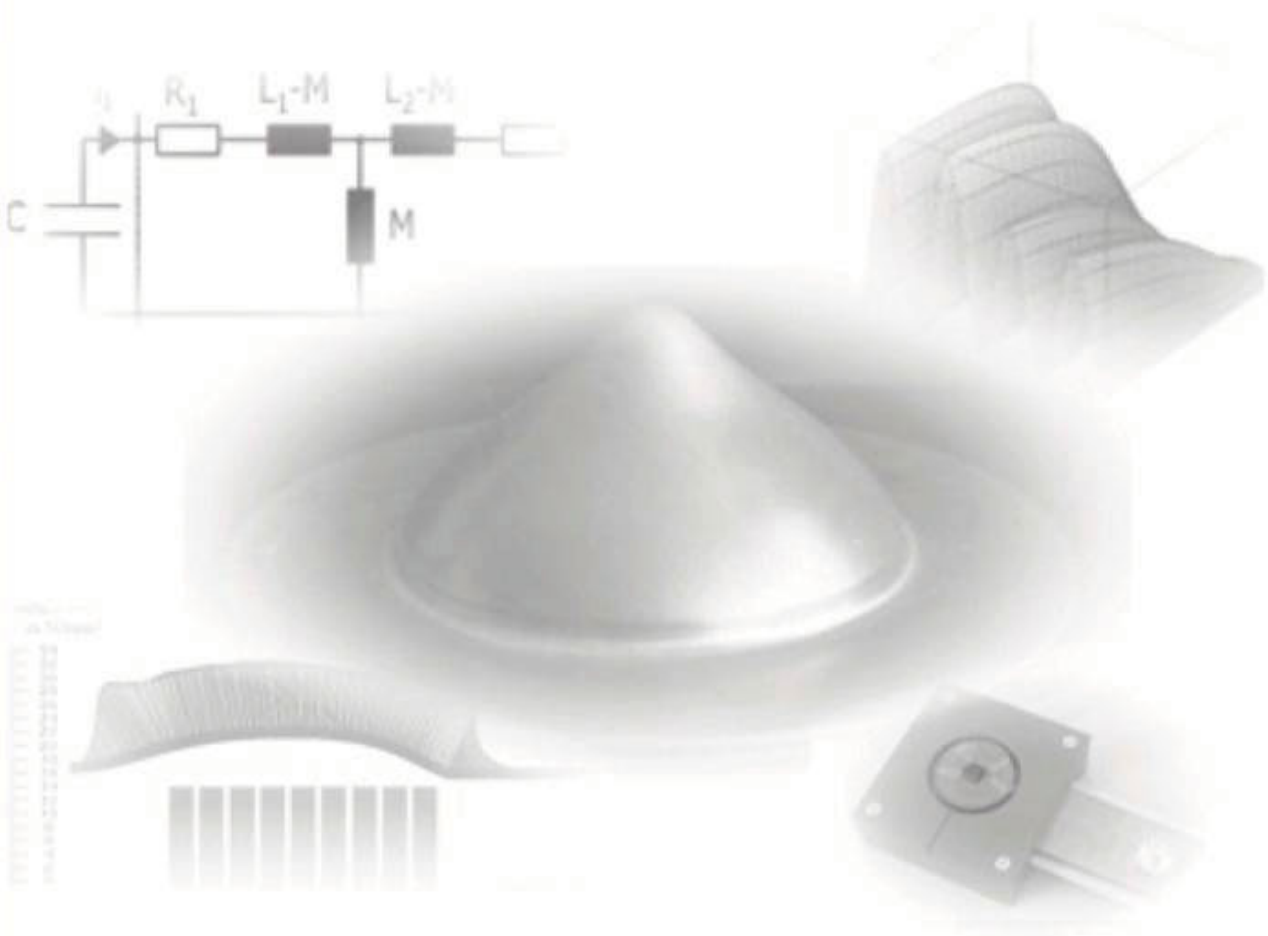


Zielgerichteter Entwurf von Werkzeugsystem und Energiespeicher für die Elektromagnetische Blechumformung



Zielgerichteter Entwurf von Werkzeugsystem und Energiespeicher für die Elektromagnetische Blechumformung

Von der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
der Technischen Universität Dortmund genehmigte

Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor der Ingenieurwissenschaften

von

Dipl.-Ing. Philipp Werdelmann

Dortmund, 2009

Hauptreferent: Prof. Dr.-Ing. Dirk Peier

Koreferent: Prof. Dr.-Ing. Dr.-Ing. Stefan Kulig

Tag der mündlichen Prüfung: 15. September 2009

Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek

Die Deutsche Nationalbibliothek verzeichnet diese Publikation in der Deutschen Nationalbibliographie; detaillierte bibliographische Daten sind im Internet über <http://dnb.ddb.de> abrufbar.

1. Aufl. - Göttingen: Cuvillier, 2009

Zugl.: (TU) Dortmund, Univ., Diss., 2009

978-3-86955-152-4

© CUVILLIER VERLAG, Göttingen 2009

Nonnenstieg 8, 37075 Göttingen

Telefon: 0551-54724-0

Telefax: 0551-54724-21

www.cuvillier.de

Alle Rechte vorbehalten. Ohne ausdrückliche Genehmigung des Verlages ist es nicht gestattet, das Buch oder Teile daraus auf fotomechanischem Weg (Fotokopie, Mikrokopie) zu vervielfältigen.

1. Auflage 2009

Gedruckt auf säurefreiem Papier.

978-3-86955-152-4

Danksagung

Die hier vorliegende Arbeit ist während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Angestellter am Lehrstuhl für Hochspannungstechnik und EMV der Technischen Universität Dortmund in den Jahren von 2004 bis 2009 entstanden.

In erster Linie möchte ich dem damaligen Lehrstuhlinhaber Herrn Prof. Dr.-Ing. Dirk Peier als meinem Doktorvater danken für das mir entgegengebrachte Vertrauen und die stets vorhandene Bereitschaft, fachlich als auch menschlich zu jeder Zeit zum Gelingen dieser Arbeit beizutragen. Ohne sein Engagement, seine Unterstützung und die Förderung, die er mir zukommen ließ, wäre all dies nicht möglich gewesen. Dafür danke ich ihm sehr.

Des Weiteren gilt mein Dank Herrn Prof. Dr.-Ing. Dr.-Ing. Stefan Kulig für die Übernahme des Koreferates und die jederzeit dagewesene Unterstützung und fachlichen Rat.

Der Deutschen Forschungsgemeinschaft DFG möchte ich besonders für die Bewilligung aller benötigten finanziellen Mittel im Rahmen der Forschergruppe For443 danken, sowie auch für das uns beteiligten Wissenschaftlern dadurch entgegengebrachte Vertrauen in unsere Arbeit. Bei den beteiligten Kollegen der unterschiedlichen Fachbereiche und Universitäten und allen Mitgliedern der genannten Forschergruppe bedanke ich mich für den durchgehend vorhanden gewesenen Gedanken- und Meinungsaustausch und die sehr gute interdisziplinäre Zusammenarbeit.

Meinen ehemaligen Kollegen danke ich sehr für die vielen interessanten Diskussionen und die angenehme Zeit während meiner Beschäftigung am Lehrstuhl, Herrn Dr.-Ing. Michael Hillgärtner insbesondere für die Durchsicht des Manuskriptes. Darüberhinaus hatten auch Studierende im Rahmen von Studien- und Diplomarbeiten, sowie studentische Hilfskräfte dankenswerterweise ihren Anteil geleistet. An dieser Stelle möchte ich auch die Mitarbeiter der fakultätszugehörigen mechanischen Werkstatt und ihre handwerklich hervorragende Arbeit erwähnen, die so manchem auf Papier ausgelegtem Versuchsaufbau zur Realisierung verholfen hat.

Die größte Unterstützung fand ich Dank meiner Familie zu Hause: oft war es nötig, aus dichterem und manchmal festgefahrenen Zusammenhängen den zwischenzeitlichen Ausstieg und den dafür benötigten Gegenpol zu finden, um sich dann mit befreitem Blick der Auflösung manch fachlichen Nebels zu widmen; für derartige Erfrischungen danke ich meinen Kindern. Ohne meine Frau hingegen, die mir lange Zeit den Rücken frei hielt und es auf rätselhafte Weise immer wieder verstand, meine Motivation auch in schwierigen Zeiten aufrecht zu erhalten, hätte sich das Voranschreiten der Arbeit als weitaus schwieriger erwiesen.

Abseits der fachlichen Unterstützung bin ich insbesondere auch meine Eltern Dank schuldig. Sie gaben mir immer wieder die Möglichkeit, die mitunter benötigte Ruhe zu finden, um gerade in der Endphase der Arbeit die erarbeiteten Ergebnisse zu Papier bringen zu können.

Übersicht

Zur berührungslosen Umformung metallischer Werkstücke bedient sich das Verfahren der Elektromagnetischen Blechumformung hoher elektromagnetischer Feldstärken. Die dafür notwendigen Impulsströme im Bereich bis zu einigen hundert kA müssen vom Energiespeicher bereitgestellt und die entsprechende Energie vorgehalten werden. Ebenso ist das Design der Werkzeugspule entscheidend für das zu erhaltende Umformergebnis.

Zu Beginn dieser Arbeit werden die benötigten physikalischen Zusammenhänge erarbeitet, um die einzelnen identifizierten und voneinander separierten Prozessparameter in Zusammenhang mit speziell definierten Zielvorgaben zu setzen. Diese Vorgaben richten sich nach der für ein jeweiliges Umformproblem zur Verfügung zu stellenden Kraftdichte. Von dieser ausgehend lassen sich durch Kenntnis der räumlichen Stromdichteverteilungen im innern von Werkzeug und Werkstück auf synthetischem Wege die für eine Netzwerkmodellierung benötigten Elemente ableiten.

Für diese Netzwerkmodellierung werden im allgemeinen exponentiell gedämpfte harmonische Zeitverläufe der Energiespeicherentladung unterstellt. Aufgrund des als transformatorisch zu beschreibenden Energieflusses wird als Modellierungsbasis ein Transformator-Ersatzschaltbild zu Grunde gelegt, welches mit entsprechend erfolgter Parametrisierung die Berechnung der Werkzeug- und Werkstückströme erlaubt. Im Weiteren lassen sich ebenso prozessrelevante Größen bestimmen, wie beispielsweise die elektrische Leistung und darüber eine Energiebilanz.

Eine solche Bilanzierung der einzelnen im Prozess zu beobachtenden Energieanteile spiegelt sich auch in messtechnisch aufgenommenen als auch numerisch ermittelten Verläufen wider und unterstützt die Verwendbarkeit eines konzentrierten Netzwerkmodells. Bei entsprechender Vorgabe der zu erhaltenden initialen Volumenkraftdichte wird auf diesem Wege letztendlich die inverse Bestimmung der dafür ursächlichen Anlagenparameter möglich. Dieser Weg wird in einem abschließenden Beispielenwurf von Werkzeug und Energiespeicher begangen.

Inhaltsverzeichnis

1	Wirkungsweise der Elektromagnetischen Umformung	5
1.1	Wirkprinzip der Magnetumformung	5
1.2	Aufbau elektromagnetischer Umformanlagen	7
1.2.1	Energiespeicher	8
1.2.2	Werkzeug	11
1.2.3	Werkstück	12
1.3	Methodik des Anlagenentwurfes	14
2	Analytische Herleitung der elektromagnetischen Kraft	16
2.1	Das magnetische Feld der Werkzeugspule	16
2.2	Wirbelstrominduktion in das Werkstück	21
2.3	Elektromagnetische Kraftwirkung	29
3	Entwurfsstrategie für Werkzeug und Energiespeicher	33
3.1	Definition der Zielparameter	33
3.2	Inverse Auslegung der Werkzeugspule	35
3.3	Netzwerktheoretische Beschreibung des Umformprozesses	37
3.3.1	Festlegung der Ersatzschaltbildstruktur	37
3.3.2	Berechnung von Werkzeug- und Werkstückstrom	39
3.3.3	Modellierung der Kraftwirkung im Ersatzschaltbild	44
3.4	Identifikation der Netzwerkparameter	45
3.4.1	Darstellung der Werkzeugimpedanz	46
3.4.2	Berechnung der Gegeninduktivität	47
3.4.3	Modellierung der Werkstückparameter	48
3.5	Wahl eines geeigneten Energiespeichers	50
3.6	Ermittlung des benötigten Spulenstromes	52

4	Wirkungsgrad der Energieübertragung	54
4.1	Messtechnische Wirkungsgradbestimmung	56
4.1.1	Realisierung einer Messeinrichtung	56
4.1.2	Zeit aufgelöste Leistungsmessung	58
4.1.3	Berechnung der Energieanteile	60
4.2	Energiebilanz im numerischen Modell	64
4.3	Berechnung im Netzwerkmodell	68
5	Anlagenentwurf im Beispiel	76
5.1	Definition der Zielvorgaben	76
5.2	Entwurf von Werkzeug und Energiespeicher	78
5.2.1	Bestimmung einer Werkzeugspulengeometrie	79
5.2.2	Aufstellen der Ersatzschaltbildparameter	81
5.2.3	Entwurf des Energiespeichers	83
5.2.4	Bereitstellung des Werkzeugstromes	89
5.3	Energiebilanz im Netzwerkmodell	93
6	Zusammenfassung	96
A	Netzwerkberechnung von Werkstück- und Werkzeugstrom	99
A.1	Lösung der DGL für den Werkzeugstrom	99
A.2	Lösung der DGL für den Werkstückstrom	101
B	Eigenschaften der Hankel-Transformation	103

Abbildungsverzeichnis

1.1	Prinzipanordnung der zur elektromagnetischen Umformung benötigten Komponenten	6
1.2	Schematischer Aufbau von Anlagen zur elektromagnetischen Umformung	8
1.3	Schematische Darstellung der zur Energiespeicherung in Frage kommenden Konzepte kapazitiver und induktiver Energiespeicherung	9
1.4	Unterschiedliche Werkzeugspulen, wie sie zur elektromagnetischen Umformung eingesetzt werden.	11
1.5	Spannungs-Dehnungsdiagramm	13
1.6	Schematische Darstellung der verfolgten Top-Down-Methodik	15
2.1	Stromführender Ringleiter und metallische Platte im Zylinderkoordinatensystem	17
2.2	Zusammenhänge der Randkurven-Umparametrisierung und die sich einstellende Stromdichteverteilung einer Windung der Flachumformspule aus Abb.1.4.a)	19
2.3	Prinzipübersicht der zur Herleitung der physikalischen Zusammenhänge zugrundegelegten Anordnung	21
2.4	Normierter Verlauf der induzierten Stromdichte im Inneren des Werkstücks (gestrichelt: FEM-simuliert, durchgezogen: analytisch nach Gl.(2.28))	26
2.5	Gewichtung der induzierten Oberflächenstromdichte als Funktion der bezogenen Werkstückdicke	28
2.6	Verlauf der induzierten Oberflächenstromdichte an der Blechunterseite für verschiedene Abstände zwischen Werkzeug und Werkstück ($\hat{i}=1$ kA, $f=10$ kHz, gestrichelt: FEM, durchgezogen: analytisch)	29

2.7	Der magnetische Druck p_z als Funktion der bezogenen Materialtiefe z/d für verschiedene Verhältnisse von Blech- zu Skineindringtiefe d/δ in normierter Darstellung	32
3.1	Strategie des Entwurfsprozess zum zielgerichteten Design	34
3.2	Abbildung der gewünschten Volumenkraftdichte auf die Geometrie der Werkzeugspule	37
3.3	Ersatzschaltbildstruktur einer elektromagnetischen Umformanlage	38
3.4	Reduktion des physikalisch begründeten Ersatzschaltbildes auf ein einmaschiges, mathematisch äquivalentes Modell.	39
3.5	Zeitlicher Verlauf des Werkzeugstromes über einer Periode für verschiedene Gütefaktoren des Schwingkreises. Die Darstellung ist auf den Maximalwert des ungedämpften Stromes normiert.	42
3.6	Zeitlicher Verlauf des Werkstückstromes, dessen Anstiegsbereich durch einen vom Werkstückparameter dominierten flüchtigen Anteil bedämpft wird. Die Darstellung ist auf den Maximalwert des ungedämpften Stromes normiert.	43
3.7	Normierter Zeitverlauf der Kraftersatzgröße $\mathcal{F}(t)$ in Abhängigkeit der Anlagengüte Q für eine angenommene Werkstückkonstante $\Gamma_2 = 1$	45
4.1	Schematische Darstellung der Energieübertragung während des elektromagnetischen Umformprozesses	54
4.2	Schematische Übersicht der verwendeten Messeinrichtung	56
4.3	Der ohmsch-kapazitive Spannungsteiler in seiner Messumgebung und das ihn beschreibende Ersatzschaltbild	57
4.4	Gemessene Verläufe von Strom $i(t)$ und Spannung $u(t)$ bei freier Umformung (AlMgSi0.5, $d=1,2$ mm, $W=556$ J)	58
4.5	Gemessene Augenblicksleistung $p(t)$ an den Klemmen der Spule bei freier Umformung eines Aluminiumbleches (AlMgSi0.5, $d=1,2$ mm, $W=556$ J)	60
4.6	Über der Zeit aufkumulierte Anteile der aus der Messung berechneten Energie während der Umformung eines Aluminiumbleches (AlMgSi0.5, $d=1,2$ mm, $W=556$ J)	61
4.7	Modell der Anordnung 'Werkzeug–Werkstück' mit Schnitt der zu betrachtenden Symmetrieebene (links), sowie die Darstellung der Simulation als Kreisprozess (rechts)	64

