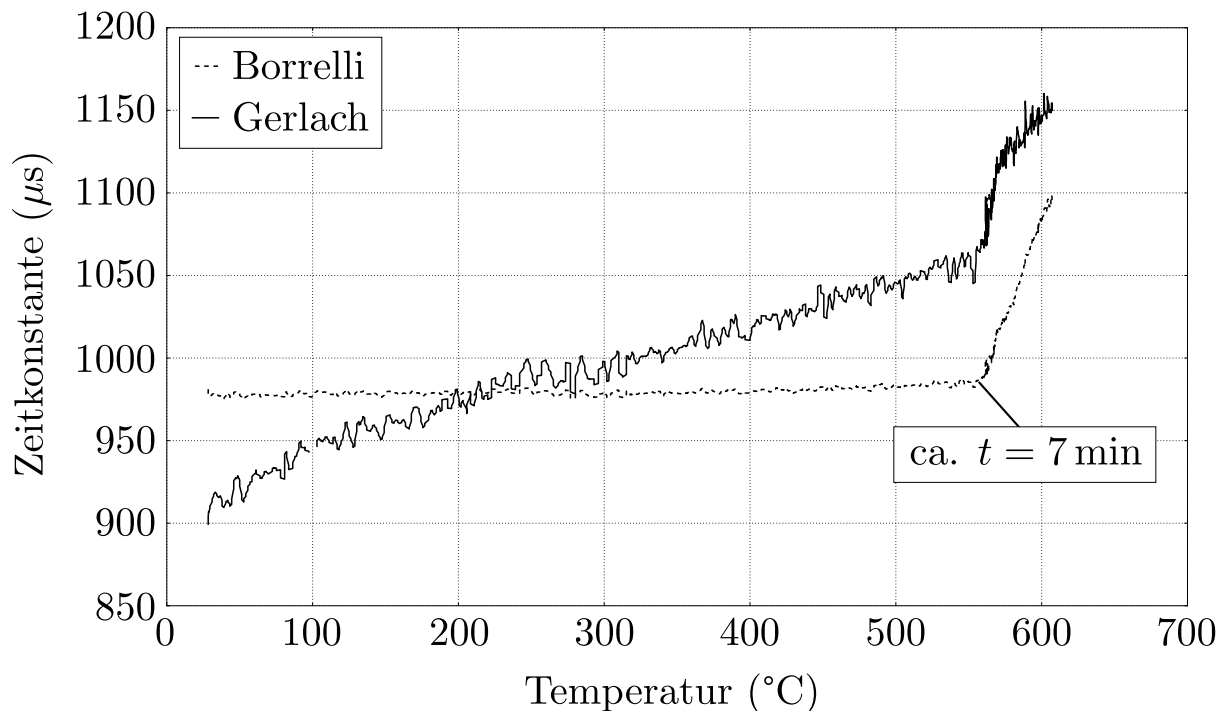


Abbildung 5.5: Zusammenhang zwischen Temperatur und ermittelter Zeitkonstante für verschiedene Analyseintervalle bei der Erwärmung von A356 (Tastgrad: 7 %, Induktor Var. 1)

lyseintervall von Borrelli – mit dem neuen Analyseintervall Ergebnisse erzielt werden, welche sich qualitativ mit den Ergebnisse aus Kapitel 4.3.3 decken.

5.2.2 Vorgehen zur ursächlich-symptomatischen Kompensation

Die sich ergebenden Vorteile des angepassten Analyseintervalls lösen noch nicht die Abhängigkeit der Zeitkonstanten vom Tastgrad. Da, wie in Kapitel 4.4 festgestellt wurde, im gewählten Analyseintervall die Auswirkung der unbekannt Störeinflüsse auf den Stromverlauf gering ist, wirken hier fast ausschließlich die Halbleiterverluste im Wechselrichter als Störeinfluss. Diese Verluste sind allein von Absolutwert des Stroms abhängig. Das Modell für die Verluste im Wechselrichter ist aus Kapitel 4.1 bekannt und die Modellparameter aus dem Datenblatt der IGBT-Module und durch Messungen ermittelbar. Da jedoch, wie bereits ausgeführt wurde, die Induktivität der Anordnung nicht sicher bestimmt

werden kann, ist eine ursächliche Kompensation auch im neuen Analyseintervall nicht möglich. Wesentlich für einen Kompensationsansatz ist jedoch die im Analyseintervall näherungsweise lineare Abhängigkeit der Widerstandsänderung im Wechselrichter von der Änderung des Lastwiderstands. Gegenüber dem Lastwiderstand R'_{L0} bei Raumtemperatur ändert sich der Widerstand während der Erwärmung um $\Delta R'_L$. Diese Widerstandsänderung führt wiederum zu einer Änderung der Zeitkonstanten der Anordnung, die wegen der daraus resultierenden Änderung der mittleren Stromamplitude im Analyseintervall zu einer Änderung des Halbleiterwiderstands führt. In Folge ändert sich der Widerstand gegenüber dem Halbleiterwiderstand R_{I0} bei Raumtemperatur um ΔR_I , was die Zeitkonstante ebenfalls beeinflusst.

Ausgehend von der Widerstandsänderung wird eine Kompensation vorgeschlagen, bei der die aktuell gemessene Zeitkonstante τ zur bei Raumtemperatur gemessenen Zeitkonstanten τ_0 nach Gleichung 5.2.1 in Bezug gesetzt wird und sich somit eine relative Zeitkonstante τ_{rel} ergibt.

$$\tau_{rel} = \frac{\tau}{\tau_0} \tag{5.2.1}$$

$$= \frac{R_{I0} + R'_{L0}}{(R_{I0} + R'_{L0}) + (\Delta R_{I0} + \Delta R'_{L0})} \tag{5.2.2}$$

Um für beliebige Leistungen eine Referenzzeitkonstante zu erhalten, muss zu Beginn der Erwärmung bei Raumtemperatur mit verschiedenen Leistungen gemessen werden. Da sich nach Abbildung 5.4 die Zeitkonstante von Beginn der Erwärmung an ändert, wird für die Messdaten eine Regressionsgerade ermittelt und deren Y-Achsenabschnitt die Zeitkonstante für den aktuellen Tastgrad zu Beginn der Erwärmung darstellt. Diese wird dann gleichgesetzt mit der Referenzzeitkonstanten für diesen Tastgrad. In Abbildung 5.6 ist dieses Vorgehen für drei Leistungen gezeigt.

Zwischen den einzelnen Tastgraden wird dann die Referenzzeitkonstante für den Tastgrad durch Interpolation zwischen den ermittelten Referenzzeitkonstanten berechnet. Wie aus Gleichung 5.1.1 bekannt ist, folgt die Abhängigkeit zwischen Tastgrad und Zeitkonstante einem logarithmischen Zusammenhang.

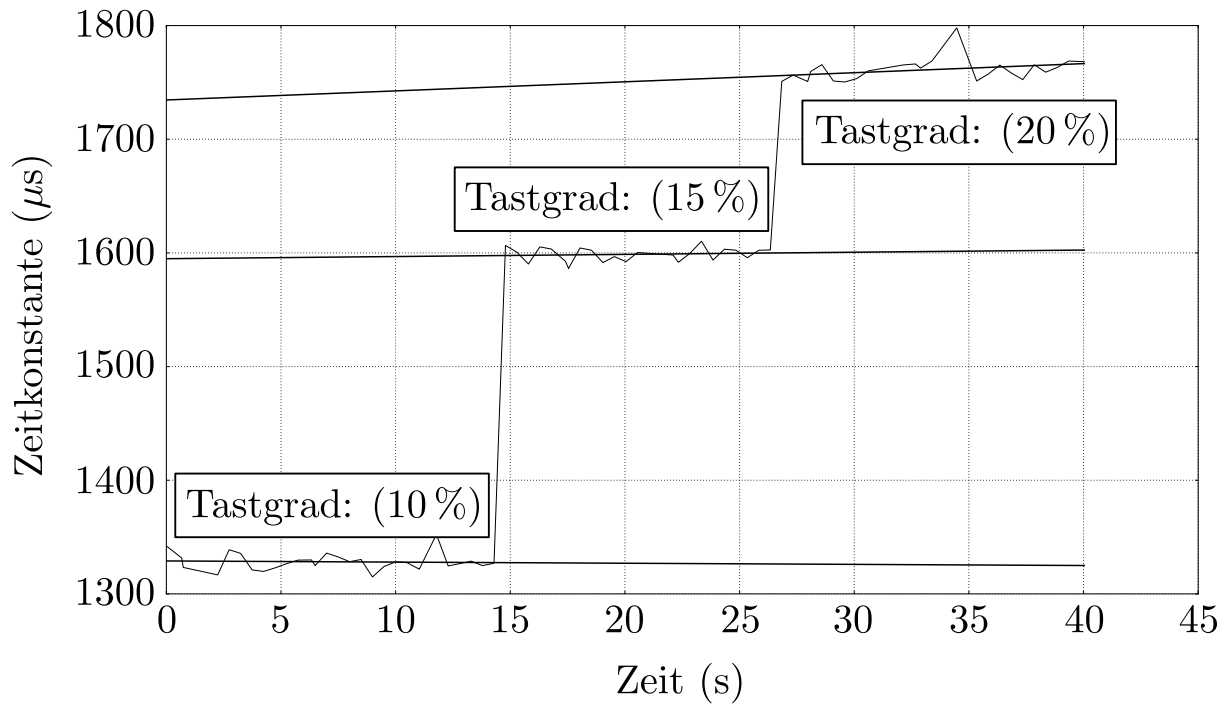


Abbildung 5.6: Wechsel zwischen Tastgraden zu Beginn einer Erwärmung mit Ausgleichsgerade zur Bestimmung der Referenzzeitkonstanten (Induktor Var. 2, A356)

Werden drei Tastgrade zur Ermittlung der Referenzzeitkonstanten herangezogen, können diese direkt zur Berechnung der Parameter von Gleichung 5.1.1 verwendet werden. Eine Minimierung des Messfehlers findet über die Mittelwertbildung bei der Berechnung der Referenzwerte statt. Die Gleichungsparameter p_1 und p_3 lassen sich nach Gleichung 5.2.3 und 5.2.4 in Abhängigkeit von p_2 angeben.

$$p_1 = \frac{\tau_2 - \tau_1}{\ln\left(\frac{\vartheta_{dc,2} - p_2}{\vartheta_{dc,1} - p_2}\right)} \quad (5.2.3)$$

$$p_3 = \tau_1 - p_1 \ln(\vartheta_{dc,1} - p_2) \quad (5.2.4)$$

p_2 lässt sich nicht geschlossen angeben und wird numerisch ermittelt. Der verwendete Nelder-Mead-Algorithmus (Nelder et al. 1965) ist gut in eingebetteten Systemen implementierbar, was bei einem Einsatz in industriellen Erwärmungsanlagen vorteilhaft ist. Es lässt sich somit nach Gleichung 5.2.1 eine tastgradu-

nabhängige relative Zeitkonstante berechnen. Dies gilt uneingeschränkt jedoch nur bei Raumtemperatur (20 °C). Wie Gleichung 5.2.2 zu entnehmen ist, fließt nicht nur die Änderung des Lastwiderstands, sondern auch die Änderung des Halbleiterwiderstands, in die Berechnung von τ_{rel} mit ein. Die Änderung ΔR_I ist – wie weiter oben ausgeführt wurde – vom Lastwiderstand abhängig und bei kleinen Änderungen des Lastwiderstands nach Gleichung 5.2.5 näherungsweise linear mit diesem verknüpft.

$$\Delta R_I \approx a \Delta R'_L \quad (5.2.5)$$

Der Proportionalitätsfaktor ist vom aktuell fließenden, mittleren Strom abhängig, da dieser den Arbeitspunkt und damit die Steigung in der Widerstandskurve für die Halbleiterwiderstände bestimmt. Damit sind sowohl Tastgrad als auch Lastwiderstand Einflussgrößen für den Proportionalitätsfaktor a , wobei der Tastgrad dominierend ist. Während die Änderung des Lastwiderstands die zu beobachtende Änderung ist, stellt die Änderung des Tastgrads einen Störeinfluss dar.