4.8	Über der Zeit kumulierte Anteile der aus der Simulation berechneten Energie während der Umformung eines Aluminiumbleches (AlMgSi0.5, $d=1,2$ mm, $W=556$ J)	65
4.9	Numerisch ermittelter Wirkungsgrad bei freier Umformung eines Bleches (AlMgSi0.5, 1,2mm) als Funktion unterschiedlicher Ladeenergien und Speicherkapazitäten	67
4.10	Analytisch bei einer Frequenz von $f = 6,666$ kHz berechnete Stromdichtevertelung innerhalb einer Windung	69
4.11	Zeitlicher Verlauf des im Ersatzschaltbild berechneten Werkzeugstromes $i_1(t)$ und des Werkstückstromes $i_2(t)$	72
4.12	Normierte Darstellung der im Netzwerkmodell verfügbaren Krafter-satzgröße F^* , wie sie sich äquivalent zur räumlich verteilt definierten Volumenkraftdichte ergibt.	73
4.13	Im Ersatzschaltbild mit Hilfe der analytisch berechneten Netzwerkparameter ermittelte Energiebilanz der Umformung	74
5.1	Vorgabe der Endgeometrie durch eine entsprechend gestaltete formgebende Kontur einer Beispielmatritze	77
5.2	Aus der Endgeometrie ermitteltes Druckprofil wie es sich aus einer Lageverschiebung der einzelnen Windungen ergibt im Vergleich zur Druckvorgabe (gestrichelt).	80
5.3	Induzierte Stromdichte innerhalb des Werkstücks wie sie der ausgelegten Werkzeugspulengeometrie entspricht	82
5.4	Prozentuale Veränderung der benötigten Speicherkapazität über einer relativen Werkstückparameteränderung.	85
5.5	Nomogramm der Abhängigkeiten zwischen den einzelnen Parametern für die im Beispiel entworfene Anlage	87
5.6	Die benötigte Amplitude des Werkzeugstromes als Funktion des geforderten Druckmaximums	90
5.7	Zeitliche Verläufe von Werkzeug- und Werkstückstrom für die entworfene Umformaufgabe	91
5.8	Zeitliche Entwicklung der Kraftäquivalenz F^* als konzentrierte Netzwerkgröße in normierter Darstellung	92
5.9	Die im Netzwerkmodell berechnete Aufnahme der entworfenen Werkzeugspule an elektrischer Augenblicksleistung	93

5.10 Aus der Netzwerkberechnung ermittelte Energiebilanz für das ent-
worfene Umformproblem 94

Tabellenverzeichnis

4.1	Aus den Stromdichteverteilungen berechnete Amplituden von Werkzeug- und Werkstückstrom	70
4.2	Aus den Stromdichteverteilungen berechnete Parameter des Netzwerkmodells	71
5.1	Lageverschiebung der einzelnen Spulenwindungen	80
5.2	Netzwerkparameter der entworfenen Werkzeugspule	81
5.3	Netzwerkparameter des Werkstücks (im Feld der neu entworfenen Werkzeugspule)	82
5.4	Parameterliste des Energiespeicherentwurfs	91
5.5	Liste der aus dem Entwurf resultierenden Werkstückparameter	92

Einleitung

Die Wirkungen des elektrischen Stromes in Form magnetischer Kräfte sind heutzutage alltäglich beobachtbare Erscheinungen in elektrischen Motoren, Generatoren, Magnetventilen und ähnlichen Geräten. Bereits 1907 beobachtete Northrup [1] die Formänderung flüssiger Metalle bei Anwesenheit eines elektrischen Stromflusses und sagte vorher, „dass weitere Überlegungen im Ingenieurbereich diesbezüglich Entwicklungen einmaliger und nützlicher Art hervorzubringen in der Lage seien“. Im Laufe der Zeit wurden magnetische Feldstärken beherrschbar, die es ermöglichten auch metallische Festkörper nennenswert zu verformen [2].

Die Umformung metallischer Werkstücke erlebt im Bereich der industriellen Fertigung eine stetig steigende Bedeutung hinsichtlich der wachsenden Nachfrage sowie ebenso höheren Qualitätsanforderungen an die herzustellenden Produkte [3]. Neben den klassischen Prozessen, bei denen zum Teil auch Wirkmedien zur Übertragung des Kraftschlusses zwischen Werkzeug und Werkstück eingesetzt werden, bietet sich zunehmend die Bereitstellung der nötigen Umformkraft durch das magnetische Feld an. So werden unter anderem Teile in den Bereichen des Automobilbaus oder der Luft- und Raumfahrttechnik unter Verwendung dieses Verfahrens gefertigt [4, 5].

Die Elektromagnetische Metallumformung (EMU) ist ein Hochgeschwindigkeitsumformverfahren, bei dem, durch einen transienten Impulsstrom hervorgerufen, eine hohe Kraft auf ein elektrisch gut leitfähiges dünnwandiges Material einwirkt und als Folge dessen dieses berührungslos in seine neue Form gebracht wird [6]. Insbesondere im Bereich hochduktiler Werkstoffe wie z.B. Aluminium, welches zunehmend Stahl als Werkstoff im Leichtbaubereich substituiert, bietet sich dieses Hochgeschwindigkeitsverfahren an. Der grundlegende Unterschied zu allen weiteren Umformverfahren [7] liegt darin, dass die elektromagnetische Umformung statt des sonst vorherrschenden Oberflächendruckes die integrale Kraftwirkung als Volumenkraftdichte im Material verteilt. Als Fertigungsverfahren hat die Elektromagnetische Blechumformung (EMB) ihren Entwicklungsursprung in den USA und der früheren Sowjetunion [8, 9].

Seit den sechziger Jahren des 20. Jahrhunderts entstand eine Vielzahl von Veröffentlichungen, die sich mit der Beschreibung dieser sich in ihrer Entstehung befindlichen Technologie befassen [9, 10, 11]. Die ersten Arbeiten beschränken sich dabei überwiegend auf das Herausstellen von Anwendungsbeispielen, liefern aber bis dahin wenig Beiträge zum tiefergehenden Verständnis der elektromagnetischen und plastizitätstheoretischen Wirkmechanismen [12, 13, 14]. Spätere Arbeiten geben mehr Einblick in die umformtechnischen Grundlagen und zeigen bereits Versuche, die stattfindenden Prozesse einer analytischen Beschreibbarkeit zugänglich zu machen [15, 16, 17].

Die zentrale Herausforderung in der Berechnung besteht in der Bestimmung der sich räumlich in den beteiligten Komponenten ausbreitenden Stromdichteverteilungen [18, 19], die in magnetisch gekoppelter Wechselwirkung die erforderliche Kraft hervorrufen, sowie im Auffinden der auf mathematisch-physikalischer Modellierungsebene zu berücksichtigenden umformrelevanten Werkstoff- und Materialparameter [20].

Mit den im Laufe der Jahre generell verfügbar gewordenen und hinsichtlich ihrer Leistungsfähigkeit bis zum heutigen Tage stetig weiterentwickelten numerischen Methoden [21, 22] ist die rechnergestützte Auswertung der beteiligten elektromagnetischen und strukturmechanischen Gleichungen zwar in ihrer Grundstruktur ein meist iterativ begangenes approximierendes Verfahren, bringt aber die bis dahin nicht verfügbare Möglichkeit mit sich, den Umformvorgang mit einer sich kontinuierlich erhöhenden Genauigkeit simulatorisch berechnen zu können [23]. Diese Werkzeuge finden insbesondere im Zuge einer Optimierung geplanter Anlagenentwürfe ihre Verwendung, da auf diese Weise im Sinne eines virtuellen Prototypen, der zu erwartende Prozess mit verhältnismäßig geringem Aufwand in sehr guter Genauigkeit simulatorisch überprüft werden kann, ohne den zeitaufwändigen Weg der messtechnisch am realen Prototypen durchzuführenden Verifikation gehen zu müssen.

Die Auslegung von in allgemeiner Form als elektro-mechanische Energiewandler zu beschreibenden Anlagen kann auf unterschiedlichen Bedürfnissen aufgebaut und von verschiedenen Aufgabenstellungen und Erwartungen getrieben sein. Ein geeignetes Verfahren zum Entwurf derartiger Systeme nimmt demnach möglichst präzise die zu spezifizierenden Forderungen auf, um auf inversem Wege die in der Gesamtstruktur eventuell zu identifizierenden Untersysteme entsprechend quantitativ beschreiben zu können [24]. Dafür ist der Übergang von einer eher abstrakten Sys-

tem sieht auf eine möglichst konkrete Modellierungsebene erforderlich, wie sie in der Elektrotechnik oft durch die Form elektrischer Ersatzschaltbilder verwirklicht wird. Deren Vorteil liegt aufgrund einer rein klemmenbasierten Beschreibungsform darin, dass einzelne modular durch ihr Ein-/Ausgangsverhalten beschreibbaren Komponenten systematisch im Hinblick auf die gestellten Anforderungen ausgelegt werden können. Als notwendige Voraussetzung geht diesem Schritt ersichtlicherweise die Festlegung einer mathematisch-physikalisch plausiblen Struktur voran [25], allerdings sei hier darauf hingewiesen, dass je nach Forderung unterschiedliche Strukturen zur Darstellung vorstellbar sein können.

Die im Werkstückmaterial zu erzielende Kraftwirkung ist von vielen unterschiedlichen Parametern abhängig; eine rechnergestützte numerische Auslegung elektromagnetischer Umformanlagen ist demnach nur auf dem Wege einer analytisch geprägten *Bottom-Up*-Methodik durchführbar, bei der der Einfluss einzelner Parametervariationen hinsichtlich ihrer Verbesserung oder Verschlechterung bewertet werden, bis ein den Eingangserwartungen entsprechendes zufriedenstellendes Ergebnis erreicht ist. Dieser Vorgang kann sich, abhängig von dem gewünschten Grad der zu erreichenden Optimierung, ersichtlicherweise als sehr zeitintensiv herausstellen [24]; zudem ist anfangs unbestimmt, ob generell und in welchem Ausmaße mit einer Verbesserung zu rechnen ist, so dass das Aufwand-Nutzen-Verhältnis zunächst nicht absehbar ist.

Eine andere Herangehensweise bietet der *Top-Down-Entwurfsprozess*, bei dem als Eingangsgröße das zu erzielende Ergebnis dient, und sich die Frage nach den dafür ursächlichen Parametern stellt. Sind die Zusammenhänge zwischen diesen unterschiedlichen Ebenen in geschlossener Form bekannt, so sollte es möglich sein, die freien Parameter in exakter Weise festlegen und bestimmen zu können [26]. Das Resultat stellt somit immer das optimal erreichbare Ergebnis dar, das sich mitunter in mehreren mathematisch parallel gleichberechtigten Lösungen widerspiegelt, die jedoch nicht zwingend eine technische Realisierbarkeit mit sich bringen müssen. Im Gegensatz zur *Bottom-Up*-Methodik muss beim *Top-Down*-Entwurf in der Regel zwar mit einer längeren Entwicklungszeit gerechnet werden, verleiht dem Anwender aber die Gewissheit, auf ein globales Optimum hinzuarbeiten.

Beide Methoden finden in unterschiedlichen Problemstellungen ihre Berechtigung; die vorliegende Arbeit beschreitet den zielgerichteten Weg eines Entwurfes und richtet sich vom Grundgedanken an einer synthesesch orientierten *Top-Down*-Vorgehensweise aus.

Kapitel 1

Grundlegende Wirkungsweise der Elektromagnetischen Umformung

1.1 Wirkprinzip der Magnetumformung

In ihrer am weitesten verbreiteten Form verwenden bestehende Umformanlagen elektrische Energiespeicher, die sich innerhalb weniger zehn bis hundert Mikrosekunden auf eine als Werkzeug verwendete Umformspule entladen. Der dabei fließende transiente Impulsstrom erzeugt im Umfeld der Werkzeugspule ein starkes Magnetfeld, dessen zeitliche Änderungen in dem metallischen gut leitfähigem Werkstück Wirbelströme induzieren. Mit steigender elektrischer Leitfähigkeit des Materials wirkt das Werkstück zunehmend abschirmend, sodass sich das magnetische Feld in dem Bereich zwischen Werkzeug und Werkstück konzentriert. Die Werkstückstromdichte tritt in Wechselwirkung mit der von der Werkzeugspule erzeugten magnetischen Flussdichte und äußert sich als resultierende Volumenkraft, die letztendlich zur Verformung des Werkstückes führen soll. Mit einsetzender Bewegung absorbiert das Werkstück mechanische Energie, die anfangs in elektrischer Form im Energiespeicher vorliegt und dann gewandelt über das magnetische Feld dem Werkstück zugeführt wird. Um entsprechend viel dieser Energie übertragen zu können, werden möglichst kurze Entladeströme mit Pulsdauern einiger hundert Mikrosekunden angestrebt.

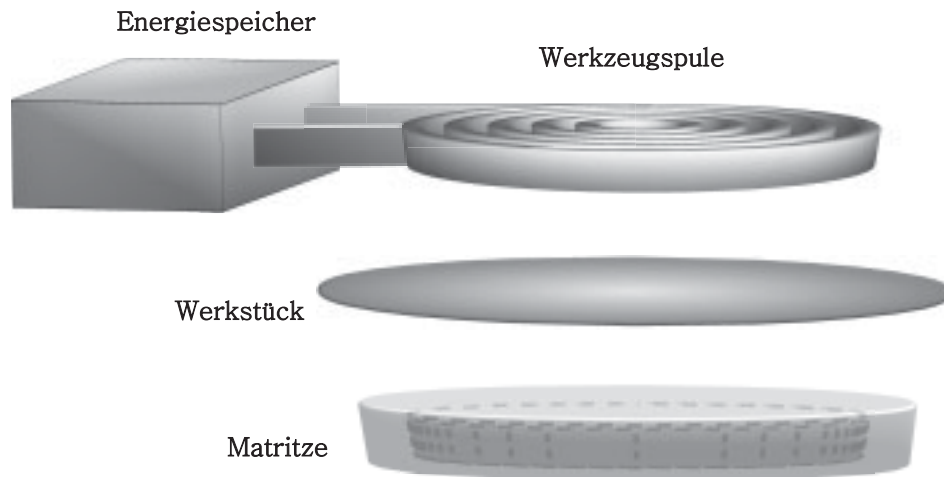


Abbildung 1.1: Prinzipanordnung der zur elektromagnetischen Umformung benötigten Komponenten

Eine Formgebung kann entweder wie in Abbildung 1.1 angedeutet für den Fall freier Umformung alleine durch die partielle Beschleunigung des Werkstückmaterials oder formgebunden durch die Konturvorgabe einer Matritze erfolgen, die durch den Aufprall des Werkstücks einen Teil der mechanischen Energie ungenutzt aufnimmt. Diese Art der Umformung findet trotzdem überwiegende Verwendung, da spezielle Werkstückgeometrien, wie sie oft gefordert werden, nur auf diese Weise erreicht werden können.

Neben der in obiger Abbildung 1.1 dargestellten Anordnung zur Flachumformung dünner Bleche wird das Verfahren der elektromagnetischen Kraftwirkung auch zur Expansion oder Kompression rohrförmiger Werkstücke eingesetzt. Bei derartigen Anwendungen steht die Herstellung formschlüssiger Verbindungen von rohrförmigen Halbzeugen im Vordergrund, so dass hier der Fügepartner bereits als formgebende Matritze Teil des herzustellenden Produktes ist. Abseits der reinen Umformvorhaben wird bei deutlicher Erhöhung der elektromagnetischen Kraftwirkung über den Bereich der plastischen Verformung hinaus mit einem Abscheren des Materials der Bereich des elektromagnetischen Stanzens erreicht.

Zur konzentrierten Bündelung der magnetischen Feldstärke in den zur Umformung interessierenden Werkstückbereichen kommen teilweise auch sogenannte Feldformer [3] als elektrisch leitfähige Massivkörper zwischen Werkzeug und Werkstück zum Einsatz, die zwar zur lokalen Erhöhung der Feldstärke gut geeignet sind, jedoch wegen der induzierten Wirbelstromdichte große Verluste in Form thermischer Aufheizung verursachen.

Die Umformung von Materialien mit geringerer elektrischer Leitfähigkeit wird prinzipiell durch die Verwendung geeigneter, entsprechend gut leitfähiger Treiberschichten möglich [27]; auch hier nehmen diese Schichten allerdings einen nennenswerten Betrag der zur Verfügung stehenden Energie als auftretende Wirbelstromverluste oder auch an geleisteter Umformarbeit auf.

Eine nähere detaillierte Betrachtung des inneren Aufbaus typischer Umformanlagen ermöglicht im folgenden Abschnitt ein besseres Verständnis der einzelnen am Prozess beteiligten Komponenten und ihres Zusammenspiels.

1.2 Aufbau elektromagnetischer Umformanlagen

Anlagen zur elektromagnetischen Metallumformung unterscheiden sich in ihrem prinzipiellen Aufbau allein nennenswert in der Wahl der verwendeten Werkzeugspule. So lässt sich für Aufbauten, ob sie zur Expansion, Kompression oder Flachumformung von Werkstücken eingesetzt werden, ein allgemeingültiger Zusammenhang der einzelnen Komponenten angeben, wie er schematisch in Abbildung 1.2 dargestellt ist. Prinzipiell sind darin die drei Blöcke *Energiespeicher*, *Werkzeug* und das *Werkstück* erkennbar. Die darin angedeuteten unterschiedlichen Kombinationsmöglichkeiten haben immer gemeinsam, dass die Richtung der zur Umformung benötigten Wirkenergie stets die Kette der Energiewandlung von initial gespeicherter Ladeenergie über die induktiv vom Werkzeug ins Werkstück übertragene Energie und als dort wirksame Umformarbeit durchläuft. Die verschiedenen Konzepte des oben skizzierten Aufbaus beeinflussen die Modellierung der betreffenden Anlage auf unterschiedliche Art und Weise bezüglich des Entladeverhaltens, der zu erzielenden Wirkung und der erreichbaren Effizienz des Umformprozesses. Unterteilt in drei modular voneinander separierbare Teile werden die üblicherweise verwendeten Komponenten *Energiespeicher*, *Werkzeug* und *Werkstück* in den folgenden Abschnitten vorgestellt.