Um zu festzustellen, ob der Störeinfluss des Tastgrads so signifikant ist, dass er kompensiert werden muss, wurde die in Gleichung 5.2.1 beschriebene Kompensation an einer Versuchsmessung überprüft. Für diese wurde in der Versuchsanlage ein Sweep zwischen drei Tastgraden aktiviert und über die ersten 40 Sekunden analog zu Abbildung 5.6 die Referenzzeitkonstanten ermittelt. Diese wurden dann für die gesamte Erwärmung als τ_0 in Gleichung 5.2.1 verwendet. Das Ergebnis ist in Abbildung 5.7 gezeigt.

Das Ergebnis ist mit einer Erwärmung wie in Abbildung 5.4 vergleichbar, die bei konstantem Tastgrad durchgeführt wurde. Ein Korrekturfaktor ist bei dieser Erwärmung nicht notwendig. Daher wird im Folgenden der Ansatz verfolgt, eine Kompensation rein nach Gleichung 5.2.1 durchzuführen. Das Verfahren hat den Vorteil, dass es sehr einfach zu implementieren ist und schnell zu berechnen ist. Gegenüber dem rein symptomatischen Ansatz hat es den Vorteil, deutlich robuster gegenüber Änderungen der Kompensationsparameter zu sein, da die notwendigen Kompensationsparameter bei Beginn einer Erwärmung er-

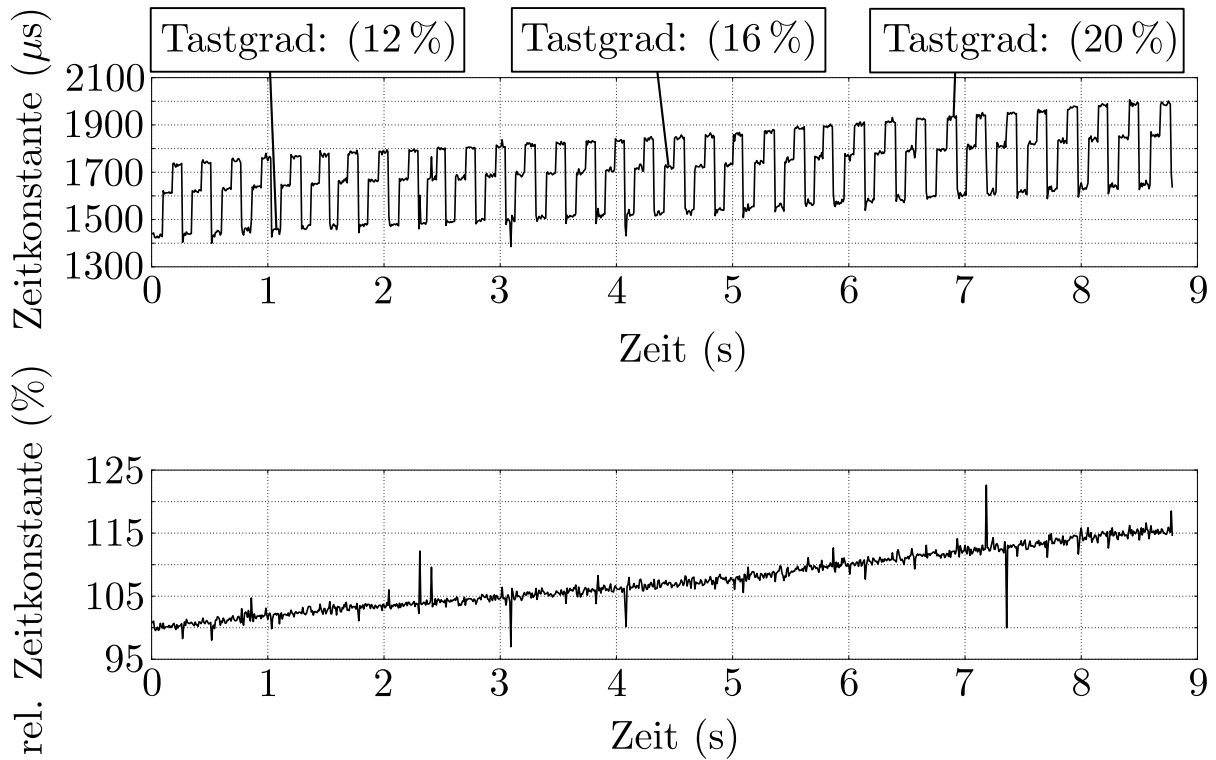


Abbildung 5.7: Darstellung einer Erwärmung von A356 auf Induktor Var. 2 vor (oben) und nach (unten) Anwendung der Kompensation nach Gleichung 5.2.1

mittelt werden. Neben dem Vorteil der Robustheit ist das Verfahren der relativen Zeitkonstanten auch deutlich einfacher in der Handhabung. Der potentielle Anwender kann seinen Rohling in die Erwärmungsanlage einlegen und seine Erwärmung parametrieren. Der Kompensator wird dann automatisch zu Beginn der Erwärmung parametriert.

Die neue Größe ist nicht mehr als Messgröße für den spezifischen Widerstand tauglich. Allerdings wird aus den Analysen in Kapitel 4.3.3 deutlich, dass die Aussagekraft dieser Größe ohne genaue Kenntnis der Systemparameter gering ist. Für die Erfassung der Regelgröße bei induktiven Erwärmen ist die Verwendung einer relativen Größe jedoch nicht nachteilig.

5.2.3 Maßnahmen zur Erhöhung der Robustheit bei der Parameterermittlung

In den Messungsergebnissen in Abbildung 5.7 ist eine Streuung mit einzelnen starken Ausreißern zu sehen, welche auch in anderen Messungen immer wieder auftrat. Diese Streuung ist nach ersten Untersuchungen durch die elektromotorische Wechselwirkung bedingt, welche zu starken Bewegungen des Rohlings innerhalb des Induktors und damit zu einer relativen Geometrieänderung der Anordnung führt. Eine übliche mittelwertbasierte Filterung ist nicht robust gegenüber Ausreißern, weswegen ein Medianfilter verwendet wird.

Ausreißer führen auch dazu, dass Koeffizienten der Regressionsgeraden für die Referenzzeitkonstanten nicht mittels der Methode der kleinsten Quadrate geschätzt werden können, da diese Methode sensitiv gegenüber Ausreißern ist (Rousseeuw et al. 1987, S. 3ff.). Eine einfache Methode zur robusten Parameterschätzung stellt der Theil-Sen-Schätzer dar (Sen 1968). Hierbei wird für alle Paare aus den Datenpunkten (x_i, y_i) der Messung nach Gleichung 5.2.6 die Steigung a der Ausgleichsgeraden berechnet und aus allen Steigungen der Median berechnet.

$$a = \operatorname{median}_{1 \leq i < j \leq n} \frac{y_j - y_i}{x_j - x_i} \quad (5.2.6)$$

Dabei werden Paare mit gleicher x-Koordinate ignoriert. Im vorliegenden Anwendungsfall handelt es sich um Messdaten mit voneinander verschiedenen Abtastzeitpunkten, so dass diese Bedingung immer erfüllt ist und nicht gesondert überprüft werden muss. Es ergeben sich somit $\binom{n}{2}$ Steigungen, was bei drei Geraden mit maximal 30 Datenpunkten 1305 Steigungen ergibt. Der resultierende Rechenaufwand ist somit auch von einem Mikroprozessorsystem mit geringer Leistung zu bewältigen.

Für die Berechnung der Achsenabschnitts b der Ausgleichsgeraden ist in der ursprünglichen Veröffentlichung zum Theil-Sen-Schätzer kein Vorgehen spezifiziert. Es wird hier auf das in Gleichung 5.2.7 beschriebene, verbreitete Vorgehen zurückgegriffen, mit der ermittelten Steigung aus Gleichung 5.2.6 den Achsenabschnitt für alle Datenpunkte zu berechnen und aus dieser den Median zu ermitteln (Rousseeuw et al. 1987, S. 67).

$$b = \operatorname{median}_{1 \leq i \leq n} y_i - ax_i \quad (5.2.7)$$

Abbildung 5.8 zeigt den Vorteil des Theil-Sens-Schätzers gegenüber einer Regressionanalyse basierend auf der Minimierung der Fehlerquadratsumme für die gegebene Anwendung. Für das erste Intervall ist deutlich zu sehen, wie ein kleiner Ausreißer am Ende des Analyseintervalls zu einer deutlich negativeren Steigung führt. Die Auswirkung auf den für die Kompensation verwendeten Achsenabschnitt der Gerade ist im Vergleich jedoch gering, da die Datenpunkte des Intervalls nahe $t = 0$ liegen und somit ein geringeres Gewicht haben. Viel deutlicher ist es bei dem zweiten Intervall zu sehen, bei dem ein stärkerer Ausreißer am Anfang des Intervalls für die Fehlerquadratsummenanalyse zu einer negativen Steigung führt, obwohl die tatsächliche Steigung positiv ist. Der Fehler ist im Vergleich zu robusten Regression mittels Theil-Sen auch deutlich im Achsenabschnitt erkennbar. Auch im letzten Intervall tauchen kleine Ausreißer auf, die sich jedoch nicht so stark auf die Steigung der Regressiongeraden auswirken. Dennoch ist gerade bei diesem Intervall das Gewicht in Bezug auf den Achsenabschnitt hoch, weswegen auch diese kleineren Einflüsse sich messbar auf den Achsenabschnitt auswirken. Daraus wird auch deutlich, dass gerade

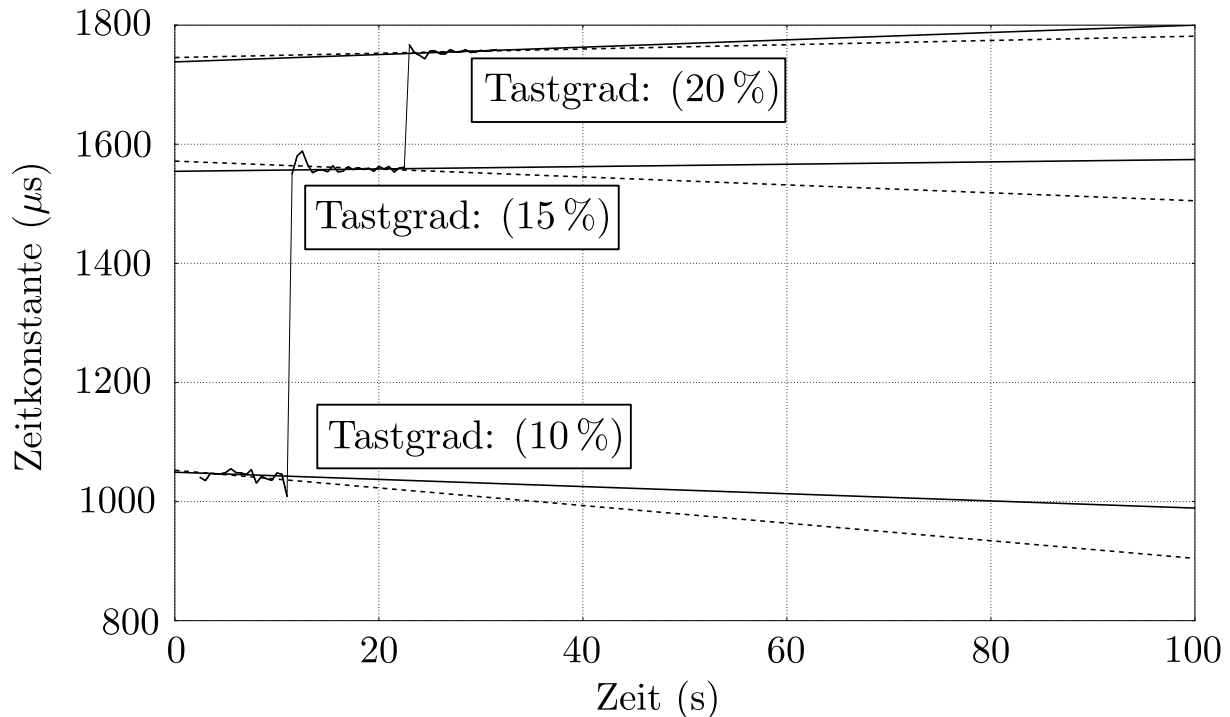


Abbildung 5.8: Vergleich der Ausgleichsgerade mittels Minimierung der Fehlerquadratsumme (gestrichelte Geraden) und Theil-Sen-Schätzer (durchgezogene Geraden)

die Regressionsgerade des letzten Intervalls großen Einfluss auf die Güte der Kompensation hat und hier Ausreißer besonders starke Auswirkungen haben.