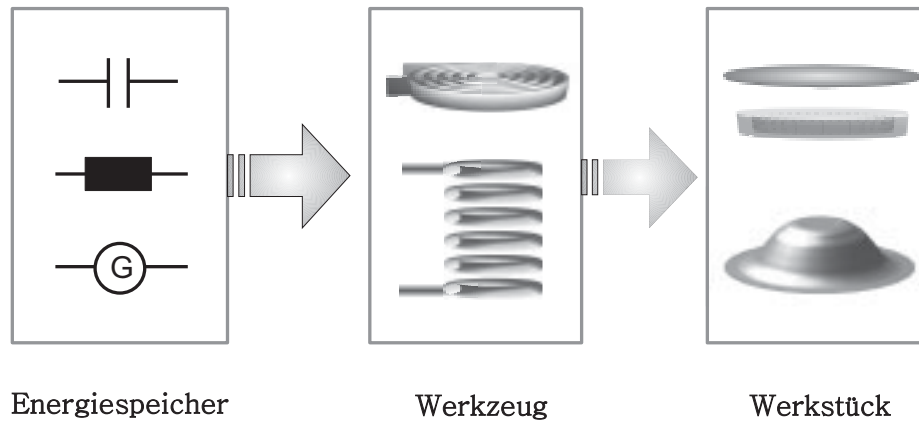


Abbildung 1.2: Schematischer Aufbau von Anlagen zur elektromagnetischen Umformung

1.2.1 Energiespeicher

Als Energiespeicher kommen prinzipiell verschiedene Konzepte in Frage. Die Forderung nach einer ausreichend geeigneten Umformkraft besteht primär in der Bereitstellung des dazu notwendigen Werkzeugspulenstromes.

Das bei den kommerziell verfügbaren Umformanlagen verwendete Konzept der Energiespeicherung baut üblicherweise auf kapazitiven Energiespeichern auf. Diese besitzen den großen Vorteil einer hohen Verfügbarkeit sowie einer im allgemeinen guten Handhabbarkeit. Solche Stoßkondensatoren mit Energiedichten im Bereich von 50 bis 100 MJ/m³ sind in der Lage sehr hohe gepulste Ströme abzugeben; im Innern solcher Kondensatoren treten jedoch enorme Stromkräfte auf, die mechanisch an den Wickellagen angreifen und die Lebensdauer dieser Bauteile stark verringern. Oftmals werden einzelne Kondensatoren parallel zusammengeschaltet, um die Gesamtkapazität und damit bei gegebener maximaler Ladespannung den Energieinhalt der Kondensatorbatterie zu erhöhen.

Zur Aufladung derartiger Energiespeicher kommen verschiedene Ladekreiskonzepte in Frage, die sich hinsichtlich ihrer Effizienz stark voneinander unterscheiden. Im Unterschied zur Aufladung der Speicherkapazität über eine Ein- oder Zweiweg-Gleichrichterschaltung aus einem Wechselstromnetz können z. B. bei Verwendung ei-

ner konstanten Gleichspannungsquelle Aufladeverluste von 50 % auftreten. Ein schematischer Aufbau eines kapazitiven Energiespeicherkreises ist in Abbildung 1.3 a) in Form eines elektrischen Ersatzschaltbildes gezeigt.

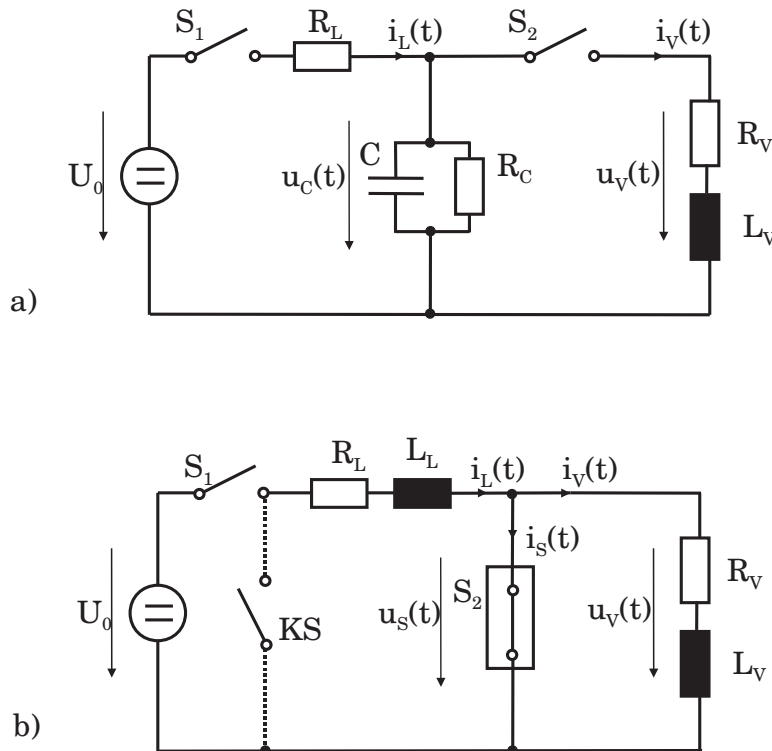


Abbildung 1.3: Schematische Darstellung der zur Energiespeicherung in Frage kommenden Konzepte kapazitiver und induktiver Energiespeicherung

Nachdem der kapazitive Speicher C über den Schalter S_1 und den Ladewiderstand R_L auf die gewünschte Spannung aufgeladen wurde, kann durch Schließen des Schalters S_2 über den ohmsch-induktiven Verbraucher R_V, L_V der Entladevorgang eingeleitet werden. Die hohe Güte von Kondensatoren gestattet die Verwendung von verhältnismäßig simplen Schaltertechnologien, da über den parasitären Widerstand R_C der Selbstentladungsvorgang der einmal während des Aufladevorganges in die Kondensatoren transferierten Ladeenergie eine sehr große Zeitkonstante besitzt. Hierzu eignen sich schnelle und möglichst verlustarme, robuste Schalter wie z.B. Funkenstrecken oder Ignitrons [28], aber auch zunehmend aus dem Bereich der Leistungshalbleitertechnologie bereitgestellte Schaltermodule, deren Einsatz allerdings

wegen der begrenzten Stromtragfähigkeit und einer geringeren Sperrspannungsfestigkeit nur in kaskadierter Bauweise sinnvoll ist. Die Herausforderung besteht hier wie auch in anderen Fällen paralleler Entladezweige in der einzuhaltenden Synchronizität der Schaltvorgänge.

Neben dem klassischen Konzept der kapazitiven Energiespeicherung kommen prinzipiell auch die induktiven Energiespeicher in Betracht (Abbildung 1.3 b)). Diese zeichnen sich gegenüber den erstgenannten durch eine sehr viel geringere Güte aus; die durch den Strom im magnetischen Feld gespeicherte Energie ist flüchtig und kann ohne weitere Leistung der Ladequelle nicht gehalten werden. Um die Entladung des Energiespeichers auf die Last einzuleiten, bedarf es deutlich mehr Aufwand bezüglich der durchzuführenden Schalthandlungen: über den Schalter S_1 wird die Speicherinduktivität L_L mit der Ladequelle verbunden, so dass sich bei linearer Induktivität ein exponentiell ansteigender Ladestrom einstellt. Nach abgeschlossenem Ladevorgang wird die Ladequelle durch Öffnen des Schalters von der Speicherinduktivität getrennt. Die Trägheit der Induktivität treibt den Strom jedoch weiter; ihm muss ein neuer Pfad angeboten werden, auf den er übergehen kann. Dies übernimmt der Kurzschlusszweig KS , der in der Praxis als Diode ausgeführt sein kann, in Verbindung mit dem Kommutierungsschalter S_2 , welcher den Übergang des Laststromes in den Verbraucher einleitet. Die Schwierigkeit besteht darin, die nötige Synchronizität einzuhalten, um die beim Ladestromabrisß auftretende hohe Kommutierungsspannung zu begrenzen [29]. Aus diesem Grund ist der Einsatz induktiver Speicher nicht weit verbreitet.

Der Vorteil induktiver Energiespeicherkonzepte besteht zum einen in einer höheren Energiedichte, die um bis zu einem Faktor von 100 über der von kapazitiven Energiespeichern liegt [30]. Zum anderen ist die Beeinflussung der Last auf den zeitlichen Verlauf des Entladestromes nur gering vorhanden, solange die Induktivität des Speichers als sehr viel größer gegenüber der Last angenommen werden kann. Nachteilig sind hingegen der bislang nur in Ausnahmefällen sich in vernünftigem Verhältnis zum Nutzen befindende Aufwand der Stromkommutierung und die weitaus größeren Verluste während der Aufladung des Energiespeichers.

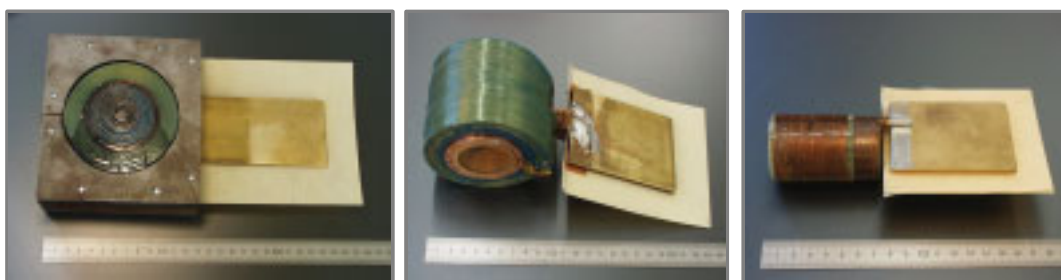
Denkbar sind auch Energiespeicherkonzepte, die die kinetische Energie großer rotierender Massen über das Wirkprinzip eines Generators in elektrische Energie gewandelt der Werkzeugspule zuführen, indem zur Einleitung der Umformung diese dem leerlaufenden Generator als Last zugeschaltet wird.

Aus Gründen der Handhabbarkeit und nicht zuletzt unter wirtschaftlichen Gesichtspunkten betrachtet, haben sich in der überwiegenden Anzahl der Anwendungsfälle kapazitive Energiespeicherkonzepte durchgesetzt.

1.2.2 Werkzeug

Der Umformspule kommt die wesentliche Aufgabe zu, die anfangs in meist elektrischer Form gespeicherte Energie zur anteiligen Übertragung ins Werkstück in magnetische Feldenergie zu wandeln und über diese die Kopplung zum Werkstück zu erreichen. Die am Werkstück angreifende Kraft wirkt reaktiv gleichermaßen auf das Werkzeug, jedoch in umgekehrter Richtung. Konstruktiv sind deshalb derartige Werkzeugspulen so zu gestalten, dass sie der auftretenden mechanischen, elektrischen und thermischen Belastung standhalten können. Insbesondere die repetitiv im Taktbetrieb eingesetzten Werkzeugspulen erleiden wegen der enormen Erwärmung im Bereich des sich zwischen den Windungen befindlichen Isolationsmaterials einen Zusammenbruch der dortigen elektrischen Festigkeit und damit eine Zerstörung des Werkzeugs.

Für die unterschiedlichen Umformaufgaben werden auch unterschiedliche Umformwerkzeuge verwendet. So kommen der Anwendung entsprechend Kompressions-, bzw. Expansionsspulen für den Rohrumformfall und spiralförmige Flachumformspulen im Bereich der elektromagnetischen Blechumformung zum Einsatz. Die folgende Abbildung 1.4 zeigt Beispiele solch am Institut für Umformtechnik und Leichtbau der TU Dortmund verwendeter Umformwerkzeuge.



a) Flachumformspule

b) Kompressionsspule

c) Expansionsspule

Abbildung 1.4: Unterschiedliche Werkzeugspulen, wie sie zur elektromagnetischen Umformung eingesetzt werden.

Derartige Spulen bestehen meist aus einem Kupferleiter rechteckigen Querschnittes, der entweder mehrlagig als flache Spiralspule oder einlagig als Längsspule aufgewickelt ist. Werkzeugspulen aus dem Bereich der elektromagnetischen Umformung werden generell nicht als Luftspulen ausgeführt; das zwischen den einzelnen Windungen liegende Material muss in der Lage sein, der auftretenden Windungsspannung standzuhalten und insbesondere während des Umformvorganges die hohen mechanischen Kräfte aufzunehmen. Üblicherweise werden die Spulenwicklungen mit Epoxidharz vergossen, welchem mitunter spezielle Füllstoffe zur Verbesserung des mechanischen bzw. des elektrischen Verhaltens beigemischt werden. Flachspulen erfahren durch die gegenseitige Wirkung der einzelnen Spulenwindungen untereinander enorme radiale Expansionskräfte, die zu einer Zerstörung des Spulenkörpers führen können. Um dies zu verhindern werden vor dem Verguß Armierungen aus Glasfaserbändern um die Wicklungen gespannt.

Fertigungstechnisch werden die Spulenkörper entweder aus einer Vollmetallscheibe ausgeschnitten oder als Flachleiter mit geeigneter Glasfaserbandarmierung aufgewickelt. Als Spulenmaterial kann gerade für den Fall einer im Taktbetrieb einzusetzenden Werkzeugspule auch rohrförmiges Kupfer eingesetzt werden, so dass durch das Innere der Windungen ein Kühlmedium geleitet werden kann. Derartige Spulen können allerdings nicht den gleichen maximalen elektromagnetischen Kräften ausgesetzt werden, wie dies bei Vollmetallspulen der Fall wäre.

1.2.3 Werkstück

Um ein Material elektromagnetisch umformen zu können, sollte dieses durch geeignete Materialparameter hinsichtlich einer guten elektrischen Leitfähigkeit sowie aus mechanischer Sicht einer hohen Duktilität beschreibbar sein. Die Vereinigung solcher Eigenschaften weisen Materialien wie z. B. Aluminium oder Kupfer auf. Prinzipbedingt treten während der elektromagnetischen Umformung im Werkstück mechanische Spannungen auf, die letztendlich zur Verformung führen sollen. Die wechselseitig wirksamen Kräfte, die durch die Induktion der Wirbelstromdichte abhängig von den elektrischen und geometrischen Parametern des Werkstücks sind, greifen als Kraftdichte in jedem Volumenelement unterschiedlich stark an. Die Fließgrenze des umzuformenden Materials kennzeichnet den Punkt der mechanischen Spannungsbeanspruchung, ab dem es zu einer Verformung des Werkstücks kommt, die auch bei Verschwinden der ursächlichen Kräfte erhalten bleibt. In der Plastizitätstheorie [7]

werden üblicherweise diese Zusammenhänge in *Spannungs-Dehnungs-Diagrammen* dargestellt, in denen wie in Abbildung 1.5 ersichtlich ist, am Ende des plastischen Bereiches die maximale Dehnungsbeanspruchung gekennzeichnet ist, deren Überschreitung zu einem Zerreißen des Materials führt. Der charakteristische Verlauf dieses Spannungs-Dehnungs-Zusammenhanges beginnt mit einem linear-elastischen Bereich, in dem die stattfindenden Verformungen reversibel sind und somit nicht zu einer bleibenden Formänderung führen. Der sich daran anschließende nichtlinear-elastische Bereich kennzeichnet eine immer noch reversible Verformung, weist aber keine Proportionalität zwischen Spannung und Dehnung auf. Der plastische Bereich beginnt mit Überschreiten der Streckgrenze, was zu bleibenden Deformationen des Werkstücks führt; bei Erreichen des Spannungsmaximums steigert sich die Verformung bis zum endgültigen Bruchversagen des Materials.

Der diesbezügliche Spannungs-Dehnungs-Zusammenhang ist vorgegeben durch die umformmechanischen Materialparameter des Werkstücks, deren Verhalten, beeinflusst durch z. B. elektromechanische Effekte, im hochdynamischen Bereich hingegen noch nicht vollends geklärt ist. In den für diese Arbeit relevanten Betrachtungen wird stets ein isotropes und inkompressibles Material vorausgesetzt, was zu jedem Zeitpunkt des Umformprozesses der Forderung nach einem konstant bleibendem Werkstückvolumen entspricht.

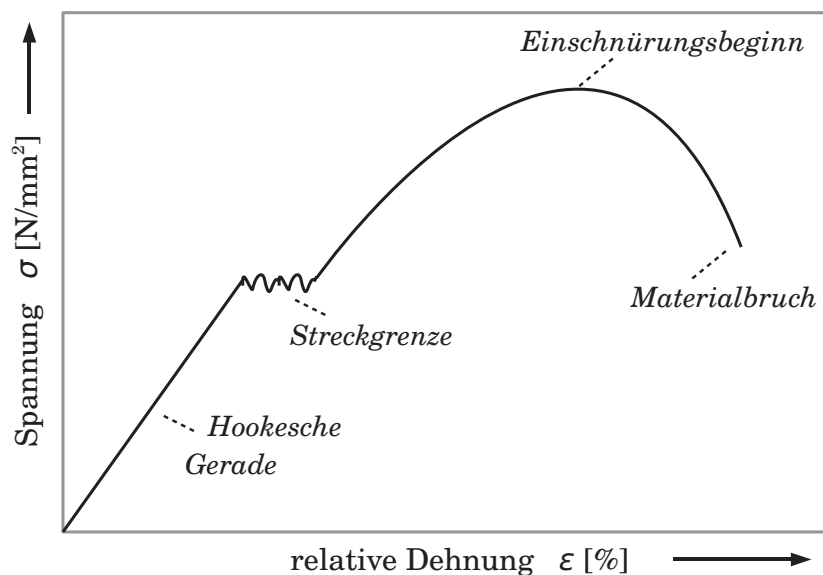


Abbildung 1.5: Spannungs-Dehnungsdiagramm

Die Effizienz des elektromagnetischen Umformprozesses wird massgeblich durch die spezifische Leitfähigkeit des Werkstücks beeinflusst; Materialien mit geringerer spezifischer Leitfähigkeit benötigen wegen der weitaus geringeren induzierten Stromdichte zusätzlich aufgebrauchte *Treiberfolien* aus gut leitfähigem Material, die den dort generierten elektromagnetischen Druck entweder direkt oder über ein Wirkmedium an das Werkstück weitergeben. Solche Treiberschichten sind nach [27, 31] nur in begrenztem Maße sinnvoll, da das Abklingen der Stromdichte in dünnwandigen Werkstücken deutlich flacher ausfällt und somit eine nennenswerte Dicke des einzusetzenden Materials benötigt wird, die jedoch prinzipbedingt wiederum einen großen Teil der Umformarbeit aufzehren würde. Die induzierte Stromdichte ruft aufgrund der endlichen Leitfähigkeit des Werkstücks Joulesche Verluste hervor, die sich in dessen Erwärmung bemerkbar machen und folglich die zur Umformung zur Verfügung stehende Energie verringern.