In allen Fällen liefert jedoch der Theil-Sen-Schätzer bessere Ergebnisse. Im Rahmen dieser Arbeit wurde daher dieser Schätzer für die Ermittlung der Regressionsgeraden verwendet.

5.3 Fazit zur den Kompensationsansätzen

Eine vollständige Identifikation aller Störeinflüsse ist nur mit sehr hohem Forschungsaufwand möglich. In diesem Kapitel wurden daher Verfahren entwickelt, auch ohne Kenntnis aller Störeinflüsse, deren Auswirkung auf die ermittelte Zeitkonstante zu minimieren. Hierbei zeigte sich, dass ohne Berücksichtigung der in Kapitel 4 identifizierten Störeinflüsse keine robuste Kompensation möglich ist. Unter Berücksichtigung der identifizierten Störeinflüsse ist eine Kompensation der Störeinflüsse möglich. Da bei der Kompensation die Änderung

der Zeitkonstante gegenüber einer Referenzzeitkonstanten erfasst wird, ist keine Erfassung der absoluten Zeitkonstanten der Last möglich. Es ist mit diesen Verfahren nur möglich, physikalische Größen im Rohling relativ zu einem Bezugswert zu erfassen, nicht jedoch absolut.

6 Eignungsnachweis zur Erfassung der Regelgröße

In Kapitel 5.2 wurde ein Verfahren aufgezeigt, um trotz vorhandener und nur teilweise identifizierter Störeinflüsse zu einer Messgröße auf Basis der Zeitkonstantenmessung zu kommen, die zur Erfassung der Regelgröße während des Erwärmens in den teilflüssigen Zustand verwendet werden kann. Es wurde jedoch noch kein Nachweis gebracht, dass dieses Verfahren über den gezeigten Einzelfall hinaus zuverlässig funktioniert und sich zur Erfassung der Regelgröße eignet. Dieser Nachweis wird im Folgenden erbracht.

6.1 Verifikation der Messwertaufbereitung

In einem ersten Schritt wird durch Erwärmungsversuche gezeigt, dass die Kompensation zuverlässig funktioniert. Die Aussagekraft der Messgröße wird jedoch erst in Kapitel 6.2 betrachtet. Für die Zuverlässigkeitsbetrachtung der Kompensation werden Erwärmungen mit verschiedenen Referenzlastgraden durchgeführt, die sich an der üblichen Erwärmungsstrategie für das Thixoschmieden orientieren: Im ersten Schritt wird mit jedem der gewählten Referenzlastgrade für jeweils ca. 10 Sekunden erwärmt, um die Referenzzeitkonstanten zu berechnen. Im zweiten Schritt wird der Rohling mit hoher Leistung erwärmt, um die Prozesszeit kurz zu halten. Im letzten Schritt wird nahe des Eutektikums die Leistung reduziert, um bis zum Erreichen des gewünschten Flüssigphasenanteils eine homogene Wärmeverteilung im Rohling zu erzielen. Der Wechsel vom zweiten zum letzten Schritt erfolgt über eine empirisch ermittelte, relative Zeitkonstante. Aus der Kombination aus Rohlinggröße, -legierung, Erwärmungsanlage und gewünschtem Flüssigphasenanteil ergibt sich für beide Leistungsstufen

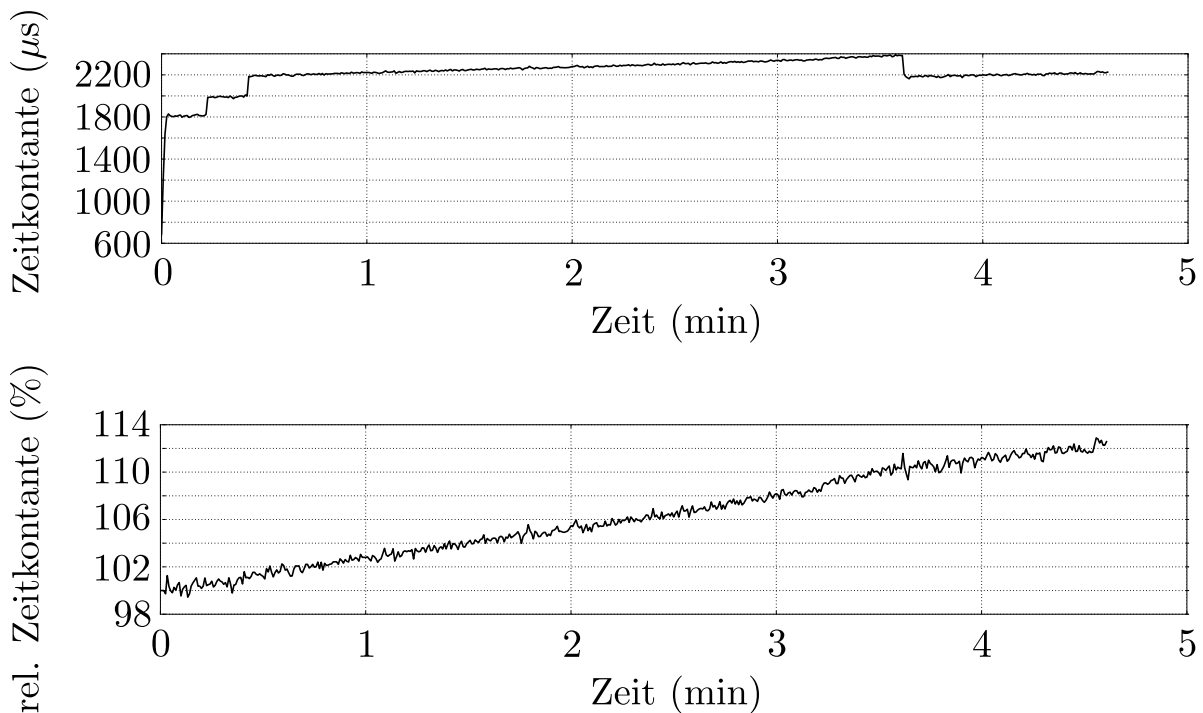


Abbildung 6.1: Kompensation mit Referenzastgraden bei 12 %, 15 % und 20 % mit nachfolgender Erwärmung bei 20 % und 15 %

und die Erwärmungszeit ein Optimum, welches empirisch zu ermitteln ist. Um die Kompensation während einer realistischen Erwärmung zu testen, müssen die verwendeten Leistungen in der Nähe dieses Optimums liegen, was bedingt durch die Abhängigkeit der zugeführten Leistung vom Tastgrad der Anlage die möglichen Referenzastgrade eingrenzt. Für den Versuchsrohling (vgl. Tabelle 3.1) auf der Versuchsanlage wurde mit Induktorvariante 2 (ebd.) ein maximaler Tastgrad von 22 % ermittelt, mit dem der Rohling erwärmt werden kann. Nach unten ist der Tastgrad durch die minimal notwendige Leistung beschränkt, bei der dem Rohling genügend Energie zugeführt wird, um ein Abkühlen zu verhindern. In der Versuchsanordnung sind dies 7 %. Da diese Einschränkung die für die Erwärmung verwendbaren Tastgrade unabhängig von der Kompensation beschränkt, genügt der Nachweis, dass die Kompensation in diesem Bereich funktionsfähig ist. Die Versuche wurden mehrmals durchgeführt, um sicherzustellen, dass die Ergebnisse reproduzierbar sind. Im Folgenden werden ausgewählte Versuche dargestellt, die das Verhalten der Kompensation unter realistischen Einsatzbedingungen zeigen.

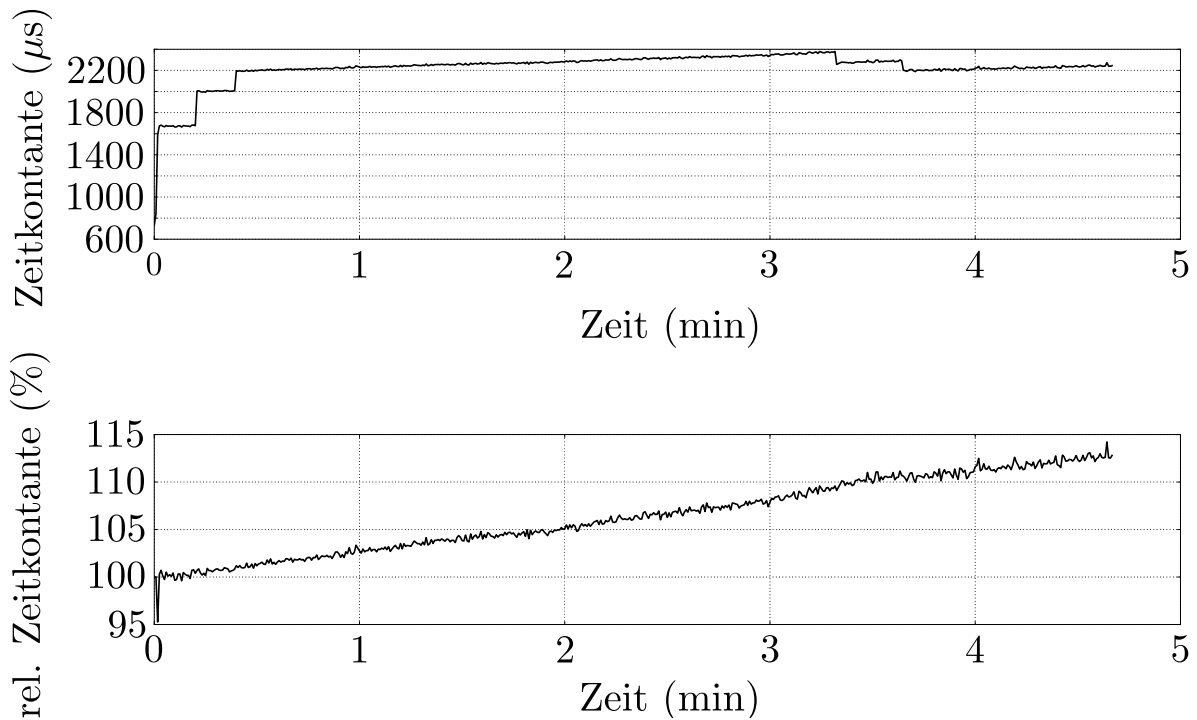


Abbildung 6.2: Kompensation mit Referenzastgraden bei 10 %, 15 % und 20 % mit nachfolgender Erwärmung bei 20 %, 17 % und 15 %

Abbildung 6.1 zeigt einen einfachen aber praxisrelevanten Anwendungsfall. Die Referenzastgrade liegen dicht beieinander und die während der Erwärmung genutzten Tastgrade entsprechen den Referenzastgraden. Eine Interpolation von Zwischentastgraden ist nicht notwendig. Die Erwärmung entspricht dabei der empirisch für diesen Rohling ermittelten Erwärmungsstrategie: Es wird mit 20 % bis zum eutektischen Punkt erwärmt und dann der Tastgrad auf 15 % reduziert. Dadurch wird auf der einen Seite eine schnelle Erwärmung erreicht, auf der anderen Seite wird durch die reduzierte Leistung eine Homogenisierung der Wärmeverteilung bei gleichzeitiger Erwärmung zum gewünschten Flüssigphasenanteil erreicht. Es ist deutlich zu erkennen, dass die Kompensation die gewünschte Tastgradunabhängigkeit erreicht.