1.3 Methodik des Anlagenentwurfes

Vor dem Hintergrund der anfangs geschilderten Grundlagen ist eine elektromagnetische Umformung das Ergebnis der Wechselwirkung zwischen Energiespeicher und Last, die aus Werkzeug und Werkstück gebildet wird. Besteht der Wunsch nach einem energetisch definierten Umformergebnis, müssen aus elektrotechnischer Sicht die Eigenschaften von Quelle und Last auf dieses Ziel hin ausgerichtet werden.

Im Falle der Absicht, ein bestehendes System verbessern zu wollen, bietet sich im Sinne eines Optimierungsverfahrens die analytisch orientierte *Bottom-Up*-Methodik an. Einzelne separierbare Teilsysteme werden hier iterativ verbessert, bis ein zufriedenstellender Optimierungsgrad erreicht ist. Im Gegensatz dazu arbeitet die *Top-Down*-Methodik nach dem Prinzip, auf inversem Wege die optimale Lösung der gestellten Aufgabe unter Einbeziehung einer vorab definierten Zielvorgabe zu erarbeiten. Ausgehend von der obersten Hierarchieebene der geforderten Kraftvorgabe zeigt Abbildung 1.6 den an einer *Top-Down*-Methodik orientierten zu beschreitenden Weg, über das Design der Werkzeugspule zu einer Auslegung des Energiespeichers zu gelangen.

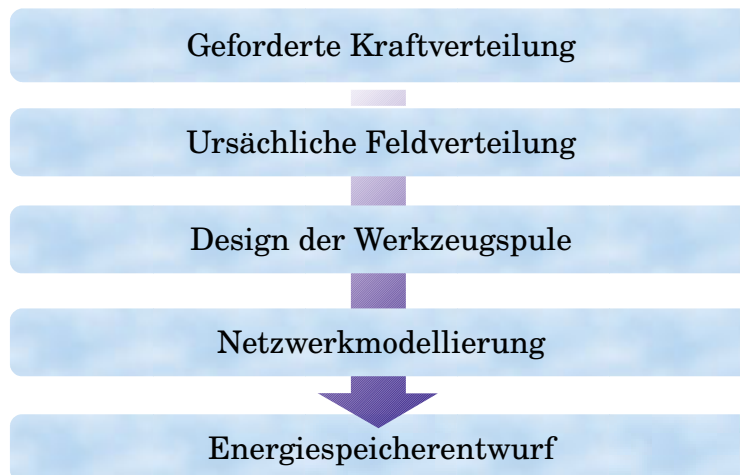


Abbildung 1.6: Schematische Darstellung der verfolgten Top-Down-Methodik

Aus elektrotechnischer Sicht bedingt dieses Vorgehen den Einsatz sowohl feldtheoretischer als auch netzwerktheoretischer Handwerkzeuge. Über die Feldtheorie muss auf diesem Wege, zielgerichtet auf eingangs zu stellende Vorgaben, eine im Netzwerkmodell verwendbare Beschreibung abgeleitet werden, deren Belastbarkeit darüberhinaus durch messtechnische Aussagen zu belegen ist. Ersichtlicherweise ist zur netzwerktheoretischen Betrachtung wegen der zu erwartenden großen Anzahl freier Parameter zunächst eine sinnvolle und physikalisch begründete Einschränkung des Parameterraumes zu vollziehen, um darauf basierend zu einer mathematisch formulierbaren Beschreibung als Entwurfswerkzeug möglicher Anlagen zu gelangen.

Die basierend auf der Vorgabe zu bestimmende Feldverteilung bedingt für ihre Erzeugung eine oder mehrere Lösungen für die Spulengeometrie und die Klemmengrößen Strom und Spannung an der Werkzeugspule.

Kapitel 2

Analytische Herleitung der elektromagnetischen Kraft

Der angestrebte Prozess der Umformung wird durch die Entladung des Energiespeichers in Form eines transienten Impulsstromes eingeleitet. In den folgenden Abschnitten wird näher beleuchtet, wie die einzelnen physikalischen Beziehungen in Zusammenhang stehen sowie eine formelmäßige Beschreibung derer gegeben. An dieser Stelle sei darauf hingewiesen, dass aufgrund der nur schwer zu überschauenden Vielzahl an freien Parametern und sich ergebender Abhängigkeiten zwingend eine Beschränkung des Parameterraumes und insbesondere an geeigneten Stellen mathematisch-physikalische Vereinfachungen getroffen werden müssen; nur auf diese Weise ist es möglich, eine analytische Betrachtungsweise ausreichend lange fortführen zu können, so dass ein auch invers beschreitbarer Weg gefunden werden kann, um eine darauf aufbauende Entwurfsstrategie im nächsten Kapitel entwickeln zu können.

2.1 Das magnetische Feld der Werkzeugspule

Die Windungen der Werkzeugspule werden in allen folgenden Betrachtungen als rotationssymmetrisch angenommen. Zur Veranschaulichung der geometrischen Zusammenhänge stellt Abbildung 2.1 einen stromdurchflossenen Kreisring unterhalb einer metallischen Scheibe dar, der in seiner Ausdehnung innerhalb eines rotationssymmetrischen Zylinderkoordinatensystems darstellbar sei.

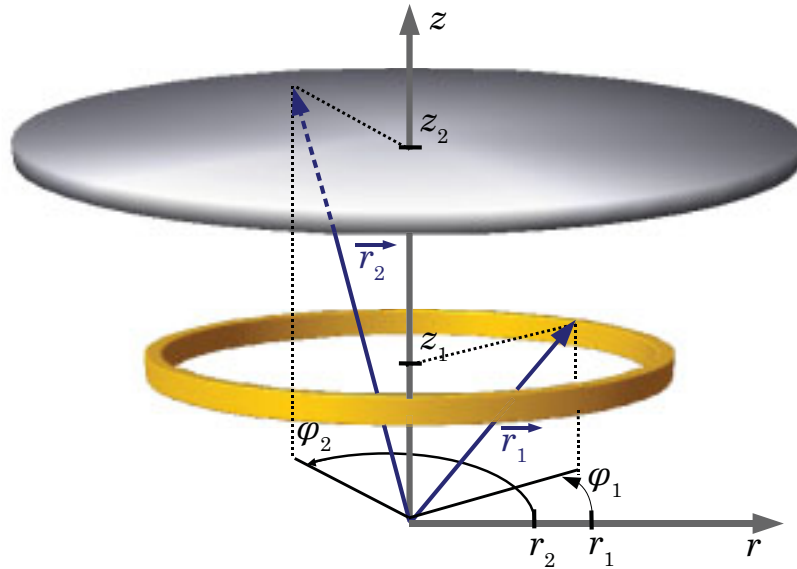


Abbildung 2.1: Stromführender Ringleiter und metallische Platte im Zylinderkoordinatensystem

Die sich im Inneren des Kreisringes ausbreitende Stromdichte weist aufgrund der Rotationssymmetrie nur eine azimuthal gerichtete Komponente auf:

$$\vec{J} = J_\varphi(r, \varphi, z) \cdot \vec{e}_\varphi \quad (2.1)$$

Für den stark vereinfachten Fall der Annahme eines fadenförmigen Leiters finden sich in der Literatur exakte Lösungen für das in seinem Umfeld verursachte magnetische Feld [32]. Für die Windungen der Werkzeugspule ist eine Vernachlässigung ihrer endlichen Querschnittsfläche hingegen allenfalls in sehr großer Entfernung im Sinne einer Fernfeldnäherung akzeptabel. Die Spulenwindungen weisen im Gegensatz zum fadenförmigen Leiter einen realen Windungsquerschnitt auf, in dem sich die Stromdichte inhomogen verteilt und als Folge des Skin-Effektes vermehrt in dessen Randbereiche verdrängt wird. Für Leiteranordnungen mit kreisrundem Querschnitt (Außenradius ϱ_0) existieren exakte Lösungen für die sich über dem Radius ϱ einstellende frequenz- und materialabhängige Stromdichteverteilung bei Erregung durch den Strom I [33].

$$J(\varrho) = \frac{Ik}{2\pi\varrho_0} \frac{\mathcal{J}_0(k\varrho)}{\mathcal{J}_1(k\varrho_0)} \quad (2.2)$$

mit der *Wirbelstromkonstante* $k = \sqrt{-j\omega\kappa\mu}$ sowie den *Besselfunktionen nullter und erster Ordnung* $\mathcal{J}_0, \mathcal{J}_1$.

Um eine gleichermaßen geeignete Darstellung für den praxisüblichen rechteckigen Querschnitt zu finden, wird die Randkurve des Rechtecks ϱ_0 entsprechend der folgenden Gleichung umparametrisiert.

$$\varrho_0(r, z) = \frac{b_W}{2} \cdot \left[\frac{\sqrt{2} + 1}{2} - \cos^2(2\alpha(r, z)) \cdot \frac{\sqrt{2} - 1}{2} \right] \quad (2.3)$$

$$\text{mit } \alpha(r, z) = \arccos\left(\frac{r}{\varrho}\right) = \arccos\left(\frac{r}{\sqrt{r^2 + z^2}}\right)$$

Die dabei verwendeten Bezeichnungen sind in Abbildung 2.2 a) grafisch erläutert. Die umparametrisierte Randkurve ϱ_0 wird nun ebenso wie der Radius ϱ in Gleichung (2.2) ersetzt und liefert so eine Bestimmungsgleichung für die Stromdichteverteilung im rechteckigen Querschnitt¹.

$$J(r, z) = \frac{Ik}{2\pi\varrho_0(r, z)} \cdot \frac{\mathcal{J}_0\left(k\sqrt{r^2 + z^2}\right)}{\mathcal{J}_1\left(k\varrho_0(r, z)\right)} \quad (2.4)$$

¹Unter der Voraussetzung, dass der Radius der Windung sehr viel größer als die Windungsbreite ist, wird der azimuthale Einfluss des Ringleiters auf die Stromdichteverteilung vernachlässigt

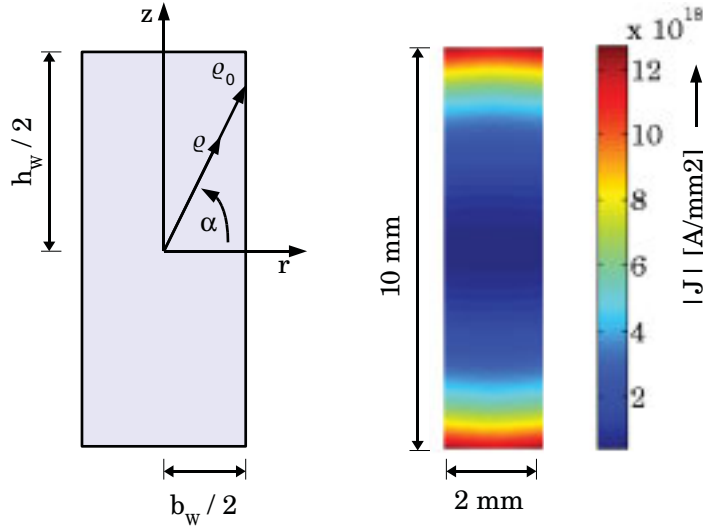


Abbildung 2.2: Zusammenhänge der Randkurven-Umparametrisierung und die sich einstellende Stromdichteverteilung einer Windung der Flachumformspule aus Abb.1.4.a)

Mit der so beschreibbaren Wirbelstromverteilung im Inneren der Spulenwindungen werden im nächste Schritt in generalisierter Form die sich zum Gesamtfeld überlagernden Anteile der einzelnen Windungen bestimmt. Als Folge des Stromflusses durch metallische Leiter bildet sich in deren Umgebung ein magnetisches Vektorpotential \vec{A} aus, welches ebenfalls nur eine Komponente in Umfangsrichtung aufweist. Zur Berechnung bietet sich in geeigneter Form die integrale Darstellung des Gesetzes von *Biot-Savart* [34] [32] an, mit dem das Potential in beliebigen Punkten (\vec{r}_i) bestimmt werden kann. Die Integration erstreckt sich dabei über alle Ortsvektoren des Raumes, an denen die Stromdichte von Null verschieden ist.

$$\vec{A}(\vec{r}_i) = A_\varphi(\vec{r}_i) = \frac{\mu_0}{4\pi} \iiint_{(V)} \frac{J_\varphi(\vec{r})}{|\vec{r} - \vec{r}_i|} dV(\vec{r}) \quad (2.5)$$

Die Aufintegration des reziproken Abstandes $|\vec{r} - \vec{r}_i|$ über den Winkel φ ist in geschlossener Form nicht möglich, sondern wird in analytischer Form über vollständige *Elliptische Integrale* erster und zweiter Art $K(\pi/2, k)$ und $E(\pi/2, k)$ ausgedrückt [35] [36]. Für einen aus dem Gebiet der Stromdichte (Abbildung 2.1) herausgegriffenen Stromfaden $dI_1(r_1, z_1) = J_1(r_1, z_1) dr_1 dz_1$ kann das im Punkt (r_2, z_2) verursachte Vektorpotential in folgender Form geschrieben werden [32]:

$$A_\varphi = \frac{\mu_0 dI_1}{2\pi r_2} \cdot \sqrt{(z_2 - z_1)^2 + (r_1 + r_2)^2} \cdot \left[\left(1 - \frac{k^2}{2}\right) K\left(\frac{\pi}{2}, k\right) - E\left(\frac{\pi}{2}, k\right) \right] \quad (2.6)$$

wobei

$$k = \sqrt{\frac{4r_1r_2}{(z_1 + z_2)^2 + (r_1 + r_2)^2}} \quad (2.7)$$

Dieses magnetische Potential besitzt keine direkte physikalische Deutbarkeit; es dient als mathematische Hilfsgröße, aus der, ähnlich dem elektrischen Potential, alle interessierenden Feldgrößen berechnet werden können. Elektromagnetisch formulierte Probleme gelten aus Sicht der Potentialtheorie insofern dann als gelöst, sobald das magnetische Vektorpotential bestimmt ist.

Das sich im umgebenden Raum der Werkzeugspule bei Abwesenheit des Werkstückes ausbildende erregende magnetische Feld entsteht durch Überlagerung der einzelnen Windungsanteile. Für eine jeweilige Windung kann bei Kenntnis ihrer Lage und Geometrie entsprechend der oben beschriebenen Stromdichteverteilung in Verbindung mit (2.5) das Vektorpotential bestimmt werden, welches dann im Folgenden Verwendung findet, um aus dessen Verwirbelungen über den mathematischen Weg der Rotationsbildung die magnetische Flussdichte \vec{B} abzuleiten.

$$\vec{B} = \nabla \times \vec{A} = \frac{1}{r} \begin{bmatrix} -r \cdot \partial/\partial z \vec{A}_\varphi \\ 0 \\ \partial/\partial r (r\vec{A}_\varphi) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B_r \\ 0 \\ B_z \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Der Vektor \vec{B} steht allseits senkrecht auf dem magnetischen Vektorpotential \vec{A} , so dass demnach nur die beiden Komponenten in r - und z -Richtung existieren. Die magnetische Feldstärke \vec{H} ist ihrerseits über die Materialeigenschaft der *Permeabilität* μ mit der magnetischen Flussdichte verknüpft, wobei μ_r der Permeabilitätszahl und μ_0 der magnetischen Feldkonstanten des Vakuums entsprechen.

$$\vec{H} = \frac{1}{\mu_0} \frac{1}{\mu_r} \vec{B} = \frac{1}{\mu_0} \frac{1}{\mu_r} \frac{1}{r} \begin{bmatrix} -r \cdot \partial/\partial z A_\varphi \\ 0 \\ \partial/\partial r (rA_\varphi) \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

2.2 Wirbelstrominduktion in das Werkstück

Eine in radialer Richtung unendlich ausgedehnte Platte der Dicke d befinde sich innerhalb eines zeitlich veränderlichen magnetischen Feldes, welches durch eine darunter liegende spiralförmige Spule erzeugt werde (vgl. Abbildung 2.3). Zur geometrischen Beschreibung kommen Zylinderkoordinaten zum Einsatz. Die dargestellte Anordnung unterteilt sich in drei Bereiche, von denen die ober- und unterhalb der Platte liegenden Bereiche ($z > d, z < 0$) eine verschwindende Leitfähigkeit $\kappa = 0$ und die Permeabilität des Vakuums $\mu = \mu_0$ aufweisen. Die Platte habe eine konstante Leitfähigkeit $\kappa \neq 0$ und Permeabilität μ im Bereich $0 < r < \infty$ und $0 < z < d$.