Bei der in Abbildung 6.2 gezeigten Erwärmung wurde der Bereich für die Referenzastgrade geringfügig gespreizt. Vor allem wurde jedoch während der Erwärmung ein Zwischenschritt eingefügt, um die Interpolation der Korrekturwerte zu testen. Es zeigt sich, dass die Interpolation wie gewünscht funktioniert. Im Vergleich dazu wurde in Abbildung 6.3 mit linearer Interpolation zwischen

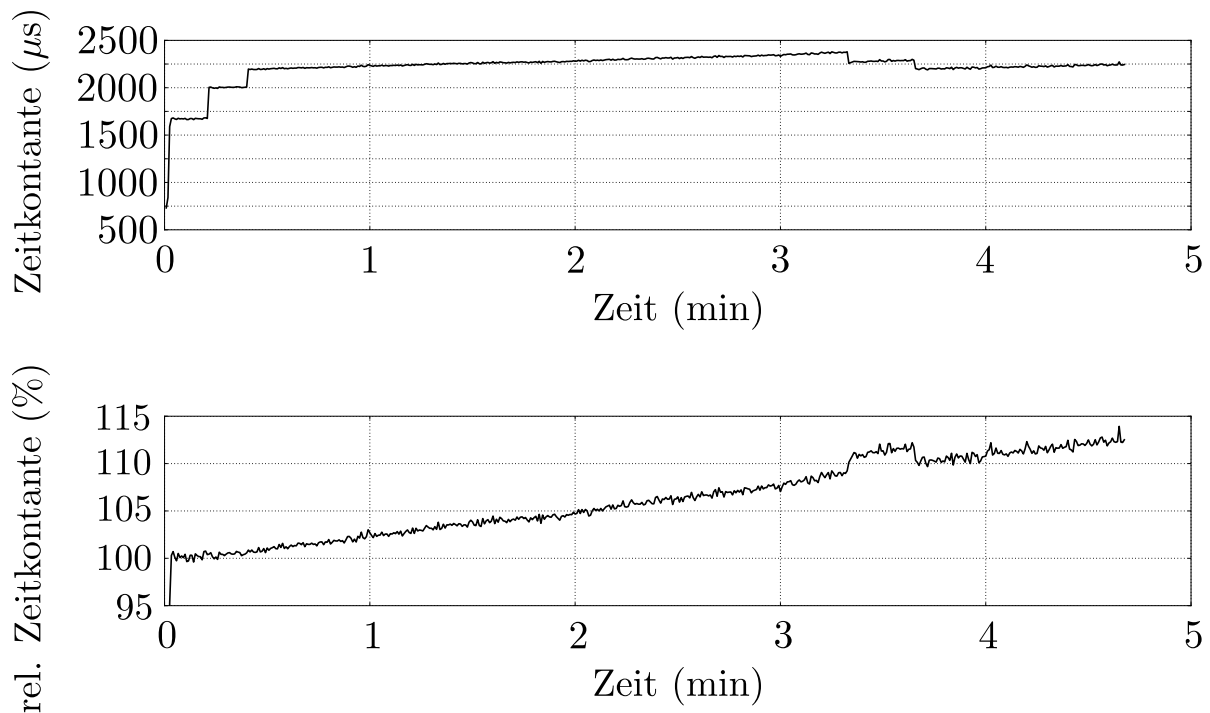


Abbildung 6.3: Kompensation mit Referenzzeitgraden bei 10 %, 15 % und 20 % mit nachfolgender Erwärmung bei 20 %, 17 % und 15 % unter Verwendung einer linearen Interpolation

den einzelnen Referenzzeitgraden und ihren Referenzzeitkonstanten gearbeitet. In diesem Fall versagt die Interpolation. Es ist im Bereich, für den interpoliert werden musste, eine deutlich Abweichung zu erkennen. Die logarithmische Interpolation ist folglich notwendig und aus den vorhandenen Daten auch mit hinreichender Genauigkeit parametrierbar.

Dass sich die logarithmische Kompensation im gesamten nutzbaren Bereich anwenden lässt, ist in Abbildung 6.4 zu sehen. Lediglich beim Wechsel auf 15 % Tastgrad nach knapp 3,5 Minuten ist ein leichter Abfall der relativen Zeitkonstanten zu beobachten. Diese Abweichung ist allerdings gering und schließt eine Verwendung der relativen Zeitkonstanten zur Erfassung der Regelgröße nicht aus. Durch längere Analyseintervalle bei der Parameterermittlung lässt sich die Genauigkeit der Kompensationsparameter prinzipiell erhöhen, wobei jedoch immer ein Kompromiss zwischen Genauigkeit der Kompensation und Einfluss auf die Erwärmung gefunden werden muss. Solange durch die Analyseintervalle zu Beginn der Erwärmung die Prozessdauer nicht über das für die Anwendung

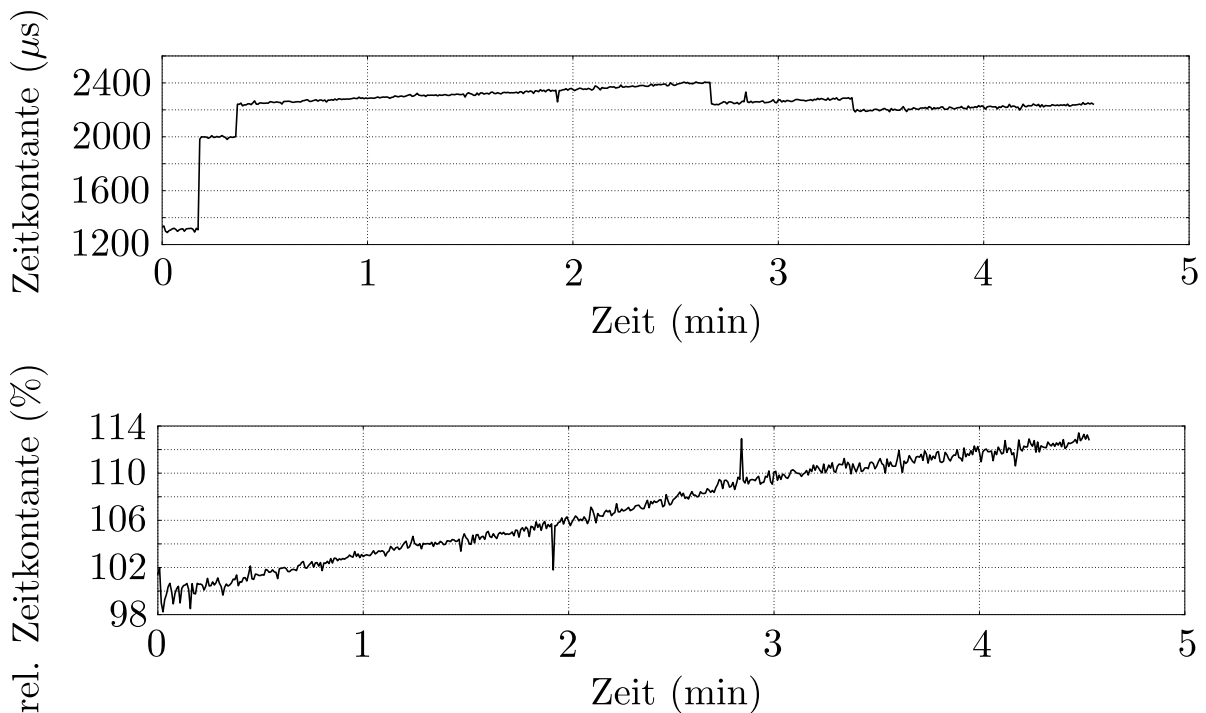


Abbildung 6.4: Kompensation mit Referenzastgraden bei 7 %, 15 % und 22 % mit nachfolgender Erwärmung bei 22 %, 17 % und 15 %

tolerierbare Maß hinaus verlängert wird, ist eine Verlängerung der Analyseintervalle anzustreben. Die für die Versuche verwendeten Parameter stellen einen guten Kompromiss mit hinreichender Genauigkeit da. Eine Möglichkeit zur Verbesserung der Parametergenauigkeit bei geringem Einfluss auf die Erwärmung ist die gleitende Parameteraktualisierung, also das fortlaufende Hinzufügen von Datenpunkten zur Analysebasis während der Erwärmung und die darauffolgende Neuberechnung der Parameter. Voraussetzung dafür sind zum einen, dass die für die Untersuchung verwendeten Leistungen während der Erwärmung ausreichend häufig angefahren werden. Zudem ist robuste Regression zwingend erforderlich, da bei weit auseinander liegenden Datenpunkten Ausreißern auf Grund der Hebelwirkung ein großes Gewicht bei der Methode der kleinsten Quadrate haben. Das Verfahren funktioniert darüber hinaus nur dann, wenn ein linearer Verlauf der relativen Zeitkonstanten vorausgesetzt werden kann. Für die in dieser Arbeit vorgestellten Untersuchungen wurde diese Optimierung nicht umgesetzt, da sich insbesondere die Bedingung der Linearität eine signifikante Einschränkung darstellt.

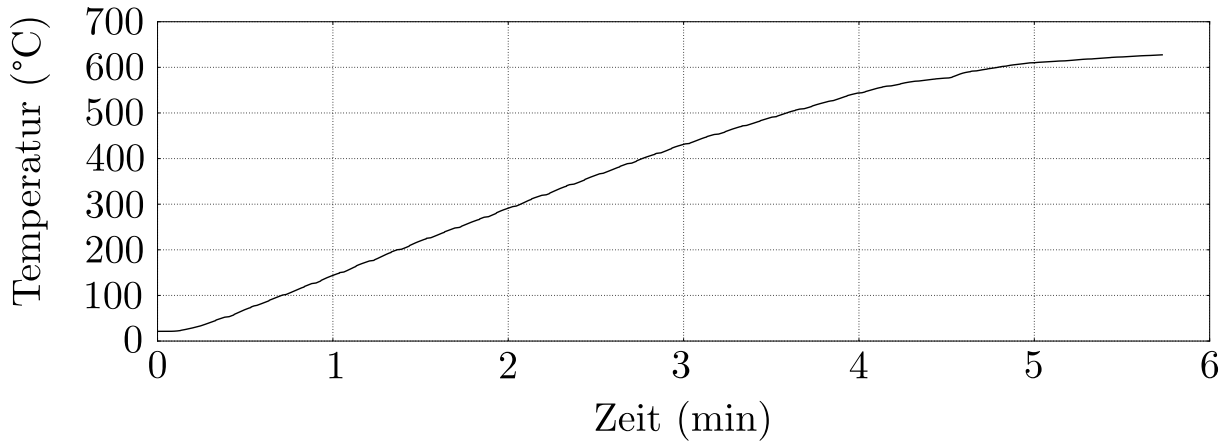


Abbildung 6.5: Temperaturverlauf von EN AW 2014 beim Erwärmen mit 20 % Tastgrad in den teilflüssigen Bereich

Abgesehen von der leichten Abweichung der relativen Zeitkonstanten ist die einzige Auffälligkeit bei der in Abbildung 6.4 gezeigten Messung im Vergleich zur vorhergehenden Messung die deutlich stärkere Streuung der ermittelten relativen Zeitkonstanten bei niedrigen Tastgraden. Diese Streuung ist allerdings schon in der absoluten Zeitkonstanten vorhanden und wird durch die Kompensation lediglich verstärkt. Für die eigentlich Regelung kommt die in Kapitel 5.2 dargestellte Filterung zum Einsatz, um die Streuung zu minimieren.

Als alternative Legierung zur primären Versuchslegierung A356 wurde noch die Aluminiumkupferlegierung EN AW 2014 betrachtet. Diese verhält sich im Temperaturbereich während der Erwärmung deutlich anders als A356. Das Erreichen der Soliduslinie ist bei dieser Legierung nicht an einem „Knick“ im Temperaturverlauf erkennbar. Stattdessen flacht der Temperaturverlauf langsam ab (vgl. Abbildung 6.5). Die Ergebnisse der Zeitkonstantenmessung sind in Abbildung 6.6 zu sehen. Sowohl der Verlauf der unkompensierten Zeitkonstanten als der Verlauf der relativen Zeitkonstanten sind mit den Ergebnissen der vorherigen Messungen vergleichbar. Ein Übertragbarkeit der Ergebnisse auf andere Legierungen ist somit prinzipiell möglich, muss aber noch in weiteren Arbeiten genauer untersucht werden.

In allen vorgestellten und durchgeführten Untersuchungen funktionierte die Kompensation wie erwartet. In seltenen Fällen gab es eine Verschiebung der relativen Zeitkonstante zu Beginn oder während der Erwärmung. Diese korre-

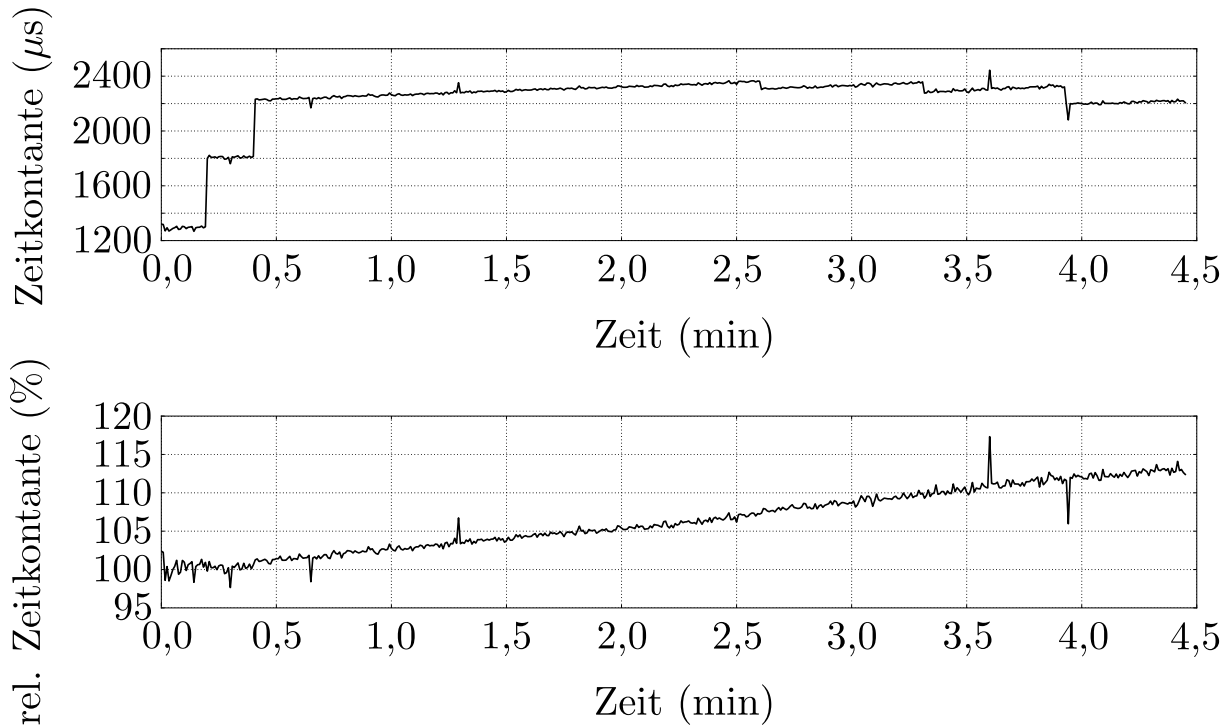


Abbildung 6.6: Kompensation von EN AW 2014 mit Referenzastgraden bei 7%, 15% und 22% mit nachfolgender Erwärmung bei 22%, 20%, 17% und 15%

liert jedoch mit einer deutlichen Positionsänderung des Rohlings. Wie bereits ausgeführt wurde, führt dies zu einer Änderung der Anordnung und damit der Zeitkonstanten. Es ist somit kein Fehler der Kompensation. Abhilfe kann durch bessere Fixierung des Rohlings erfolgen, was jedoch für eine Versuchsanordnung mit sich ändernden Rohlinggeometrien nicht praktikabel ist. Das Problem trat äußerst selten auf und war leicht zu identifizieren.

6.1.1 Bewertung der Messwertaufbereitung

Die vorgestellten Untersuchungen zur Aufbereitung der Messwerte zeigen, dass die sich die zur Ermittlung der relativen Zeitkonstanten notwendigen Parameter zuverlässig während der Erwärmung bestimmen lassen. Der Einfluss der dafür notwendigen Messintervalle auf die Prozessdauer ist gering. Die Berechnung der relativen Zeitkonstanten funktionierte bei allen durchgeführten Untersuchungen und führte zu einer Messgröße, bei der kein Einfluss von systematischen Stö-

reinflüssen auf den Messwert feststellbar ist. Es ist jedoch noch zu klären, ob sich relative Zeitkonstante zur Erfassung der Regelgröße beim Erwärmen für das Thixoschmieden eignet.

6.2 Verifikation in der Regelung

Wie im vorangegangenen Abschnitt ausgeführt wurde, ist mit der Validierung der Messwertaufbereitung noch nicht gezeigt, dass sich die relative Zeitkonstante zur Erfassung des Flüssigphasenanteils als Regelgröße für die Erwärmung in den teilflüssigen Zustand verwenden lässt. Da sich der Flüssigphasenanteil während der Erwärmung nicht erfassen lässt, muss dieser nach der Erwärmung ermittelt und mit der letzten, gemessenen relativen Zeitkonstante verglichen werden. Es stehen zwei Verfahren zu Verfügung, den Flüssigphasenanteil in einem erwärmten Rohteil zu bestimmen:

1. Der Rohling wird mit einer stumpfen Schneide geschnitten und über die Schnittfestigkeit auf den Flüssigphasenanteil geschlossen.
2. Der Rohling wird in Wasser abgeschreckt, axial aufgeschnitten und geschliffen. Anhand von Schliffbildern wird dann das Verhältnis von fester zu flüssiger Phase visuell ermittelt.

Das erste Verfahren erfordert Erfahrung bei der Bewertung der Schnittfestigkeit, ist jedoch wegen der einfachen Umsetzbarkeit weit verbreitet. Es wurde auch verwendet, um eine erste Bewertung der in dieser Arbeit untersuchten Messverfahrens vorzunehmen. Allerdings ist die Beurteilung der Schnittfestigkeit weder quantifizierbar noch kann das Ergebnis überprüft werden.

Daher wurden zusätzlich zur Schnittfestigkeitsuntersuchung noch Proben abgeschreckt und in einer Metallurgie Schliffe angefertigt. Von den Schliffen wurden Bilder angefertigt, welche zur Auswertung digital aufbereitet wurden. Dabei wurden Kratzer entfernt, die aufgrund von sich beim Polieren aus dem Material lösender Siliziumkörner nicht zu vermeiden waren. Anhand dieser Schliffbilder wurde der Flüssigphasenanteil im Gefüge ermittelt. Bewertet wurden dabei

die Schliffe vom Rand der Probe, in dem die Wirbelströme fließen und somit auch die Zeitkonstante ermittelt wird. Zum Abschrecken wurden die erwärmten Rohlinge nach dem Abschalten mit einer Zange aus der Erwärmungsanlage genommen und in kaltem Wasser abgeschreckt. Während des Abkühlens im Wasser wurden sie kontinuierlich bewegt, um ein möglichst schnelles Abkühlen auf Raumtemperatur sicherzustellen. Da das Abschrecken der Rohlinge inklusive Entnahme aus der Erwärmungsanlage händisch erfolgte, erlauben die Schliffe keine exakte Bestimmung des Flüssigphasenanteil zum Abschaltzeitpunkt der Erwärmung. Das Messverfahren kann auf diese Weise folglich nicht kalibriert werden. Die zur Erreichung des gewünschten Flüssigphasenanteils notwendige relative Zeitkonstante muss daher für jede Anwendung empirisch ermittelt werden. Zum Nachweis der prinzipiellen Eignung des Messverfahrens zur Regelung in den teilflüssigen Zustand ist die Auswertung der Schliffbilder jedoch geeignet.

Im Folgenden werden die durchgeführten Erwärmungsversuche dargestellt und die resultierende Gefüge analysiert. Für alle vorgestellten Versuche wurde der in Kapitel 3.1 beschriebene Versuchsrohling verwendet. Bei allen Erwärmungsversuchen wurden erst drei Referenzleistungsstufen angefahren und mit der dritten Leistungsstufe bis zum einem empirisch ermittelten Schwellwert der kompensierten Zeitkonstanten erwärmt. Ab diesem Schwellwert wurde die Leistung reduziert und bei Erreichen eines ebenfalls empirisch ermittelten, zweiten Schwellwerts die Erwärmung beendet. Direkt nach dem Abschalten der Erwärmung wurde der Rohling aus der Anlage genommen und abgeschreckt. Die Leistungsstufen wurden dabei ebenfalls empirisch mit dem Ziel ermittelt, eine möglichst schnelle und homogene Erwärmung zu erreichen. Tabelle 6.1 zeigt die Leistungsstufen und Schwellwerte für die dargestellten Erwärmungsversuche.

Wie der Tabelle zu entnehmen ist, weisen Versuch 1 und 2 eine identische Parametrierung auf, während bei den anderen beiden Versuchen die Schwellwerte variiert wurden. Dabei wurde der Zielschwellwert in einem Bereich von 1 % variiert. Damit wird, wie die Versuche zeigen, der gesamte für das Thixoschmieden relevante Bereich abgedeckt. Eine kleinere Schrittweite als die gewählten 0,5 % ist anlagentechnisch möglich, jedoch ohne eine Auswertemethode, die eine genaue Quantifizierung des Flüssigphasenanteils erlaubt, nicht sinnvoll. Für eine

	Versuch 1	Versuch 2	Versuch 3	Versuch 4
Referenzleistung 1	10	10	10	10
Referenzleistung 2	15	15	15	15
Referenzleistung 3	20	20	20	20
Schwellwert 1	109,5	109,5	109,0	108,5
reduzierte Leistung	15	15	15	15
Schwellwert 2	111,5	111,5	111,0	112,0

Tabelle 6.1: Versuchsparameter für die dargestellten Erwärmungsversuche (alle Angaben in %)

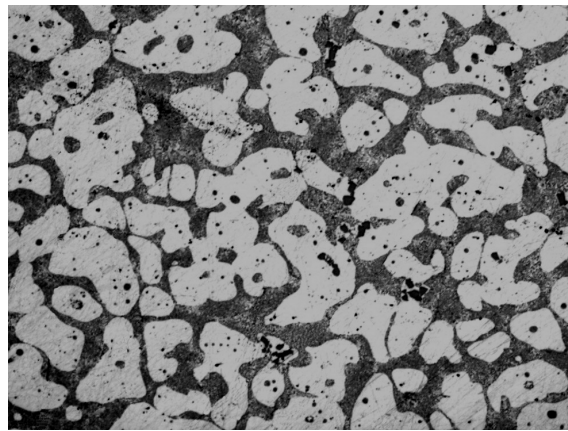


Abbildung 6.7: Schliffbild vom Rand der Probe aus Versuch 1 (Breite des Ausschnitts: $860 \mu\text{m}$)

qualifizierende Betrachtung des Messwerts sind die gewählten Versuchsparameter gut geeignet.