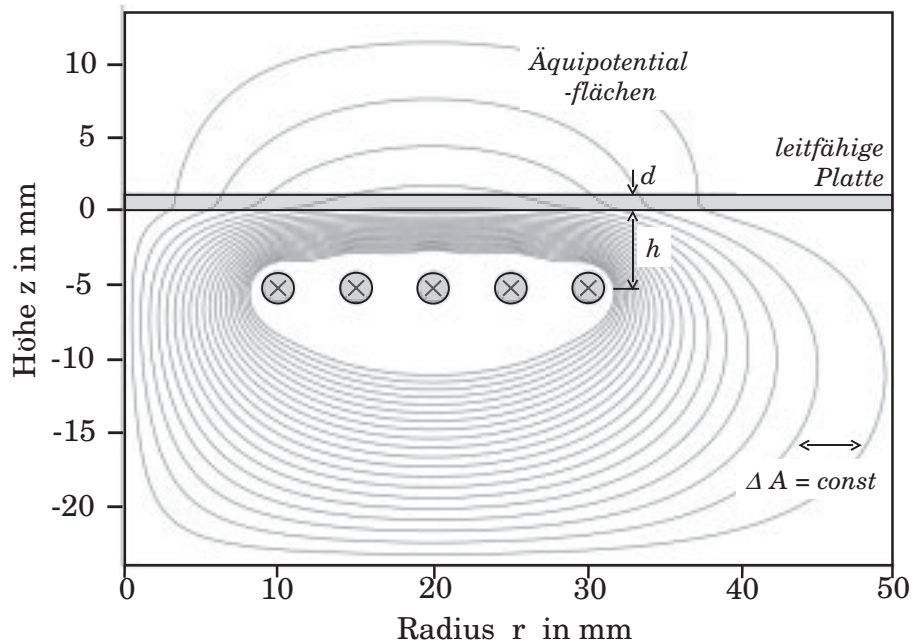


Abbildung 2.3: Prinzipübersicht der zur Herleitung der physikalischen Zusammenhänge zugrundegelegten Anordnung

Durch die zeitliche Änderung der erregenden magnetischen Flussdichte wird im Inneren der Platte eine Wirbelstromdichte induziert, die ein dem ursprünglichen Feld entgegengesetztes magnetisches Feld verursacht. Vom Standpunkt der Potentialtheorie her ist die Wirbelstromdichte über folgende Beziehung aus der zeitlichen Änderung des magnetischen Vektorpotentials bestimmbar [37].

$$\vec{J} = -\kappa \frac{d}{dt} \vec{A} \quad (2.10)$$

Bei dem als magnetisch dominiert angenommenem System ist die Verschiebungsstromdichte $d\vec{D}/dt$ gegenüber der Leitungsstromdichte vernachlässigbar. Diese Wirbelströme sind mit dem durch sie verursachten Magnetfeld über die zweite Maxwell'sche Gleichung verknüpft [38], wie sie sich in differentieller Form ergibt:

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} \quad (2.11)$$

Mit der auch als Induktionsgesetz bekannten ersten Maxwell'schen Gleichung

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{d}{dt} \vec{B} \quad (2.12)$$

ergibt sich unter Ausnutzung der Materialgleichung $\vec{J} = \kappa \vec{E}$ in Verbindung mit (2.8) und (2.10) eine Differentialgleichung für das Vektorpotential \vec{A} . Die zweifache Anwendung der Rotationsbildung reduziert sich dabei mit der Forderung nach Quellen- und Senkenfreiheit des magnetischen Flusses ($\nabla \cdot \vec{B} = 0$) auf den Laplaceoperator [39].

$$\nabla \times (\nabla \times \vec{A}) = -\kappa \mu \frac{d}{dt} \vec{A} = \Delta \vec{A} \quad (2.13)$$

Unter Berücksichtigung der vorliegenden Drehsymmetrie resultiert dies in einer zweidimensionalen, partiellen Differentialgleichung zweiter Ordnung, die nur noch die azimuthale Komponente berücksichtigt. Für die einzelnen Teilgebiete mit sich unterscheidenden Leitfähigkeiten ergeben sich in Abhängigkeit des Definitionsbereiches zwei verschiedene Gleichungstypen: innerhalb der leitfähigen Platte ($\kappa \neq 0$) kommt die *Skin-Gleichung* (2.14) zum tragen, in deren Außenbereichen ($\kappa = 0$) die *Laplace-Gleichung* (2.15). Die zeitliche Abhängigkeit des Vektorpotentials wird durch eine harmonische Erregung mit der Kreisfrequenz ω ersetzt.

$$0 < z < d : \quad \frac{\partial}{\partial r} \left[\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (r \underline{A}_\varphi) \right] + \frac{\partial^2}{\partial z^2} \underline{A}_\varphi = j\omega \kappa \mu \underline{A}_\varphi \quad (2.14)$$

$$z < 0, z > d : \quad \frac{\partial}{\partial r} \left[\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (r \underline{A}_\varphi) \right] + \frac{\partial^2}{\partial z^2} \underline{A}_\varphi = 0 \quad (2.15)$$

Im Sinne einer analytischen Lösung bilden die definierten partiellen Differentialgleichungen ein Anfangs- und Randwertproblem, für welches die zu erhaltenden Lösungen die folgenden Randbedingungen erfüllen müssen.

Anfangswert An der Werkstückunterseite weise das Vektorpotential den Wert \vec{A}_0 auf.

$$\underline{A}(r, 0) := \underline{A}_0(r) \quad (2.16)$$

$$\underline{J}(r, 0) := \underline{J}_0(r) \quad (2.17)$$

Stetigkeit der Tangentialkomponente Das magnetische Vektorpotential weist nur eine zur Werkstückoberfläche tangentiale Komponente auf. Deren Übergang von dem einen ins andere Material muss daher stetig sein.

$$\underline{A}(r, 0^-) \equiv \underline{A}(r, 0^+) \quad (2.18)$$

$$\underline{A}(r, d^-) \equiv \underline{A}(r, d^+) \quad (2.19)$$

Unstetigkeit des magnetischen Feldes Beim Durchgang durch eine Grenzfläche weist die magnetische Feldstärke einen unstetigen Übergang auf, der durch den Sprung der Permeabilitäten verursacht wird.

$$\frac{1}{\mu} \frac{\partial \underline{A}}{\partial z}(r, d^-) = \frac{1}{\mu_0} \frac{\partial \underline{A}}{\partial z}(r, d^+) \quad (2.20)$$

Konvergenz im Unendlichen Alle Feldgrößen, und damit ursächlich auch das magnetische Vektorpotential, müssen zur Wahrung der physikalischen Plausibilität im Unendlichen verschwinden.

$$\underline{A}(r, \infty) \equiv 0 \quad (2.21)$$

Um Aussagen über die Induktion von Wirbelströmen treffen zu können, ist alleinig die Lösung der Skingleichung (2.14) von Interesse, die sich umschreiben lässt zu folgendem Ausdruck.

$$\frac{\partial^2}{\partial r^2} \vec{A}_\varphi(r, z) + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \vec{A}_\varphi(r, z) + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2}{\partial \varphi^2} \vec{A}_\varphi(r, z) + \frac{\partial^2}{\partial z^2} \vec{A}_\varphi(r, z) = j\omega\kappa\mu \vec{A}_\varphi(r, z) \quad (2.22)$$

Mit Hilfe des Separationsansatzes lassen sich Lösungen dieser Gleichung für ähnliche Anordnungen zu der in Abbildung 2.3 finden [40]. Diese Ausdrücke sind aus exponentiell gedämpften Besselfunktionen zusammengesetzt und recht unübersichtlich, geben jedoch die exakte Lösung wieder, wie sie in (2.23) für das Vektorpotential im Inneren der Platte angegeben ist. Aus Gründen einer verkürzenden Schreibweise taucht darin die Konstante $\beta = \sqrt{k_r^2 + j\omega\kappa\mu}$ auf. Die Auswertung ist aufgrund der durchzuführenden Integration dabei auf numerische Verfahren beschränkt.

$$\vec{A}_\varphi^{(i)} = \mu I \int_0^\infty k e^{-kh/r_0} \mathcal{J}_1(k) \mathcal{J}_1\left(k \frac{r}{r_0}\right) \cdot \frac{(k\mu_r + \beta)e^{-\beta(z-d)/r_0} - (k\mu_r - \beta)e^{\beta(z-d)/r_0}}{(k\mu_r + \beta)^2 e^{\beta d/r_0} - (k\mu_r - \beta)^2 e^{-\beta d/r_0}} dk \quad (2.23)$$

Die obige Darstellung des Vektorpotentials für das Innere der Platte bietet sich für eine quantitative Bestimmung im Sinne einer numerischen Auswertung an. Eine direkte Trennung der r - und z -Abhängigkeiten ist letztendlich erst nach Auflösung des Integrals zu erwarten, was auf geschlossen analytischem Wege nicht möglich ist. Für eine spätere klemmenbasierte Betrachtung des Werkstückes ist es jedoch wünschenswert, den Einfluss auf das Netzwerkverhalten getrennt bewerten zu können.

Aus diesem Grunde wird eine Transformation des gestellten Problems in Betracht gezogen, mit der Absicht, die zweidimensionale partielle DGL (2.14) in eine eindimensionale gewöhnliche DGL zu überführen, auf die einschlägige Lösungsverfahren im Sinne einer analytischen Behandlung angewendet werden können. Im Fall der vorliegenden rotationssymmetrischen Koordinaten stellt die *Hankel - Transformation*² ein geeignetes Werkzeug dar; die in den Bildbereich überführte Gleichung (2.14) ergibt sich aus Anwendung der in *Anhang B* zu findenden Transformationsvorschriften:

$$\frac{\partial^2}{\partial z^2} \underline{\mathcal{A}}(z; k_r) - k_r^2 \underline{\mathcal{A}}(z; k_r) = j\omega\kappa\mu \underline{\mathcal{A}}(z; k_r) \quad (2.24)$$

Im Bildbereich der Hankel-Transformation repräsentiert k_r die radiale Änderung des transformierten Potentials, die somit statt Differentialoperator als Faktor eingeht. Nach Einarbeiten der oben genannten Randbedingungen (vgl. Anhang B) ergibt sich die Lösung für das aus (2.14) transformierte Vektorpotential im Innern der leitfähigen Platte im Bereich ($0 < z < d$) zu

²oft auch als *Fourier-Bessel-Transformation* bezeichnet

$$\mathcal{A}(k_r; z) = \mathcal{A}_0(k_r) \frac{(1 - \mu_r \frac{k_r}{\beta})e^{\beta(z-d)} + (1 + \mu_r \frac{k_r}{\beta})e^{-\beta(z-d)}}{(1 + \mu_r \frac{k_r}{\beta})e^{\beta d} + (1 - \mu_r \frac{k_r}{\beta})e^{-\beta d}} \quad (2.25)$$

, wobei $\mathcal{A}_0(k_r)$ der Hankel-Transformierten des magnetischen Vektorpotentials an der Werkstückunterseite ($z = 0$) entspricht.

Um letztendlich den Verlauf des Vektorpotentials im Originalbereich zu erhalten ist es notwendig, die dargestellte Lösung der Rücktransformation zu unterziehen. Hierzu muss das inverse Fourier-Bessel-Integral ausgewertet werden, um die exakte Lösung zu erhalten:

$$\underline{A}(r, z) = \int_0^{\infty} k_r \mathcal{J}_1(k_r r) \tilde{\underline{A}}(k_r; z) dk_r \quad (2.26)$$

Wegen der darin auftauchenden Besselfunktionen $\mathcal{J}_1(k_r r)$ beschränkt sich diese Anwendung auf eine numerische Auswertung. Zwecks einer weiteren Behandlung in geschlossener Form werden daher Näherungen eingeführt, die es gestatten, die Lösung im Originalbereich durch Vereinfachung des Ausdrucks auf analytischem Wege herzuleiten.

Im Zuge der Rücktransformation zeigt sich ein weiterer Vorteil der Hankel-Transformation durch Ausnutzung des *Inversions-Theorems* [41]. Dies besagt, dass die Rücktransformierte eines Hankelspektrums gerade wieder der Ausgangsfunktion im Originalbereich entspricht. Für die analytische Weiterbehandlung der Lösung (2.25) tritt dieser Fall ein, wenn der darin auftauchende Bruch gewichteter Exponentialfunktionen seine Abhängigkeit vom Faktor k_r verliert, so dass nur noch die Funktion $\mathcal{A}_0(r)$ der Rücktransformation unterzogen werden muss und im Originalbereich die Ausgangsfunktion $A_0(r)$ erscheint. Ist das Hankel-Spektrum schmal, d.h. $k_r \ll 1$, so folgt:

$$\beta = \sqrt{k_r^2 + j\omega\kappa\mu} = (1 + j) \frac{1}{\delta} \sqrt{1 - j \frac{k_r^2 \delta^2}{2}} \approx (1 + j) \frac{1}{\delta} \quad (2.27)$$

. Wird außerdem $\mu_r \approx 1$ vorausgesetzt, so ergibt sich mit der Forderung nach ausreichend kleiner radialer Änderung im Bezug zum Längenmassstab δ schließlich als Näherungslösung aus dem magnetischen Vektorpotential für die Stromdichteverteilung innerhalb der Platte:

$$\underline{J}(r, z) \approx J_0(r) \frac{\cosh \left[(1 + j) \frac{(z-d)}{\delta} \right]}{\cosh \left[(1 + j) \frac{d}{\delta} \right]} \quad (2.28)$$

Abbildung 2.4 zeigt in normierter Darstellung den Verlauf der Stromdichte für das Innere des Werkstücks, wie sie beginnend von ihrem Maximalwert bei $z = 0$ bis zur Grenzfläche bei $z = d$ monoton abnimmt. Zum direkten Vergleich finden sich neben den Verläufen der analytischen Näherungslösung für unterschiedliche Verhältnisse von Blechdicke d zur Skineindringtiefe δ die durch numerische Simulationen ermittelten Verläufe.

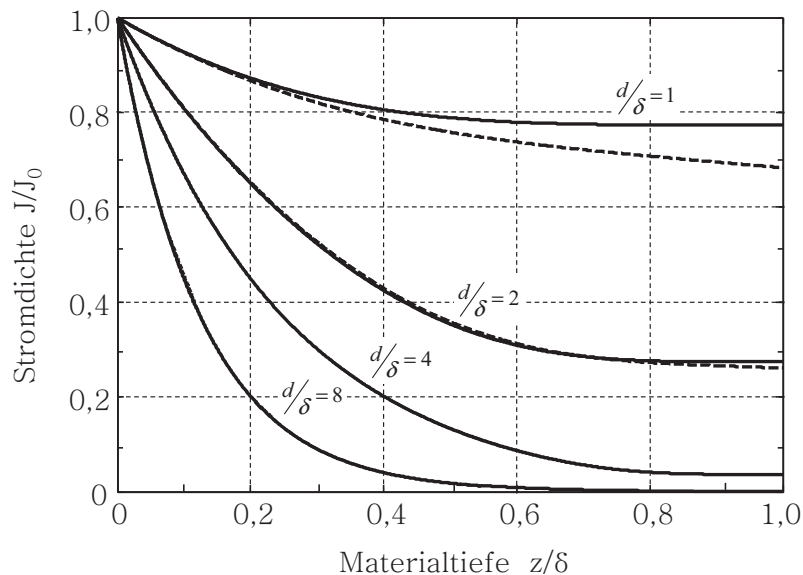


Abbildung 2.4: Normierter Verlauf der induzierten Stromdichte im Inneren des Werkstücks (gestrichelt: FEM-simuliert, durchgezogen: analytisch nach Gl.(2.28))

Die Näherung stellt tatsächlich dann die exakte Lösung dar, wenn $\underline{J}_0(r)$ proportional zu r verläuft, entsprechend $\underline{B}_z(r, 0) = \partial/\partial r(r\underline{A}_\varphi)$. Für $d < 3\delta$ klingen die eindringenden Wellen auf dem Weg durch das Werkstück nicht vollständig ab und werden an der rückseitigen Werkstückoberfläche reflektiert, so dass es hier zu einer

Überlagerung von hin- und rücklaufender Welle kommt. Für Verhältnisse $d > 3\delta$ geht das Abklingverhalten hingegen in das für metallische Halbräume bekannte exakt exponentielle Verhalten über [42].

Zur Bestimmung der Verhältnisse an der Blechunterseite wird in [43] gezeigt, dass im Falle dünner, durch einseitige Erregung induzierte Strombeläge diese durch den zweifachen Wert der tangentialen erregenden magnetischen Feldstärke beschrieben werden können. Der Strombelag $G(r, 0)$ wird dabei als Projektion der räumlich verteilten Stromdichte auf die Ebene $z = 0$ interpretiert und geht aus einer Integration der Stromdichte über die Werkstückdicke hervor.

$$\begin{aligned} G(r, 0) &= \int_0^d \underline{J}(r, z) dz = J_0(r) \frac{\delta}{2} (1 - j) \tanh \left[(1 + j) \frac{d}{\delta} \right] \\ &= \frac{\delta}{\sqrt{2}} J_0(r) \tanh \left[(1 + j) \frac{d}{\delta} \right] \cdot e^{-j\frac{\pi}{4}} \end{aligned} \quad (2.29)$$

Im Faktor $\tanh \left[(1 + j) \frac{d}{\delta} \right]$ zeigt sich der Einfluss eines sich ändernden Verhältnisses von Werkstückdicke d zu frequenzabhängiger Skineindringtiefe δ . Für den Fall $d/\delta \gtrsim 3$ nimmt die in Abbildung 2.5 dargestellte Gewichtungsfunktion den konstanten Wert 1 an. Im Falle kleinerer Frequenzen oder dünnerer Werkstücke nimmt das Verhältnis d/δ kleinere Werte an; die Stromdichte ist demnach am Ort $z = d$ nicht vollständig abgeklungen, so dass ein Teil an der dortigen Grenzfläche reflektiert wird und sich der hinlaufenden Welle überlagert.

Die Stromdichte eilt der magnetischen Feldstärke um einen konstanten Phasenversatz von $\pi/4$ voraus. Der in Abbildung 2.5 dargestellte Faktor gewichtet demnach die über der Werkstückdicke d integrierte Stromdichte nicht nur betragsmäßig, sondern sorgt abhängig von der durch das Werkstück durchlaufenen Strecke für eine dementsprechend zusätzlich verursachte und lokal von der Materialstärke abhängige Phasendrehung.