Abbildung 6.7 zeigt das Gefüge der Probe aus Versuch 1. Flüssige Phase (dunkle Bereiche) und feste Phase (helle Bereiche) lassen sich gut erkennen. Der ermittelte Anteil an flüssiger Phase beträgt $36,7\%$.

Wie in Abbildung 6.8 zu sehen ist, sieht das Gefüge für Versuch 2 etwas anders aus. Die flüssige Phase ist hier deutlich feiner zwischen der festen Phase verteilt. Der Anteil an flüssiger Phase ist dennoch ähnlich und beträgt $34,2\%$. Unter Berücksichtigung der eingeschränkten Reproduzierbarkeit des Abschreckens und den Ungenauigkeiten beim Ermitteln des Flüssigphasenanteils aus dem Schliffbild ist das eine sehr gute Übereinstimmung mit den Ergebnissen aus Versuch 1. Die wahrscheinlichste Erklärung für die Gefügeunterschiede ist

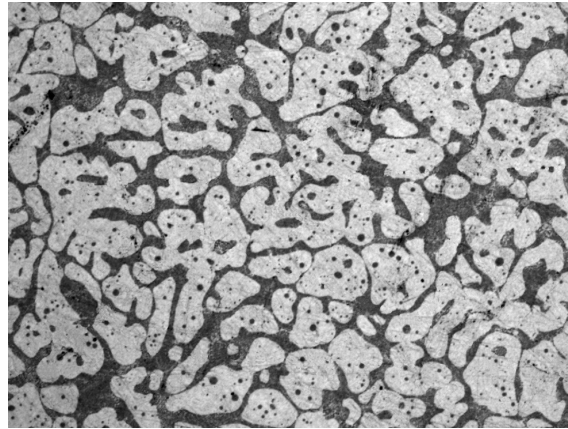


Abbildung 6.8: Schliffbild vom Rand der Probe aus Versuch 2 (Breite des Ausschnitts: 860 μm)

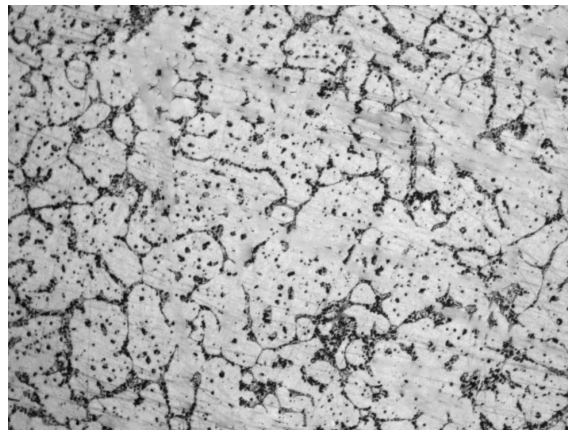


Abbildung 6.9: Schliffbild vom Rand der Probe aus Versuch 3 (Breite des Ausschnitts: 860 μm)

ein etwas höherer Flüssigphasenanteil in Versuch 1 vor dem Abschrecken verbunden mit einem langsameren Abschrecken, welches zu Kornwachstum führt. Zum Teil lassen sich die Unterschiede in der Gefügearprägung dadurch erklären, dass die Phasen im Rohteil nicht homogen ausgeprägt sind, und es in alle drei Raumdimensionen Schwankungen der Gefügearprägung gibt.

Die Ergebnisse für Versuch 3 unterscheiden sich deutlich von denen aus den vorherigen Versuchen, wie in Abbildung 6.2 zu sehen ist. Der Anteil an fester Phase ist deutlich größer und es ist nur ein wenig Stellen eine größerer Bereich flüssiger Phase erkennbar. Der ermittelte Flüssigphasenanteil liegt hier bei 25,0%.

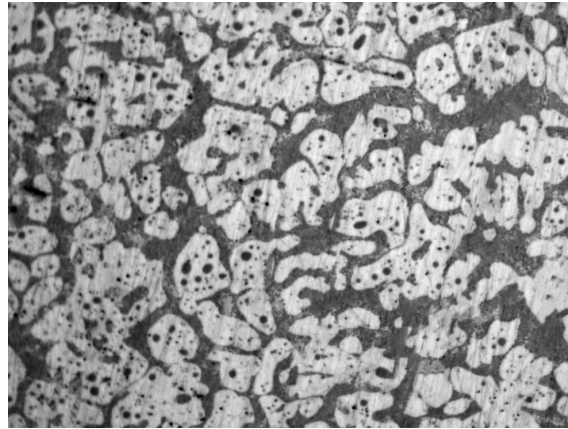


Abbildung 6.10: Schliffbild vom Rand der Probe aus Versuch 4 (Breite des Ausschnitts: $860 \mu\text{m}$)

	Versuch 1	Versuch 2	Versuch 3	Versuch 4
Abschaltzeitpunkt (s)	298,5	299,0	264,5	306
Temperatur ($^{\circ}\text{C}$)	578,9	576,8	570,4	584,0
Flüssigphase (%)	36,7	34,2	25,0	45,9
rel. Zeitkonstante (%)	111,5	111,5	111,0	112,0

Tabelle 6.2: Ergebnissewerte für die Erwärmungsversuche aus Tabelle 6.1

Im Gegensatz dazu ist der Flüssigphasenanteil in der Probe aus Versuch 4 mit 45,9% deutlich höher als in allen anderen Versuchen. Das dazugehörige Schliffbild ist in Abbildung 6.10 gezeigt. Es ist deutlich zu sehen, dass sich ein erheblicher Teil der Probe bereits verflüssigt hat.

Die ermittelten Flüssigphasenanteile sind in Tabelle 6.2 der jeweiligen relativen Zeitkonstante sowie den während der Erwärmung erfassten Größen Zeit und Temperatur zum Abschaltzeitpunkt gegenüber gestellt. Da die beobachteten Abweichungen insbesondere zwischen den Ergebnissen für Versuch 1 und 2 im Rahmen der Messgenauigkeit liegen, lassen alle Größen eine vergleichbare Aussage über den Flüssigphasenanteil zu bzw. stimmen mit diesem gut überein. Insbesondere lässt sich festhalten, dass sich mit der relativen Zeitkonstanten als Messgröße ein Flüssigphasenanteil im Bereich zwischen 20% und 40% Flüssigphase, wie er für das Thixoschmieden erforderlich ist, geregelt erreichen lässt. Zudem ist das vorgestellte Verfahren einfacher anzuwenden und in einen Fer-

tigungsprozess zu integrieren als alternative Verfahren. Die Zeitkonstante als elektrische Messgröße stellt sich damit als geeignet für eine Erwärmungsregelung in den teilflüssigen Bereich dar.

6.3 Fazit

Das in Kapitel 5.2 vorgestellte Verfahren zur Ermittlung einer störeinflussarmen, relativen Zeitkonstanten ist in diesem Kapitel auf seine Eignung zur Erfassung der Regelgröße beim Erwärmen in den teilflüssigen Zustand untersucht worden. Obwohl das Verfahren auf Erkenntnisse über Störeinflüsse aus Kapitel 4 aufbaut, sind diese Erkenntnisse nicht für die Anwendung des Verfahrens erforderlich. Es reicht die Durchführung des in Kapitel 5.2 vorgestellten Verfahrens. Das macht die Umsetzung des Verfahrens zur Regelung des Flüssigphasenanteils einfach. Ein Nachteil des Verfahrens ist jedoch, dass es sich bei der relativen Zeitkonstanten um keine physikalisch interpretierbare Größe handelt. Für jede Kombination aus Erwärmungsanlage, Induktor, Rohteilgeometrie und Rohteillegierung müssen daher die Regelschwellen für die Erwärmung experimentell bestimmt werden und sind nicht analytisch aus bekannten Größen und dem gewünschten Flüssigphasenanteil ableitbar.

Wie die in diesem Kapitel dargestellten Untersuchungen zeigen, kann mittels der Erfassung der relativen Zeitkonstanten erfolgreich die Erwärmung in den teilflüssigen Zustand geregelt werden. Die Untersuchungen lassen keinen Schluss darauf zu, wie genau sich der Flüssigphasenanteil über die relative Zeitkonstante erfassen lässt. Es wurde jedoch der angestrebte Nachweis erbracht, dass über die relativen Zeitkonstanten Rückschlüsse auf den Flüssigphasenanteil im Rohteil als Regelgröße bei der Erwärmung für das Thixoschmieden möglich sind. Durch die Möglichkeit, geregelt zu erwärmen, bringt das Verfahren Vorteile gegenüber bisherigen, rein gesteuerten Ansätzen.

7 Zusammenfassung und Ausblick

Thixoschmieden ist ein Verfahren, bei dem ein Rohling in einen Zustand zwischen fester und flüssiger Phase erwärmt und dann umgeformt wird. Das Verfahren kann die Vorteile von Schmieden und Gießen – wie hohe Endkonturnähe und gute mechanische Belastbarkeit – vereinen. Dennoch hat das Verfahren bislang noch keine breite Anwendung erfahren. Die höheren Fertigungskosten für das Ausgangsmaterial und die Energiekosten für die Erwärmen des Ausgangsmaterials beschränken den wirtschaftlichen sinnvollen Einsatz des Verfahrens. Daneben ist ein wesentlicher Grund für die geringe Verbreitung die mangelnde Kontrolle bei der Erwärmung in den teilflüssigen Zustand. Es ist bislang noch nicht möglich, den Flüssigphasenanteil, der die Regelgröße des Erwärmungsprozesses darstellt, während des Prozesses messtechnisch zu erfassen und den Prozess entsprechend zu regeln. Das führt dazu, dass die umgeformten Bauteile in ihrer geometrischen und vor allem mechanischen Eigenschaften keine ausreichende Reproduzierbarkeit aufweisen. Eine Erfassung der Regelgröße während der Erwärmung ist daher für die industrielle Anwendung des Thixoschmiedens Voraussetzung.

Wie im Stand der Forschung dieser Arbeit aufgezeigt wird, gibt es eine Vielzahl an Methoden, die mit dem Ziel untersucht wurden, den Flüssigphasenanteil im Rohling während der Erwärmung indirekt zu erfassen. Zu den am intensivsten erforschten Verfahren gehören die Temperatur- und Ultraschallmessung. Industriell am weitesten verbreitet sind die Zeit- und Energiesteuerung, bei denen die Regelgröße gar nicht erfasst wird, sondern der Prozess über die Prozesszeit oder die dem Prozess zugeführte Energie gesteuert wird. Es gibt jedoch noch kein Verfahren, welches eine geregelte Erwärmung im industriellen Um-

feld ermöglicht und damit dem Thixoschmieden zu einer breiteren Anwendung verhelfen kann.

Ein Verfahren, dessen Potential zur indirekten Erfassung der Regelgröße beim industriellen Erwärmen für das Thixoschmieden kaum untersucht wurde, ist die Messung der elektrischen Zeitkonstanten. Das Verfahren wurde daher in der vorliegenden Arbeit genauer betrachtet. Bei den Untersuchungen wurden Störeinflüsse aufgezeigt, ihre Ursache ermittelt und auf Basis der identifizierten Störeinflüsse ein Verfahren vorgeschlagen, diese zu kompensieren. Aufbauend auf dieser Kompensation wurde die Eignung der Zeitkonstantenerfassung zur Erfassung der Regelgröße beim Erwärmen für das Thixoschmieden untersucht und bewertet. Dabei wurde festgestellt, dass die Zeitkonstantenerfassung ein hohes Potential für die Regelung von Erwärmungsprozessen für das Thixoschmieden hat. Es bietet gegenüber anderen Verfahren Vorteile in der einfachen und robusten Messtechnik sowie der hohen Sensitivität im Regelbereich.