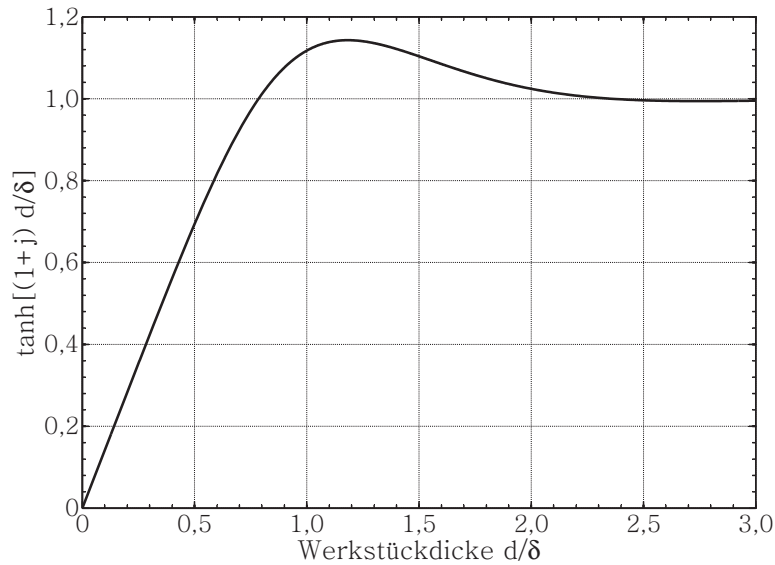


Abbildung 2.5: Gewichtung der induzierten Oberflächenstromdichte als Funktion der bezogenen Werkstückdicke

Somit erhält man für die Oberflächenstromdichte³:

$$J_0(r) = \frac{4 H_r^{(e)}(r, 0)}{\delta(1-j) \tanh \left[(1+j) \frac{d}{\delta} \right]} = \frac{2}{\delta} \cdot \frac{\sqrt{2} H_r^{(e)}(r, 0)}{\tanh \left[(1+j) \frac{d}{\delta} \right]} \cdot e^{-j\frac{\pi}{4}} \quad (2.30)$$

Die auf diese Weise abgeleitete Stromdichte ist in der folgenden Abbildung 2.6 für unterschiedliche Abstände zwischen Werkzeug und Werkstück exemplarisch für die Anordnung aus Abbildung 2.3 über dem Radius aufgetragen. Auch hier ist der direkte Vergleich zwischen analytischer Näherungslösung und numerischer Simulation für verschiedene Abstände h zwischen Werkzeug und Werkstück dargestellt.

³Das hochgestellte (e) kennzeichnet den Teil der magnetischen Feldstärke, der allein mit dem erregenden Strom der Werkzeugspule verknüpft ist.

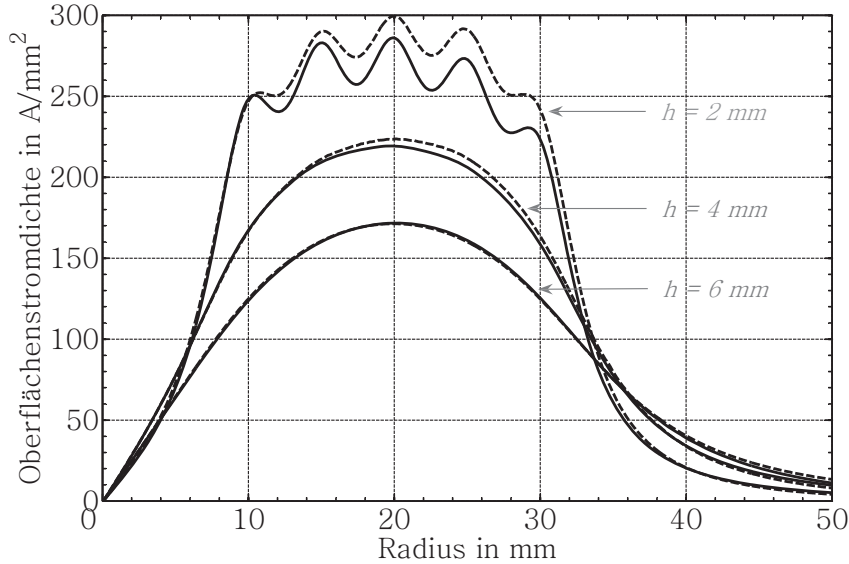


Abbildung 2.6: Verlauf der induzierten Oberflächenstromdichte an der Blechunterseite für verschiedene Abstände zwischen Werkzeug und Werkstück ($\hat{i}=1$ kA, $f=10$ kHz, gestrichelt: FEM, durchgezogen: analytisch)

2.3 Elektromagnetische Kraftwirkung zwischen Werkzeug und Werkstück

In dem vorhergehendem Abschnitt wurde gezeigt, wie die in das Werkstück induzierten Wirbelströme aus der erregenden magnetischen Feldstärke hergeleitet werden können. Entsprechend der *Lenz'schen Regel* sind die dabei auftretenden Wirbelströme derart gerichtet, dass sie ihrer Ursache entgegen zu wirken versuchen [44]. Diese Wechselwirkung zwischen induzierter Wirbelstromdichte $\vec{J}^{(i)}$ und der erregenden magnetischen Flussdichte $\vec{B}^{(e)}$ äußert sich in einer resultierenden *Lorentzkraft* die sich in mathematischer Formulierung als Kreuzprodukt aus diesen beteiligten Feldgrößen ergibt.

$$\vec{f}_V^{(i)} = \vec{J}^{(i)} \times \vec{B}^{(e)} \quad (2.31)$$

Die Einheit dieser Größe ist $[f_V] = \text{N/m}^3$ was der Einheit einer Volumenkraftdichte entspricht. Die Größe f_V wirkt demnach an jedem Volumenelement, in dem das Produkt von induzierter Stromdichte und erregender Flussdichte einen von Null verschiedenen Wert aufweist. Diese in jedem Volumenelement des Werkstücks angreifende Kraftdichte liefert über die Aufintegration aller Volumenelemente die integrale Kraft F , die jedoch anders als bei der Beschleunigung eines elektrisch gut leitfähigen starren Körpers über das elektromagnetische Feld im Bereich der Umformung wegen der durch den Niederhalter verhinderten Bewegung keine sinnvolle Aussage mit sich bringt. Die gleiche Kraft wirkt als Reaktionskraft zwar in umgekehrter Richtung aber mit gleicher Amplitude auch auf das Werkzeug. Durch vertauschen der Indizes (i) und (e) in Gleichung (2.31) zeigt sich diese betragsmäßig identische Kraft entsprechend über das Volumen aller Werkzeugspulenwindungen räumlich anders verteilt.

Die zur Beschreibung der elektromagnetischen Volumenkraftdichte erforderlichen Größen $J_2^{(i)}$ und $B_1^{(e)}$ werden unter Ausnutzung der Gleichungen (2.9) sowie (2.28) und (2.30) allein in Abhängigkeit der erregenden magnetischen Feldstärke beschreibbar. Für die induzierte Wirbelstromdichte und die magnetische Flussdichte resultieren auf diese Weise die Ausdrücke:

$$J_\varphi^{(i)}(r, z) = \frac{2}{\delta} \cdot \frac{\sqrt{2} H_r^{(e)}(r, 0)}{\tanh[(1+j)\frac{d}{\delta}]} \cdot \frac{\cosh\left[(1+j)\frac{(z-d)}{\delta}\right]}{\cosh\left[(1+j)\frac{d}{\delta}\right]} \cdot e^{-j\frac{\pi}{4}} \quad (2.32)$$

$$B_r^{(e)}(r, z) = \mu \cdot H_r^{(e)}(r, z) \quad (2.33)$$

Zur Bestimmung der an der Umformkraft maßgeblich beteiligten Komponente in z -Richtung wird aufgrund der Orthogonalität der Vektoren deren arithmetische Produktbildung verwendet. Zusammengefasst ergibt sich für die Volumenkraftdichte in jedem beliebigen Raumpunkt des Werkstücks:

$$f_z^{(i)}(r, z) = 2 \cdot \frac{\mu}{\delta} \cdot \sqrt{2} \cdot H_r^{(e)}(r, 0) \cdot H_r^{(e)}(r, z) \cdot \frac{\cosh\left[(1+j) \cdot \frac{(z-d)}{\delta}\right]}{\sinh\left[(1+j) \cdot \frac{d}{\delta}\right]} \cdot e^{-j\frac{\pi}{4}} \quad (2.34)$$

Die obige Darstellung der in longitudinaler Richtung wirksamen Volumenkraftdichte zeigt aufgrund der quadratischen Abhängigkeit von der erregenden magnetischen Feldstärke $H_r^{(e)}$ ein mit doppelter Frequenz oszillierendes Abklingverhalten. Die Volumenkraftdichte eilt mit einem konstanten Phasenversatz von $\pi/4$ der magnetischen Feldstärke voraus; nach einem zurückgelegten Weg z in das Werkstückmaterial hat die Volumenkraftdichte gegenüber ihrem Wert an der Oberfläche einen von dem Verhältnis der Werkstückdicke zur Skineindringtiefe d/δ abhängigen weiteren Phasenversatz aufzuweisen.

Für umformrelevante Aussagen ist aus mechanischer Sicht der magnetische Druck eine wichtige Größe, da sich dieser aus der eindimensionalen Aufintegration der Volumenkraftdichte ergibt und somit einem äquivalenten Oberflächendruck gleichgesetzt werden kann, obwohl genau genommen der Druck dort Null ist, wie in Abbildung 2.7 zu sehen ist.

$$\vec{p}_z^{(i)}(r, z) = 2 \frac{\mu}{\delta} \sqrt{2} \cdot \frac{H_r^{(e)}(r, 0)}{\sinh \left[(1+j) \frac{d}{\delta} \right]} \cdot e^{-j\frac{\pi}{4}} \cdot \int_0^d \cosh \left[(1+j) \frac{z-d}{\delta} \right] \cdot H_r^{(e)}(r, z) \, dz \quad (2.35)$$

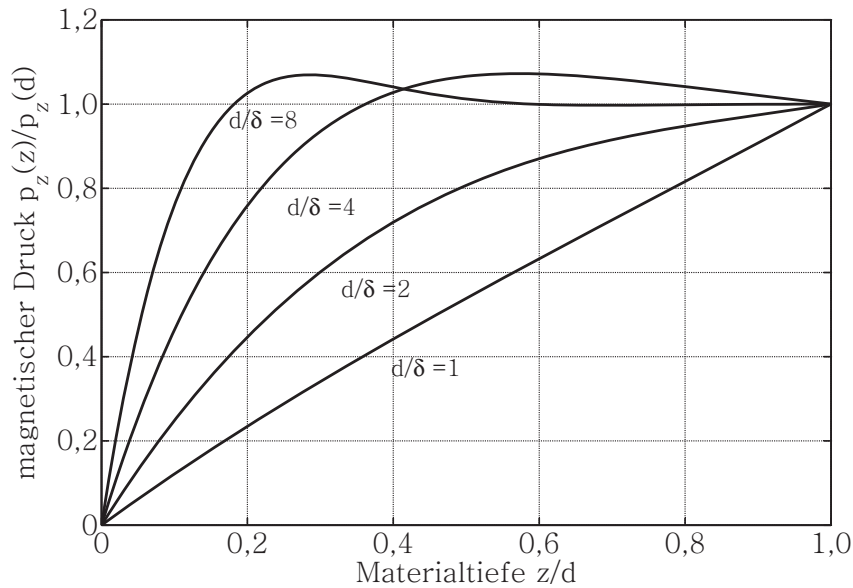


Abbildung 2.7: Der magnetische Druck p_z als Funktion der bezogenen Materialtiefe z/d für verschiedene Verhältnisse von Blech- zu Skineindringtiefe d/δ in normierter Darstellung

Aufgrund der Massenträgheit des umzuformenden Materials setzt die überwiegende Beschleunigung der Werkstückbereiche, die nur eine geringe bis verschwindende elektromagnetische Kraftwirkung erfahren, erst sehr viel später ein, meist nachdem der elektrische Vorgang bereits abgeklungen ist. Zum anderen liegt das darin begründet, dass diese Volumenbereiche des Werkstücks erst aufgrund der während der partiellen Materialversetzungen im Innern entstehenden Reaktionsspannungen eine indirekte Kraftwirkung erfahren, die nicht als unmittelbare Wirkung des Kreuzproduktes von elektrischer Strom- und magnetischer Flussdichte nach Gleichung (2.31) zum Zeitpunkt ihres Auftretens herrührt. Zeitlich zeigen sich die am deutlichsten ausgeprägten Bereiche der einerseits elektrisch und andererseits mechanisch ablaufenden Vorgänge des Umformprozesses deutlich voneinander unterscheidbar.

Kapitel 3

Netzwerkbasierte Entwurfsstrategie für Werkzeug und Energiespeicher

3.1 Definition der Zielparameter

Die Zielparameter ergeben sich aus Forderungen einer angestrebten Endgeometrie. Das Erreichen dieser Endgeometrie ist stark abhängig von den Materialparametern, der verwendeten Matrize sowie auch der ursprünglichen Werkstückgeometrie. Die bereits aus Vorarbeiten gewonnene Erkenntnis, dass der mechanische Umformvorgang einen weitaus langsameren Ablauf aufweist als der rein elektrotechnisch beschreibbare Vorgang der Kondensatorentladung, begründet zusätzlich die Behauptung, dass die gewünschte Endgeometrie des Werkstückes nicht vollständig und allgemeingültig durch Kenntnis der elektrischen Klemmengrößen der Spule bestimmt wird [45]. Der größte Anteil der mechanischen Umformarbeit tritt zeitlich erst nach Ablauf des Stromimpulses in Erscheinung. Dabei treten strukturmechanische Prozesse wie Gefügeverschiebungen, Korngrenzenversetzungen und ähnliches auf, die sich insbesondere bezüglich ihres Zusammenspiels im Rahmen des Umformvorganges einer geschlossenen Beschreibbarkeit entziehen. Ein direkter, allgemeingültiger Zusammenhang zwischen dem gewünschten Umformergebnis und den elektrotechnischen Eingangsgrößen kann somit nicht gegeben sein, da für unterschiedliche Werkstücke individuell unter anderem deren zurzeit nicht vollends geklärtes Fließverhalten während der Einwirkung des elektromagnetischen Feldes maßgeblich die Verformung und deren Endzustand mit vorgibt. Dieser überwiegend strukturmechanische Prozess hängt jedoch zweifelsohne stark von der initial eingepprägten Volumenkraftdichte ab, so dass

die mittels der Methoden der Elektrotechnik beschreibbare Anfangskraftverteilung als zu behandelnde Zielvorgabe angesehen werden kann. Aus dieser Zielvorgabe lassen sich durch Kenntnis der formelmäßigen feldtheoretischen Zusammenhänge die zur Beschreibung der gewünschten Kraftverteilung nötigen Zielparame-ter ableiten.

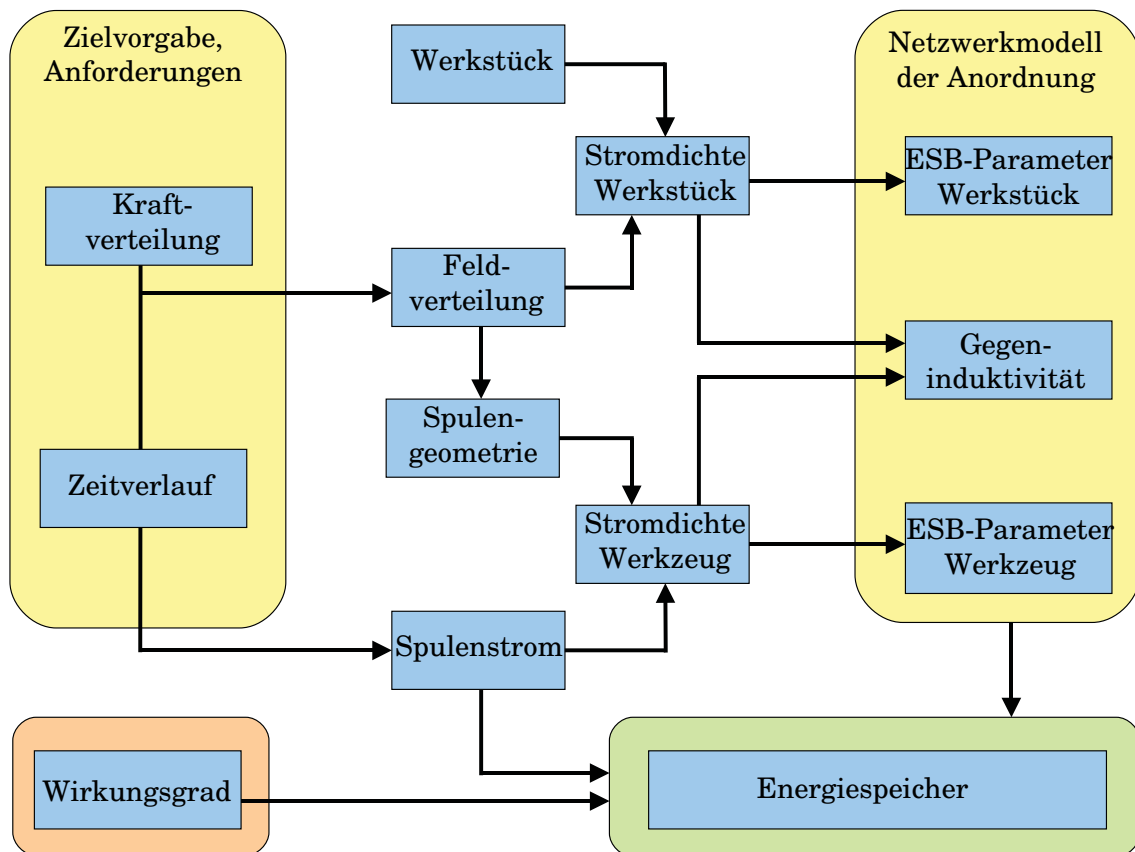


Abbildung 3.1: Strategie des Entwurfsprozess zum zielgerichteten Design

Als Geometrieparameter stehen insbesondere der Abstand zwischen Blech und Spule, die Blechdicke, der Innen- und Außenradius der Spulenwicklung sowie Anzahl, Breite und Abstand der einzelnen Windungen untereinander im Vordergrund. Als Materialparameter des Werkstückes reihen sich die elektrische Leitfähigkeit und die Permeabilität in die Parameterliste ein. Neben der Ladeenergie ist der erregende Strom seinerseits parametrisiert durch die elektrischen Kenngrößen von Energiespei-

cher und Subsystem 'Werkzeugspule–Werkstück' und ist dabei den Rückwirkungen der zeitvarianten Blechbewegung ausgeliefert.

Die tatsächlich vorliegende Anzahl der freien Parameter ist nur schwer zu überschauen und weist der gestellten Aufgabe eines Anlagenentwurfes einen hohen Grad an Komplexität zu, wodurch das Auffinden einer in sich geschlossenen Lösung sehr erschwert wird. Letztendlich wird das zu erarbeitende Verfahren daher Beschränkungen in der Ausdehnung des genannten Parameterraumes vollziehen müssen.

Im Sinne einer besseren Handhabbarkeit für die angesprochenen Einzelparameter und deren Zusammenspiel wird als neue Beschreibungsform die aussagekräftige Darstellungsart eines elektrischen Ersatzschaltbildes mit konzentrierten Elementen entwickelt, wodurch eine Schnittstelle zwischen dem Energiespeicher als Energiequelle und dem Subsystem Werkzeug/Werkstück als zeitlich sich ändernde Energiesenke entsteht. Die Struktur eines solchen Netzwerkmodells ermöglicht bei Vorgabe eines gewünschten zeitlichen Verhaltens auf inversem Wege die quantitative Bestimmung der dafür benötigten Ersatzschaltbildelemente. Aus diesem Grund treten neben den erwähnten geometrischen Zielparametern ebenfalls die sich aus diesen zum Teil mitbestimmten elektrischen Auslegungsgrößen als in erster Linie freie und damit auf das gewünschte Ziel hin auszurichtende Einflussgrößen in Erscheinung. Im Zuge dessen findet eine Abbildung der ursprünglichen physikalisch-geometrischen Einflussgrößen auf rein elektrotechnisch beschreibbare Elemente im elektrischen Ersatzschaltbild statt.

3.2 Inverse Auslegung der Werkzeugspule

Zur Vermeidung eines zeit- und kostenintensiven empirischen Vorgehens bei der Auslegung von Werkzeugsystem und den benötigten Stoßstromanlagen ist die Bestimmung der Prozessparameter auf synthesischem Wege wünschenswert. Um in der nur schwer zu überschauenden Anzahl der beteiligten freien Parameter das Auffinden einer Lösung zu ermöglichen, bedarf es einer sinnvollen Beschränkung der zu berücksichtigenden Prozessgrößen. Im Fokus der hier vorgestellten Untersuchung liegen als Geometrieparameter Abstand, Breite und Anzahl der Spulenwindungen sowie der zum Erreichen der Zielvorgabe benötigte Strom. Zielvorgabe wird dabei die aufzubringende Kraftverteilung sein, die als Eingangsgröße des vorgestellten Verfahrens dient. Bisherige Probleme bei der Anwendung, wie ein unzureichendes Umformergebnis in Eckbereichen als auch eine zu hohe Materialbelastung bei Werkzeug und

Werkstück, sind bisher nicht zufriedenstellend gelöst. Die angesprochene Geometrieoptimierung findet ihre Motivation neben der gewünschten Kraftvorgabe daher ebenso in einer an die Spule angepassten Druckverteilung im Sinne einer das Werkzeug schonenderen mechanischen Belastung. Aus den elektrischen Klemmengrößen alleine lassen sich keine allgemeingültigen Zusammenhänge zu einer gewünschten Endgeometrie ableiten, da der strukturmechanische Vorgang sich einer derartigen analytisch geschlossenen Beschreibungsform entzieht. Allerdings stehen die elektrischen Größen in Verbindung mit Geometrieparametern in direkt beschreibbarer Beziehung zur benötigten Volumenkraftdichte, bzw. dem daraus abgeleiteten magnetischen Druck. Exakt-analytische Ansätze führen dabei zu nichtlinearen, partiellen Differentialgleichungen höherer Ordnung, die sich einer vollständigen geschlossenen Lösbarkeit entziehen. Für das hier gestellte Problem wird alternativ der Ansatz gewählt, die aus der Zielvorgabe resultierenden Kraftfeldlinien zurückzuverfolgen, um so auf eine Geometrie der Werkzeugspule zu schließen. Unter Nutzung der Vektoren des Ebenendruckes als Stützpfiler einer Spulengeometrie erhält man statt einer vollständigen geometrischen Beschreibung des Wicklungspaketes eine Kontur, die aber im Hinblick auf die zu erhaltende Aussage des hier vorgestellten Verfahrens kein Hindernis darstellt. Das auf die entscheidenden Parameter reduzierte Problem ist schematisch in Abbildung 3.2 dargestellt.

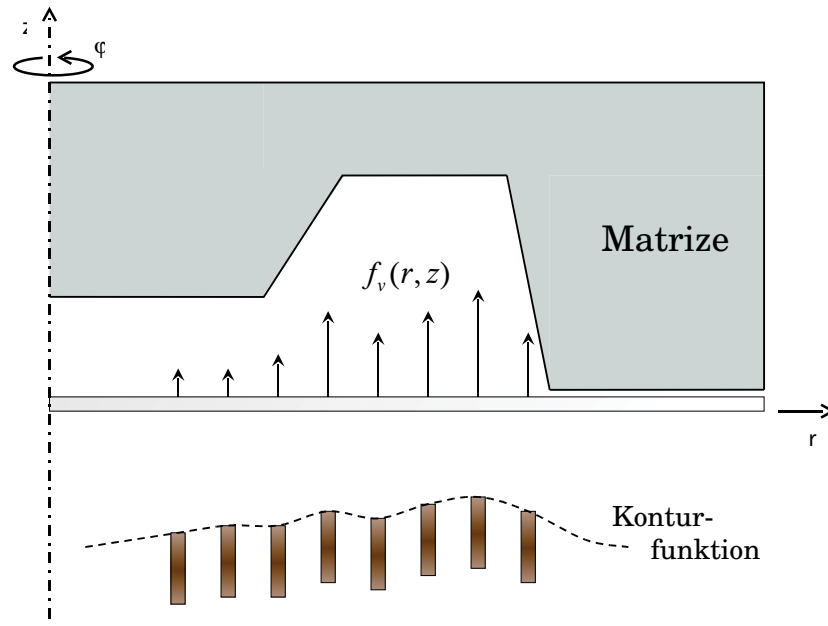


Abbildung 3.2: Abbildung der gewünschten Volumenkräftdichte auf die Geometrie der Werkzeugspule

3.3 Netzwerktheoretische Beschreibung des Umformprozesses

Für eine klemmenorientierte und schnittstellenbasierte Netzwerkmodellierung wird üblicherweise der ursprünglich physikalisch-geometrisch beschriebene Zusammenhang auf die Ebene elektrischer Ersatzschaltbilder übertragen. Im Rahmen einer umfassenden Modellierung finden sich in solch einer stets noch genauer zu definierenden Struktur die aus feldtheoretischer Sicht ableitbaren Ersatzgrößen der einzelnen Komponenten in konzentrierter Form wieder.

3.3.1 Festlegung der Ersatzschaltbildstruktur

Die im Fall der elektromagnetischen Umformung ursächliche magnetische Kopplung räumlich getrennter Stromdichten lässt bereits eine grundlegende Analogie zu der Struktur transformatorischer Ersatzschaltbilder erkennen [46].

Elektrische Ersatzschaltbilder weisen allgemein die Eigenschaft auf, dass jegliche darin auftauchenden Größen als konzentriert aufzufassen sind und daher die Mehrdimensionalität der feldtheoretischen Beschreibung räumlich verteilter Größen verloren geht. Der Übergang von einer räumlich verteilten Beschreibung zu konzentrierten Netzwerkelementen muss dabei der Forderung nach physikalischer Plausibilität gerecht werden. In Abbildung 3.3 ist exemplarisch die Verwendung eines kapazitiven Energiespeichers C gezeigt; die dazu notwendige Ladeeinrichtung besteht in diesem Fall aus einer gleichgerichteten Spannungsquelle in Verbindung mit einem zwischengeschalteten Ladewiderstand R_L , ist jedoch für die weiteren Betrachtungen nicht relevant und daher im Folgenden nicht weiter dargestellt.

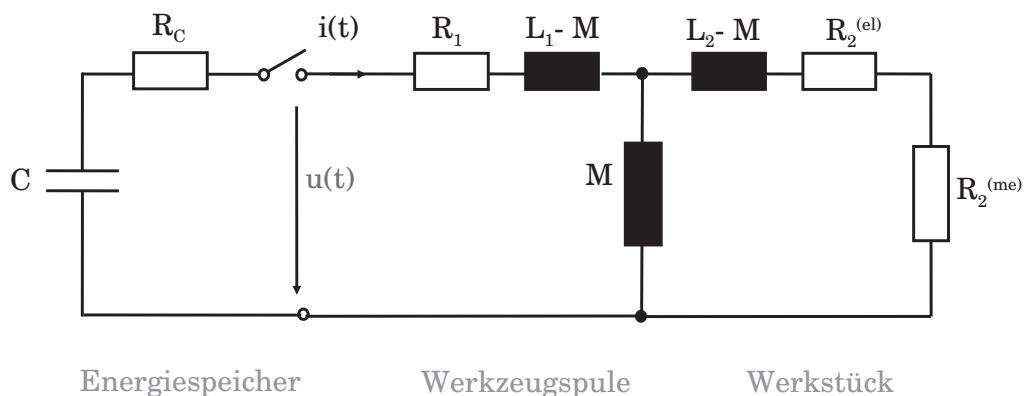


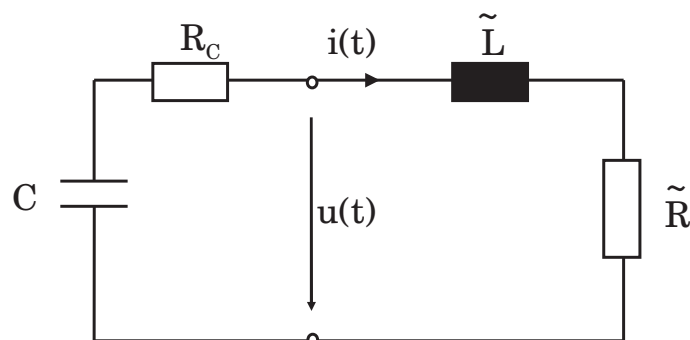
Abbildung 3.3: Ersatzschaltbildstruktur einer elektromagnetischen Umformanlage

Die Primärseite des nachgeschalteten T-Ersatzschaltbildes modelliert die Werkzeugspule als serielle Kombination von ohmschem Wicklungswiderstand R_1 und Eigeninduktivität L_1 . Die in das Werkstück induzierte Wirbelstromdichte verursacht in Verbindung mit dessen elektrischer Leitfähigkeit Verluste, die sich in Form einer thermischen Erwärmung zeigen. Weiterhin erzeugt der Werkstückstrom einen magnetischen Fluß, der seiner Ursache entgegengerichtet ist. Aus diesen Überlegungen ergibt sich als sekundärseitige Darstellung ebenso eine Reihenschaltung von ohmschem Werkstückwiderstand R_2 und -induktivität L_2 . Beide Seiten sind über den magnetischen Fluß miteinander gekoppelt; diese wechselseitige Beeinflussung wird als konzentriertes Element durch die Gegeninduktivität M ausgedrückt.

Neben den erwähnten Wirbelstromverlusten ist als weitere Energiesenke ersichtlicher Weise die zu verrichtende Umformarbeit als eigentlicher Nutzprozess zu bedienen. Der dafür nötigen mechanischen Leistung ist innerhalb der Struktur elektrischer Ersatzschaltbilder keine allgemeine Beschreibungsmöglichkeit reserviert. In Analogie zum Netzwerkmodell einer Asynchronmaschine taucht im obigen Ersatzschaltbild ein weiterer Widerstand $R_2^{(me)}$ auf, der eben diese auftretende mechanische Energie auf äquivalenter elektrischer Ebene abzubilden vermag.

3.3.2 Berechnung von Werkzeug- und Werkstückstrom

Das im vorangegangenen Abschnitt aufgestellte Ersatzschaltbild wird im Folgenden verwendet, um Aussagen über die zeitlichen Verläufe der Kondensatorspannung, des Werkzeugspulenstromes und des Werkstückstromes treffen zu können. Die darin auftauchenden konzentrierten Netzwerkelemente sind bislang noch unbekannt. Um einen zunächst qualitativen Einblick in den Entladevorgang des Energiespeichers zu bekommen, wird aus Gründen der einfacheren Zugänglichkeit zunächst eine Reduktion auf ein mathematisch äquivalentes Modell vorgenommen. Dieses reduzierte Modell weist aus Sicht des Energiespeichers ein elektrotechnisch identisches Verhalten auf und ist in Abbildung 3.4 dargestellt.



Energiespeicher Werkzeug/Werkstück

Abbildung 3.4: Reduktion des physikalisch begründeten Ersatzschaltbildes auf ein einmaschiges, mathematisch äquivalentes Modell.

Die bei diesem Schritt einzuhaltende Forderung nach identischem Klemmenverhalten bedingt die Abbildung der Netzwerkelemente auf Ersatzparameter \tilde{R} und \tilde{L} . In diesen Definitionen findet sich ein *Werkstückparameter* Γ_2 , der das Verhältnis von ohmschen zum induktiven Anteil des Werkstückes beschreibt.

$$\tilde{R} = R_1 + R_2 \left(\frac{M}{L_2} \right)^2 \left(\frac{1}{1 + \Gamma_2^2} \right) \quad (3.1)$$

$$\tilde{L} = L_1 + L_2 \left(\frac{M}{L_2} \right)^2 \left(\frac{1}{1 + \Gamma_2^2} \right) \quad (3.2)$$

$$\text{mit } \Gamma_2 = \frac{R_2}{\omega L_2} \quad (3.3)$$

Aufgrund der Tatsache, dass zwei energiespeichernde Elemente in diesem Kreis vorhanden sind, erhält man für die zeitabhängige Kondensatorspannung eine gewöhnliche Differentialgleichung (DGL) zweiter Ordnung:

$$\frac{d^2}{dt^2} u_c(t) + \frac{\tilde{R}}{\tilde{L}} \frac{d}{dt} u_c(t) - \frac{1}{\tilde{L}C} u_c(t) = 0 \quad (3.4)$$

Die Berechnung dieser DGL ist im *Anhang A* zu finden und liefert als Lösung aus der zeitlichen Ableitung der Kondensatorspannung den Werkzeugstrom:

$$i_1(t) = -\omega C U_0 \left(1 + \frac{\alpha^2}{\omega^2} \right) e^{-\alpha t} \sin(\omega t) \quad (3.5)$$

$$\text{mit Dämpfungskonstante } \alpha := \frac{\tilde{R}}{2\tilde{L}} \quad (3.6)$$

$$\text{Resonanzfrequenz } \omega_0 := \sqrt{\frac{1}{\tilde{L}C}} \quad (3.7)$$

$$\text{Entladefrequenz } \omega := \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2} \quad (3.8)$$

Die Entladung des kapazitiven Energiespeichers geschieht also in Form einer exponentiell gedämpften Sinusschwingung. Das zeitliche Abklingverhalten wird dabei bestimmt von der *Schwingkreisgüte* Q , dessen Kehrwert der doppelten Dämpfung des Kreises entspricht:

$$\frac{1}{\tilde{R}} \sqrt{\frac{\tilde{L}}{C}} = \frac{\omega_0 \tilde{L}}{\tilde{R}} = \frac{\omega_0}{2\alpha} \quad := \quad Q \quad \hat{=} \quad 2\pi \cdot \frac{W_{ges.}}{W_{ver.}} \Big|_{\omega_0} \quad (3.9)$$

Die Güte des Reihenschwingkreises ist demnach proportional zu dem Verhältnis aus der insgesamt im Schwingkreis gespeicherten Energie $W_{ges.}$ zu der während einer Periode an den ohmschen Widerständen dissipierten Energie $W_{ver.}$

Mit Hilfe des oben genannten ergibt sich für den Werkzeugstrom aus (3.5) eine Darstellungsart in Abhängigkeit der Schwingkreisgüte Q :

$$i_1(t) = -\omega C U_0 \frac{4 Q^2}{4 Q^2 - 1} e^{-\sqrt{\frac{1}{4Q^2-1}}\omega t} \sin(\omega t)$$

$$\boxed{i_1(t) = -\omega C U_0 \cdot (2QK_Q)^2 \cdot e^{-K_Q\omega t} \sin(\omega t)} \quad (3.10)$$

$$\text{mit} \quad K_Q = \sqrt{\frac{1}{4Q^2 - 1}}$$

Der zeitliche Verlauf des Werkzeugstromes ist in Abbildung 3.5 — normiert auf den Scheitelwert des ungedämpften Entladestromes $I_0 = \omega_0 C U_0$ — über einer Periode für unterschiedliche Gütefaktoren Q aufgetragen.

Mit steigenden Werten der Schwingkreisgüte sinkt die Amplitude des Werkzeugstromes. Für den Sonderfall $Q = 0,5$ liegt der aperiodisch gedämpfte Fall vor, bei dem der Entladestrom rein unipolar bleibt und seine Amplitude auf den $1/e$ -ten Teil des ungedämpften Entladestromes abgefallen ist. Um einen möglichst hohen Werkzeugstrom zu erhalten, sollte ersichtlicherweise generell eine hohe Güte der Anlage angestrebt werden.