Aufgrund des aufgezeigten Potentials sollte die Zeitkonstantenmessung weiter untersucht werden. Eine bereits von Borrelli vorgeschlagene aber nicht weiter untersuchte Möglichkeit ist die Variation der Anregungsfrequenz, um auf den Flüssigphasenanteil in unterschiedlichen Tiefen des Rohlings zu schließen. Ebenso wäre eine weitere Untersuchung der Störeinflüsse interessant, um über die Anwendung hinaus ein Messverfahren zu gewinnen, das den tatsächlichen spezifischen Widerstand errechnen kann und damit direkte Aussagen über die Materialeigenschaften liefern könnte. Daraus ergäben sich auch, wie in dieser Arbeit gezeigt wurde, Vorteile durch eine einfachere und schnellere Parametrierung der Erwärmungsregelung.

Literatur

- Asparuhova et al. 2006** Asparuhova, Katya Konstantinova; Grigorova, Tsvetana Grigorova, 2006. IGBT Behavioral PSPICE Model. In: *25th International Conference on Microelectronics*. Belgrad, 14.–17. Mai 2006, S. 203–206. DOI: 10.1109/ICMEL.2006.1650931.
- Bakhtiyarov et al. 2001** Bakhtiyarov, Sayavur I.; Overfelt, Ruel Anthony; Teodorescu, Sorin G., 2001. Electrical and thermal conductivity of A319 and A356 aluminum alloys. *Journal of Materials Science* **36** (19), S. 4643–4648. DOI: 10.1023/A:1017946130966.
- Balitchev 2004** Balitchev, Evgueni, 2004. Thermochemische und kinetische Modellierung zur Legierungsauswahl mehrphasiger Systeme für das Thixoforming und zur Optimierung ihrer Formgebungsprozesse. Aachen, RWTH, Diss., 2004. URN: urn:nbn:de:hbz:82-opus-8051.
- Barlini et al. 2006** Barlini, Davide; Ciappa, Mauro; Castellazzi, Alberto; Mermet-Guyennet, Michel; Fichtner, Wolfgang, 2006. New technique for the measurement of the static and of the transient junction temperature in IGBT devices under operating conditions. *Microelectronics*

- Reliability* **46** (9-11), S. 1772–1777. DOI: 10.1016/j.microrel.2006.07.058.
- Baur 2000** Baur, Jens, 2000. Anlagen für das Thixo-Schmieden. *wt Werkstattstechnik online* **90** (10), S. 441–445.
- Bieri 2000** Bieri, Béatrice Gerda, 2000. Thixoforming von Aluminium-Silizium-Magnesium-Legierungen. Zürich, ETH, Diss., 2000. DOI: 10.3929/ethz-a-004139666.
- Borrelli 2009** Borrelli, Daniele, 2009. Sensorkonzept und Erwärmungsregelung zur Verbesserung der Prozesssicherheit bei Semi-Solid-Formgebungsprozessen. In: *International Conference on "New Developments in Forging Technology"*. Fellbach, 12.–13. Mai 2009, 18 Folien.
- Borrelli et al. 2005** Borrelli, Daniele; Brenner, Alexander; Pritschow, Günther, 2005. Erhöhung der Prozesssicherheit beim Thixoforming: Sensorik und Prozessregelung für die Erwärmung von Legierungen mit Induktionserwärmungsanlagen. *wt Werkstattstechnik online* **95** (5), S. 373–377.
- Brandt et al. 2007** Brandt, Rüdiger; Neuer, Günther, 2007. Electrical Resistivity and Thermal Conductivity of Pure Aluminum and Aluminum Alloys up to and above the Melting Temperature. *International Journal of Thermophysics* **28** (5), S. 1429–1446. DOI: 10.1007/s10765-006-0144-0.

-
- Burhan et al. 2005** Burhan, Dikky; Ihara, Ikuo; Seda, Yoshihisa, 2005. In Situ Observations of Solidification and Melting of Aluminum Alloy Using Ultrasonic Waveguide Sensor. *Materials Transactions* **46** (9), S. 2107–2113. DOI: 10.2320/matertrans.46.2107.
- Casanellas 1994** Casanellas, Francesc, 1994. Losses in PWM inverters using IGBTs. *IEE Proceedings - Electric Power Applications* **141** (5), S. 235. DOI: 10.1049/ip-epa:19941349.
- Chura 1976** Chura, V., 1976. Eddy-current transients. *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers* **123** (3), S. 245. DOI: 10.1049/piee.1976.0058.
- Cremer 1997** Cremer, Ralf, 1997. *Ein Beitrag zur Optimierung der induktiven Erwärmung von Metallen in das Solidus-Liquidus-Intervall*. Bd. 216. Fortschritt-Berichte / VDI Elektrotechnik. Düsseldorf: VDI-Verl. ISBN: 9783183216215.
- Davies 1990** Davies, E. John, 1990. *Conduction and Induction Heating*. Stevenage: The Institution of Engineering and Technology. ISBN: 9780863411748. DOI: 10.1049/PBP0011E.
- Dede et al. 2004** Dede, Enrique J.; Jordan, Jose; Esteve, Vincente, 2004. State-of-the art and future trends in transistorised inverters for induction heating applications. In: *Proceedings of the Fifth IEEE International Caracas Conference on Devices, Circuits and Systems, 2004*. Punta Cana, 3.–5. Nov.

- 2004, S. 204–211. DOI: 10.1109/ICCDCS.2004.1393384.
- Dewhurst et al. 1999** Dewhurst, Richard J.; Shan, Q., 1999. Optical remote measurement of ultrasound. *Measurement Science and Technology* **10** (11), R139–R168. DOI: 10.1088/0957-0233/10/11/201.
- Donlon et al. 2014** Donlon, John F.; Motto, Eric R.; Wiesner, Eugen; Stumpf, Eugen; Iura, Shinichi; Uemura, Hitoshi, 2014. Effect of pulse width on dynamic characteristics of high voltage IGBTs. In: *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. Pittsburgh, 14.–18. Sep. 2014, S. 2887–2892. DOI: 10.1109/ECCE.2014.6953790.
- Elberfelder Bibel 2006*** *Elberfelder Bibel* 2006. 1. Aufl. Wuppertal und Dillenburg: R. Brockhaus und Christliche Verl.-Ges. ISBN: 9783894367190.
- Elleuch et al. 2003** Elleuch, Mohamed; Poloujadoff, Michel, 2003. Analytical model of iron losses in power transformers. *IEEE Transactions on Magnetics* **39** (2), S. 973–980. DOI: 10.1109/TMAG.2003.808591.
- Enokizono et al. 1995** Enokizono, Masato; Tanabe, H., 1995. Numerical analysis of high-frequency induction heating including temperature dependence of material characteristics. *IEEE Transactions on Magnetics* **31** (4), S. 2438–2444. DOI: 10.1109/20.390154.
- Fan 2002** Fan, Zhongyun, 2002. Semisolid metal processing. *International Materials Reviews* **47** (2), S. 49–85. DOI: 10.1179/095066001225001076.

-
- Feix et al. 2009** Feix, Gudrun; Dieckerhoff, Sibylle; Allmeling, Jost; Schönberger, John, 2009. Simple Methods to Calculate IGBT and Diode Conduction and Switching Losses. In: *13th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*. Barcelona, 8.–10. Sep. 2009, S. 1–8.
- Fleck et al. 2004** Fleck, Christian; Schönbohm, Alexander, 2004. Entwurf einer flachheitsbasierten Vorsteuerung für die induktive Erwärmung beim Thixoforming (Flatness Based Control of the Inductive Heating for Thixoforming). *at - Automatisierungstechnik* **52** (9), S. 403–410. DOI: 10.1524/auto.52.9.403.41662.
- Flemings 1991** Flemings, Merton C., 1991. Behavior of metal alloys in the semisolid state. *Metallurgical Transactions B* **22** (3), S. 269–293. DOI: 10.1007/BF02651227.
- Forest et al. 2000** Forest, François; Labouré, Eric; Costa, Francois; Gaspard, Jean Yves, 2000. Principle of a multi-load/single converter system for low power induction heating. *IEEE Transactions on Power Electronics* **15** (2), S. 223–230. DOI: 10.1109/63.838094.
- Gerlach et al. 2012** Gerlach, Oliver; Borrelli, Daniele; Verl, Alexander, 2012. Steuerung und Regelung mit konventionellem Ethernet: Proprietäre Protokolle zum Steuern, Regeln und Übertragen großer Messdatenströme. *wt Werkstattstechnik online* **102** (5), S. 314–318.

- Gerlach et al. 2015** Gerlach, Oliver; Lechler, Armin; Verl, Alexander, 2015. Time constant measurement for control of induction heating processes for thixoforming. *Measurement Science and Technology* **26** (2), S. 025001. DOI: 10.1088/0957-0233/26/2/025001.
- Hallstedt et al. 2006** Hallstedt, Bengt; Balitchev, Evgueni; Shimahara, Hideki; Neuschütz, Dieter, 2006. Semi-solid Processing of Alloys: Principles, Thermodynamic Selection Criteria, Applicability. *ISIJ International* **46** (12), S. 1852–1857. DOI: 10.2355/isijinternational.46.1852.
- Hefner 1988** Hefner, Allen R., 1988. Analytical modeling of device-circuit interactions for the power insulated gate bipolar transistor (IGBT). In: *Conference Record of the 1988 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, S. 606–614. DOI: 10.1109/IAS.1988.25124.
- Hernandez-Valle et al. 2011** Hernandez-Valle, Francisco; Dixon, Steve, 2011. Pulsed electromagnet EMAT for ultrasonic measurements at elevated temperatures. *Insight - Non-Destructive Testing and Condition Monitoring* **53** (2), S. 96–99. DOI: 10.1784/insi.2011.53.2.96.
- Hewson et al. 2006** Hewson, C. R.; Ray, W. F.; Davis, R. M., 2006. Verification of Rogowski Current Transducer's Ability to Measure Fast Switching Transients. In: *Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006*.

-
- APEC '06*. Dallas, 19.–23. März 2006, S. 573.
DOI: 10.1109/APEC.2006.1620596.
- Hirt et al. 2009a** Hirt, Gerhard; Baadjou, René; Knauf, Frederik; Seidl, Ingold; Shimahara, Hideki; Abel, Dirk; Kopp, Reiner; Gasper, Rainer; Schönbohm, Alexander, 2009. Thixoforging and Rheoforging of Steel and Aluminium Alloys. In: Gerhard Hirt; Reiner Kopp (Hrsg.): *Thixoforming*. Weinheim: Wiley-VCH, S. 369–409. ISBN: 3527623973.
- Hirt et al. 2009b** Hirt, Gerhard; Khizhnyakova, Liudmila; Baadjou, René; Knauf, Frederik; Kopp, Reiner, 2009. Semi-solid Forming of Aluminium and Steel - Introduction and Overview. In: Gerhard Hirt; Reiner Kopp (Hrsg.): *Thixoforming*. Weinheim: Wiley-VCH, S. 1–27. ISBN: 3527623973.
- Hsu et al. 1995** Hsu, J. T.; Ngo, Khai D. T., 1995. A behavioral model of the IGBT for circuit simulation. In: *PESC '95 - Power Electronics Specialist Conference*. Atlanta, 18.–22. Juni 1995, S. 865–871.
DOI: 10.1109/PESC.1995.474918.
- Hua et al. 1994** Hua, Guichao; Yang, Eric X.; Jiang, Yimmin; Lee, Fred C., 1994. Novel zero-current-transition PWM converters. *IEEE Transactions on Power Electronics* **9** (6), S. 601–606. DOI: 10.1109/63.334775.
- Idris 1995** Idris, Azmi, 1995. Non-contact ultrasonic study on thixotropic alloys. Coventry, University of Warwick, Diss., 1995.

- Idris et al. 1994** Idris, Azmi; Edwards, Christopher; Palmer, Stuart B., 1994. Accoustiv wave measurements at elevated temperature using a pulsed laser generator and an electromagnetic accoustic transducer detector. *Nondestructive Testing and Evaluation* **11** (4), S. 195–213. DOI: 10.1080/10589759408952831.
- Jalakas et al. 2008** Jalakas, Tanel; Vinnikov, Dmitri; Laugis, Juhan, 2008. Evaluation of different loss calculation methods for high-voltage IGBT-s under small load conditions. In: *13th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC)*. Poznan, 1.–3. Sep. 2008, S. 1263–1267.
- Jung 2000** Jung, Hongkyu, 2000. The induction heating process of semi-solid aluminium alloys for thixofor-
ming and their microstructure evaluation. *Journal of Materials Processing Technology* **105** (1-2), S. 176–190. DOI: 10.1016/S0924-0136(00)00567-7.
- Kennedy et al. 2011** Kennedy, Mark W.; Akhtar, Shahid; Bakken, Jon A.; Aune, Ragnhild E., 2011. Review of Classical Design Methods as Applied to Aluminium Bil-
let Heating with Induction Coils. In: *EPD Con-
gress 2011*. San Diego, 27. Feb.–3. März 2011, S. 706–722. ISBN: 9781118495285. DOI: 10.1002/9781118495285.ch77.

-
- Kulkarni et al. 2013** Kulkarni, S. V.; Khaparde, Shrikrishna A., 2013. *Transformer engineering: Design, technology, and diagnostics*. 2nd ed. Boca Raton, FL: CRC Press. ISBN: 978-14398-5377-1.
- Küpfmüller et al. 2005** Küpfmüller, Karl; Mathis, Wolfgang; Reibiger, Albrecht, 2005. *Theoretische Elektrotechnik: Eine Einführung*. 16., vollständig neu bearbeitete und aktualisierte Aufl. Berlin Heidelberg: Springer. ISBN: 3-540-20792-9.
- Lakshmi et al. 2010** Lakshmi, Hamsa; Vinay Kumar, M. C.; Raghunath; Kumar, Prashant Ram; Ramanarayanan, Venkataramanan; Murthy, Kumari Shanmugananda S.; Dutta, Pradip, 2010. Induction reheating of A356.2 aluminum alloy and thixocasting as automobile component. *Transactions of Nonferrous Metals Society of China* **20**, s961–s967. DOI: 10.1016/S1003-6326(10)60614-0.
- Lehner 2008** Lehner, Günther, 2008. *Elektromagnetische Feldtheorie*. 6. Aufl. Berlin Heidelberg: Springer. ISBN: 978-3-540-77681-9.
- Liu et al. 2005** Liu, Dan; Atkinson, Helen Valerie; Jones, Howard, 2005. Thermodynamic prediction of thixof ormability in alloys based on the Al–Si–Cu and Al–Si–Cu–Mg systems. *Acta Materialia* **53** (14), S. 3807–3819. DOI: 10.1016/j.actamat.2005.04.028.

- Martinez et al. 2003** Martinez, Juan A.; Mork, Bruce A., 2003. Transformer modeling for simulation of low-frequency transients. In: *2003 IEEE Power Engineering Society General Meeting*. Toronto, 13.–17. Juli 2003, S. 1223–1225. DOI: 10.1109/PES.2003.1270503.
- Meßmer 2004** Meßmer, Günther, 2004. *Gestaltung von Werkzeugen für das Thixo-Schmieden in automatisierten Schmiedezellen*. Frankfurt: MAT-INFO Werkstoff-Informationsgesellschaft. ISBN: 3-88355-295-X.
- Moisan et al. 2001** Moisan, Jean-François.; Jen, Cheng-Kuei; Liaw, Jiunn-Woei; Zheng, Cheng-Qing; Chen, T.-F.; Sun, Z.; Loong, Chee Ang, 2001. Ultrasonic sensor and technique for in-line monitoring of die casting process. *Measurement Science and Technology* **12** (11), S. 1956–1963. DOI: 10.1088/0957-0233/12/11/327.
- Mucha et al. 1990** Mucha, George M.; Alexander, Jonathan W.; Pfaffmann, George D.; McKelvey, Richard H., 1990. Method of monitoring induction heating cycle. US Patent 4,897,518, 30.01.1990.
- Murfin et al. 2000** Murfin, A. S.; Soden, R. A. J.; Hatrick, David; Dewhurst, Richard J., 2000. Laser-ultrasound detection systems: a comparative study with Rayleigh waves. *Measurement Science and Technology* **11** (8), S. 1208–1219. DOI: 10.1088/0957-0233/11/8/315.

-
- Nagaoka 1909** Nagaoka, Hantaro, 1909. The Inductance Coefficients of Solenoids. *The Journal of the College of Science, Imperial University of Tokyo, Japan* **27**, S. 1–33.
- Nelder et al. 1965** Nelder, John A.; Mead, Roger, 1965. A Simplex Method for Function Minimization. *The Computer Journal* **7** (4), S. 308–313. DOI: 10.1093/comjnl/7.4.308.
- Nguyen et al. 2000** Nguyen, Ky Thanh; Bendada, Abdelhakim, 2000. An inverse approach for the prediction of the temperature evolution during induction heating of a semi-solid casting billet. *Modelling and Simulation in Materials Science and Engineering* **8** (6), S. 857–870. DOI: 10.1088/0965-0393/8/6/307.
- Nuding 2009** Nuding, Marcus, 2009. MF-Umrichtertechnologie zur Vereinfachung induktiver Erwärmungsprozesse. *elektrowärme international* (1), S. 24–26.
- Ono et al. 2002** Ono, Yuu; Zheng, Cheng-Qing; Hamel, François G.; Charron, Rémi; Loong, Chee Ang, 2002. Experimental investigations on monitoring and control of induction heating process for semi-solid alloys using the heating coil as sensor. *Measurement Science and Technology* **13** (8), S. 1359–1365. DOI: 10.1088/0957-0233/13/8/326.

- Paes et al. 2005** Paes, Marcelo; Zoqui, Eugenio Jose, 2005. Semi-solid behavior of new Al–Si–Mg alloys for thixoforming. *Materials Science and Engineering: A* **406** (1-2), S. 63–73. DOI: 10.1016/j.msea.2005.07.018.
- Pavlović et al. 2004** Pavlović, Zoran T.; Manić, Ivica; Stojadinović, Ninoslav, 2004. An improved analytical model of IGBT in forward conduction mode. In: *24th International Conference on Microelectronics*. Nis, 16.–19. Mai 2004. Bd. 1, S. 163–166. ISBN: 0-7803-8166-1.
- Rousseeuw et al. 1987** Rousseeuw, Peter J.; Leroy, Annick M., 1987. *Robust regression and outlier detection*. Wiley series in probability and mathematical statistics. Applied probability and statistics. New York: Wiley. ISBN: 0-471-85233-3.
- Schönbohm et al. 2006** Schönbohm, Alexander; Gasper, Rainer; Abel, Dirk, 2006. Inductive Reheating of Steel Billets into the Semi-Solid State Based on Pyrometer Measurements. *Solid State Phenomena* **116-117**, S. 734–737. DOI: 10.4028/www.scientific.net/SSP.116-117.734.
- Sebus et al. 2000** Sebus, Rainer; Bauer, T.; Henneberger, Gerhard, 2000. A new method determining the semi-solid state of aluminium alloys for thixoforming: analysis and calculation of the acoustic field. *Compel: International journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering* **19** (2), S. 651–656.

-
- Sen 1968** Sen, Pranab Kumar, 1968. Estimates of the Regression Coefficient Based on Kendall's Tau. *Journal of the American Statistical Association* **63** (324), S. 1379. DOI: 10.2307/2285891.
- Sheng et al. 2000** Sheng, Kuang; Williams, Barry W.; Finney, Stephen J., 2000. A review of IGBT models. *IEEE Transactions on Power Electronics* **15** (6), S. 1250–1266. DOI: 10.1109/63.892840.
- Swift 1971** Swift, Glenn, 1971. Power Transformer Core Behavior Under Transient Conditions. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* **PAS-90** (5), S. 2206–2210. DOI: 10.1109/TPAS.1971.293042.
- Tietze et al. 2012** Tietze, Ulrich; Schenk, Christoph, 2012. *Halbleiter-Schaltungstechnik*. 14., überarb. und erw. Aufl. Berlin Heidelberg: Springer. ISBN: 3642310257.
- Tittmann et al. 1999** Tittmann, Bernhard R.; Aslan, Mustafa, 1999. Ultrasonic Sensors for High Temperature Applications. *Japanese Journal of Applied Physics* **38** (Part 1, No. 5B), S. 3011–3013. DOI: 10.1143/JJAP.38.3011.
- Tittmann et al. 2005** Tittmann, Bernhard R.; Huang, M.; Moose, C.; Niessner, A., 2005. Ultrasonic sensor development for the semi-solid metal working process. In: *IEEE Ultrasonics Symposium, 2005*, S. 1266–1269. DOI: 10.1109/ULTSYM.2005.1603082.

- Unseld 2009** Unseld, Peter, 2009. *Ein Beitrag zur Herstellung metallischer Verbundwerkstoffe durch teilflüssige/thixotrope Formgebung*. Bd. 62. Beiträge zur Umformtechnik. Frankfurt: MAT-INFO Werkstoff-Informationsgesellschaft. ISBN: 3883553735.
- Wu et al. 2013** Wu, Rui; Blaabjerg, Frede; Wang, Huai; Liserre, Marco; Iannuzzo, Francesco, 2013. Catastrophic failure and fault-tolerant design of IGBT power electronic converters - an overview. In: *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, S. 507–513. DOI: 10.1109/IECON.2013.6699187.
- Yilmaz 1985** Yilmaz, Hamza, 1985. Cell geometry effect on IGT latch-up. *IEEE Electron Device Letters* **6** (8), S. 419–421. DOI: 10.1109/EDL.1985.26176.
- Zok et al. 2012** Zok, Edmund; Schibisch, Dirk M., 2012. Energieeffiziente Leistungsversorgung induktiver Härte- und Erwärmungsprozesse. *elektrowärme international* (3), S. 69–75.

Diese Dissertation befasst sich mit der Untersuchung von Messgrößen und -verfahren zur indirekten Erfassung des Flüssigphasenanteils, welcher die Regelgröße beim Erwärmen für das Thixoschmieden, einem Formgebungsverfahren im teilflüssigen Bereich, darstellt. Bislang fehlt ein geeignetes Verfahren, weshalb eine geregelte Erwärmung für das Thixoschmieden bisher nicht möglich ist. In dieser Arbeit wird eine Übersicht über Messgrößen und -verfahren zur indirekten Erfassung der Regelgröße während der Erwärmung gegeben und ihre Vor- und Nachteile dargelegt. Es wird ein Forschungsdefizit bei elektrischen Messgrößen und hier insbesondere der elektrischen Zeitkonstanten aufgezeigt. Die elektrische Zeitkonstante wird eingehender auf ihre Eignung zur Erfassung des Flüssigphasenanteils untersucht, Störeinflüsse auf die Messgröße ermittelt und ein Verfahren hergeleitet, um diese Einflüsse zu kompensieren. Aufbauend auf dieser Kompensation wird eine Bewertung der elektrischen Zeitkonstanten auf die Eignung zur Erfassung der Regelgröße beim Erwärmen für das Thixoschmieden vorgenommen.

ISBN 978-3-8396-1516-4



FRAUNHOFER VERLAG