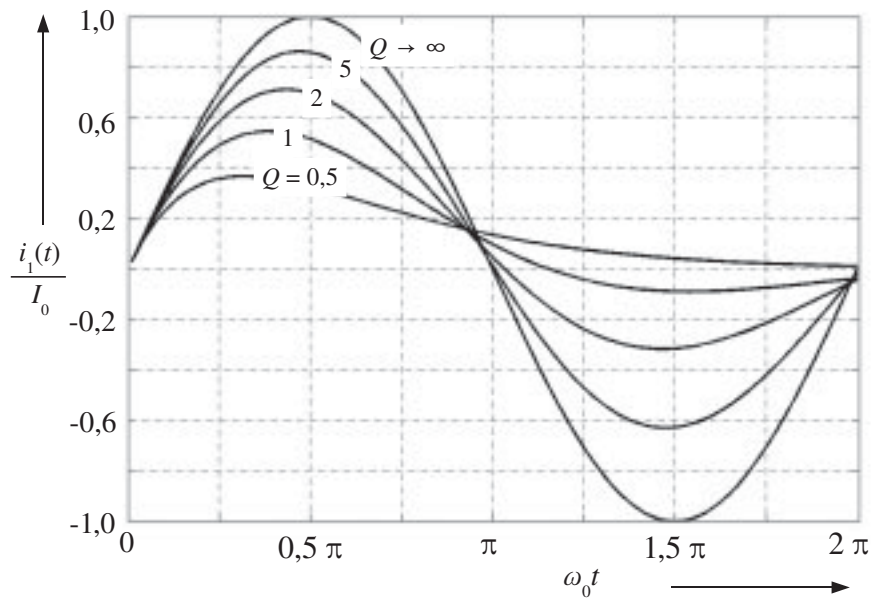


Abbildung 3.5: Zeitlicher Verlauf des Werkzeugstromes über einer Periode für verschiedene Gütefaktoren des Schwingkreises. Die Darstellung ist auf den Maximalwert des ungedämpften Stromes normiert.

Nachdem der Werkzeugstrom in seinem zeitlichen Verlauf bestimmt ist, wird dieser im Weiteren verwendet, um in Analogie dazu einen Ausdruck für den Werkstückstrom $i_2(t)$ zu ermitteln. Unter Berücksichtigung des Ersatzschaltbildes in Abbildung 3.3 können die Spannungsabfälle über der Gegeninduktivität und dem das Werkstück modellierenden Zweig aufgrund deren Parallelität gleichgesetzt werden:

$$M \frac{d}{dt} (i_1(t) - i_2(t)) = (L_2 - M) \frac{d}{dt} i_2(t) + R_2 i_2(t) \quad (3.11)$$

Die Lösung dieser Differentialgleichung erster Ordnung wird in folgendem Ausdruck als Funktion der Schwingkreisgüte Q und des Werkstückparameters $\Gamma_2 = R_2/\omega L_2$ dargestellt.

$$i_2(t) = -\omega C U_0 \frac{M}{L_2} \cdot \frac{(2QK_Q)^2}{1 + (K_Q - \Gamma_2)^2} \cdot \left[2QK_Q \sqrt{1 + (K_Q - \Gamma_2)^2} e^{-K_Q \omega t} \cdot \sin(\omega t + \psi) - \Gamma_2 e^{-\Gamma_2 \omega t} \right] \quad (3.12)$$

Auch der Werkstückstrom ist demnach als exponentiell gedämpfte Sinusschwingung zu beschreiben. Seine zeitliche Entwicklung ist in der folgenden Abbildung 3.6 veranschaulicht.

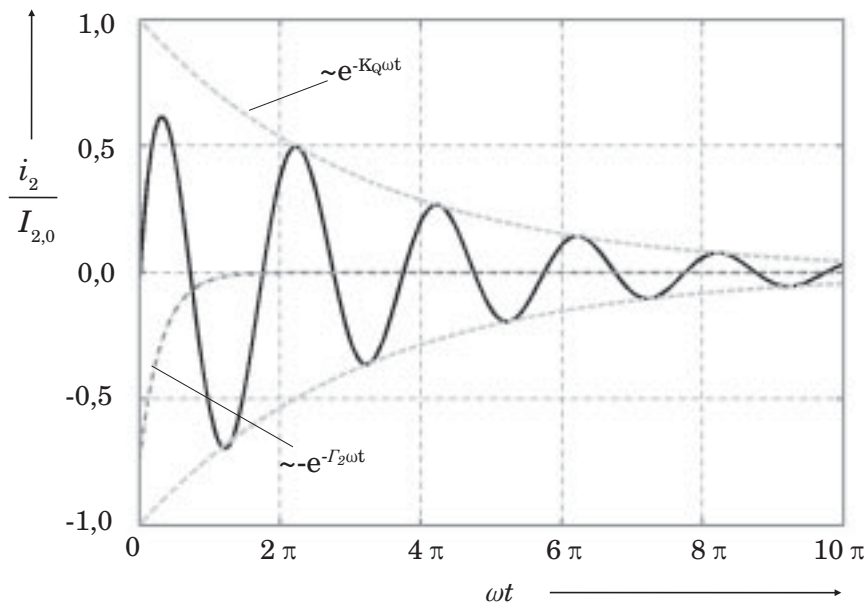


Abbildung 3.6: Zeitlicher Verlauf des Werkstückstromes, dessen Anstiegsbereich durch einen vom Werkstückparameter dominierten flüchtigen Anteil bedämpft wird. Die Darstellung ist auf den Maximalwert des ungedämpften Stromes normiert.

Innerhalb (3.12) taucht allerdings im Unterschied zum Werkzeugstrom ein *Phasenversatz* ψ innerhalb des Argumentes der Sinusschwingung auf, der überwiegend vom Werkstückparameter Γ_2 dominiert wird.

$$\psi = \arctan \left[\frac{\Gamma_2}{1 - \frac{1}{1-4Q^2} - \frac{1}{\sqrt{1-4Q^2}} \Gamma_2} \right] \quad (3.13)$$

Zusätzlich zu dem auftretenden Phasenversatz verursacht der Werkstückparameter Γ_2 eine *flüchtige* Stromkomponente, die sich anteilig dem Werkstückstrom überlagert. Dieser nicht oszillierende, rein exponentielle Anteil klingt mit der *Zeitkonstanten des Werkstücks* τ_2 ab, die identisch ist mit der Zeitdauer, die das magnetische Feld zum Eindringen in das Werkstück benötigt.

$$\tau_2 = \frac{L_2}{R_2} = \frac{1}{\omega \Gamma_2} \quad (3.14)$$

3.3.3 Modellierung der Kraftwirkung im Ersatzschaltbild

Wie im vorangegangenen ersten Abschnitt dieses Kapitels bereits herausgestellt wurde, ist die elektromagnetische Kraftwirkung ein entscheidender Entwurfsparameter, der als geforderte und zu erreichende Eingangsgröße in das Auslegungsverfahren eingeht. Die im Werkstück angreifende elektromagnetische Kraftdichte \vec{f} bestimmt sich nach Gleichung (2.31) aus dem Vektorprodukt aus induzierten Werkstückstromdichte $\vec{J}^{(i)}$ und der vom Werkzeug verursachten magnetischen Flußdichte $\vec{B}^{(e)}$.

Schon die Bezeichnung dieser Größen lässt erkennen, dass es sich bei ihnen um räumlich verteilte Größen handelt. Elektrische Ersatzschaltbilder sind im Allgemeinen nicht in der Lage, im Raum verteilte Dichten von physikalischen Größen direkt durch die zur Verfügung stehenden konzentrierten Elemente abzubilden. Um dennoch eine Bewertung des Einflusses der Netzwerkelemente auf die angestrebte Kraftwirkung treffen zu können, wird eine *Kraftersatzgröße* $\mathcal{F}(t)$ eingeführt, die sich aus der Definition der feldverteilten Volumenkraftdichte ergibt. In Anlehnung an die aufgestellte Struktur (Abbildung 3.3) wird dazu der Beitrag der Stromdichte $J^{(i)}$ im Ersatzschaltbild durch die integrale Größe des Werkstückstromes $i_2(t)$ ausgedrückt. Die erregende Flussdichte $B^{(e)}$ erhält ihre äquivalente Netzwerkbeschreibung durch das Produkt aus der Spuleneigeninduktivität L_1 und den Fluss verursachenden Strom $i_1(t)$.

$$\boxed{\mathcal{F}(t) = L_1 \cdot i_1(t) \cdot i_2(t) \sim F(t)} \quad (3.15)$$

In diese Darstellung geht über die Lösungen von Werkzeug- und Werkstückstrom die Güte Q mit ein. Für exemplarisch angenommene Werte von Werkzeug- und

Werkstückparametern ist in der nachfolgenden Abbildung 3.7 die Abhängigkeit dieser Kraftersatzgröße von der Anlagengüte aufgetragen und zeigt, insbesondere abhängig von der ohmsch-induktiven Charakteristik des Werkstücks Γ_2 , eine mitunter zwischenzeitlich auftretende Richtungsumkehr der Kraftwirkung [47].

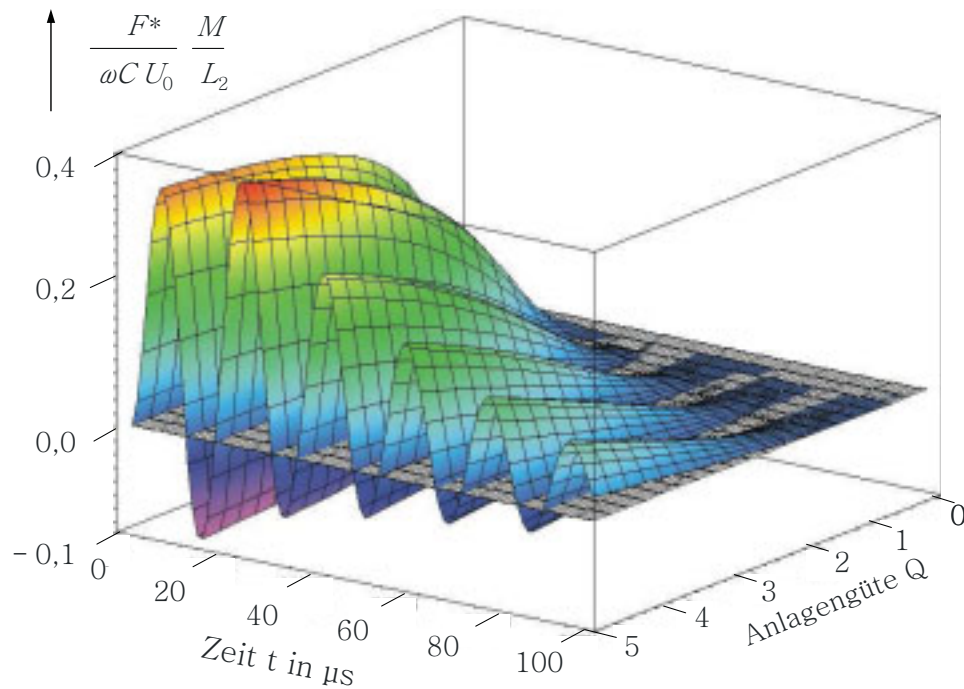


Abbildung 3.7: Normierter Zeitverlauf der Kraftersatzgröße $\mathcal{F}(t)$ in Abhängigkeit der Anlagengüte Q für eine angenommene Werkstückkonstante $\Gamma_2 = 1$.

3.4 Identifikation der Netzwerkparameter

Um die zur Netzwerkberechnung benötigten Ersatzschaltbildparameter zu erhalten, muss ein Übergang von der feldtheoretischen Herleitung zu einer konzentrierten Beschreibungsform erfolgen. Aus klemmenbezogener Sicht weisen die so zu erhaltenen Ersatzgrößen verglichen mit den real räumlich verteilten Größen ein physikalisch identisches Strom-/Spannungsverhalten auf. Die innerhalb des Erstatzschaltbildes auftauchenden Elemente sind der ohmsche Widerstand R_1 der Werkzeugspule, deren Eigeninduktivität L_1 , der ohmsche und induktive Anteil des Werkstückes R_2 und

L_2 sowie die beide Seiten miteinander magnetisch koppelnde Gen Eigeninduktivität L_1 , der ohmsche und induktive Anteil des Werkstückes R_2 und L_2 sowie die beide Seiten miteinander magnetisch koppelnde Gegeninduktivität identisches Strom-/Spannungsverhalten auf. Die innerhalb des Erstatzschaltbildes auftauchenden Elemente sind der ohmsche Widerstand R_1 der Werkzeuggegeninduktivität identisches Strom-/Spannungsverhalten auf. Die innerhalb des Erstatzschaltbildes auftauchenden Elemente sind der ohmsche Widerstand R_1 der Werkzeugsität M . Diese sich aus den einstellenden Stromdichteverteilungen ergebenden Größen sind aufgrund von Stromverdrängungseffekten stark abhängig von der tatsächlich vorliegenden dominierenden Entladefrequenz. Im Sinne einer zielgerichteten Komponentenauslegung von Umformanlagen ist es hinsichtlich des Verhältnisses von Ladeenergie und zu verrichtender Umformarbeit wünschenswert, eine Diffusion des Magnetfeldes durch das Werkstück insbesondere für den Anfangsbereich des Werkzeugstromes so gering wie möglich zu halten, um ebenso den Anteil der im Werkstück umgesetzten Feldenergie zu maximieren. Dadurch begründet sich die Vorgabe einer minimalen Frequenz in Abhängigkeit der Werkstückdicke mit der Forderung eines Verhältnisses von Skineindringtiefe und Werkstückdicke von $d > 3 \delta$:

$$f > \frac{9}{d^2 \pi \kappa \mu} = f_{min} \quad (3.16)$$

Mit dieser Frequenz wird zum einen die Stromdichte innerhalb der Spulenwindungen berechnet, aus der sich die Werkzeugparameter ableiten lassen, und zum anderen die induzierte Werkstückstromdichte, die im weiteren zur Berechnung der Ersatzschaltbildparameter des Werkstückes benötigt wird.

3.4.1 Darstellung der Werkzeugimpedanz

Nachdem die Geometrie der Spule sowie die in ihrem Innern sich verteilende Stromdichte identifiziert sind, lässt sich der ohmsche Widerstand der Werkzeugspule über die im Materialvolumen umgesetzte Verlustleistung ermitteln. Die durch die Stromdichte in Verbindung mit der spezifischen Leitfähigkeit des Spulenmaterials auftretende Volumendichte der elektrischen Verlustleistung P_e drückt sich über die beteiligten Feldgrößen aus, deren Integration über das gesamte Materialvolumen V_i den

Übergang zu den Klemmengrößen gestattet.

$$P_e = \int_{V_i} \vec{p}_e dV = \int_{V_i} \vec{J}_1 \vec{E}_1 dV = \frac{1}{\kappa_1} \int_{V_i} \vec{J}_1^2 dV = I_1^2 R_1 \quad (3.17)$$

Für den ohmschen Wicklungswiderstand der Werkzeugspule ergibt sich daher

$$R_1 = \frac{1}{\kappa_1 I_1^2} \cdot \int_{V_i} \vec{J}_1^2 dV \quad (3.18)$$

Innerhalb der Umgebung der Werkzeugspule wird die magnetische Energie W_m in Form des magnetischen Feldes gespeichert, die sich durch Aufintegration der Energiedichte über das die Werkzeugspule umgebende Außenvolumen V_a ergibt.

$$W_m = \frac{1}{2} \int_{V_a} w_m dV = \frac{1}{2} \int_{V_a} \vec{B}_1 \vec{H}_1 dV = \frac{1}{2} \frac{1}{\mu} \int_{V_a} \vec{B}_1^2 dV = \frac{1}{2} L_1 I_1^2 \quad (3.19)$$

Auf das Quadrat des ursächlichen Stromes bezogen liefert die magnetische Energie somit den Eigeninduktionskoeffizienten der Werkzeugspule L_1 .

$$L_1 = \frac{1}{\mu I_1^2} \int_{V_a} \vec{B}_1^2 dV \quad (3.20)$$

3.4.2 Berechnung der Gegeninduktivität

Die Gegeninduktivität L_{12} für zwei fadenförmige Leiter ℓ_1, ℓ_2 ist mit Hilfe der *Neumann'schen Gleichung* in überschaubarer Form zu berechnen.

$$L_{12} = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint_{\ell_1} \oint_{\ell_2} \frac{ds_1 ds_2}{|\vec{r}_1 - \vec{r}_2|} \quad (3.21)$$

Diese Berechnungsvorschrift ist in ihrer Anwendung allein auf linienhafte Leiter mit verschwindendem Leiterquerschnitt geeignet. Für Leiter mit räumlich ausgedehnten Stromdichteverteilungen wird der Zusammenhang zwischen Gegeninduktivität und magnetischer Feldenergie betrachtet, die aus der Energiedichte über das magnetische Vektorpotential bestimmt werden kann. Die Rechenregeln der Vektoranalysis [39] geben vor, dass $(\nabla \times \vec{a}) \vec{b} = (\nabla \times \vec{b}) \vec{a} - \nabla \cdot (\vec{b} \times \vec{a})$, wobei hier die Divergenzbildung der rechten Seite bei Aufintegration über das gesamte zu betrachtende Volumen identisch Null wird [48], so dass man mit (2.11) für die magnetische

Energie den folgenden Ausdruck erhält.

$$\begin{aligned} W_m &= \frac{1}{2} \int \vec{B} \vec{H} \, dV = \frac{1}{2} \int (\nabla \times \vec{A}) \vec{H} \, dV \\ &= \frac{1}{2} \int (\nabla \times \vec{H}) \vec{A} \, dV = \frac{1}{2} \int \vec{J} \vec{A} \, dV \end{aligned} \quad (3.22)$$

Hierin wird für das Vektopotential Gleichung (2.5) eingesetzt, so dass der resultierende Ausdruck für die magnetische Feldenergie mit Bezug zu Abbildung 2.1 eine Funktion der beteiligten ursächlichen Stromdichteverteilungen wird.

$$W_m = \frac{1}{2} \frac{\mu_0}{4\pi} \int_{V_1} \int_{V_2} \frac{\vec{J}_1(\vec{r}_1) \vec{J}_2(\vec{r}_2)}{|\vec{r}_1 - \vec{r}_2|} \, dV_1(\vec{r}_1) \, dV_2(\vec{r}_2) \quad (3.23)$$

Zu integrieren wäre hier jeweils über das Volumen einer Kugel mit dem Radius $r \rightarrow \infty$. Tatsächlich liefern jedoch nur die Bereiche einen nennenswerten Beitrag, für die die Bedingung $J_{1,2} \neq 0$ erfüllt ist. Für eine Zweileiteranordnung folgt die formale Definition der Gegeninduktivität über die Beziehung

$$M = \frac{\mu_0}{4\pi i_1 i_2} \int_{V_1} \int_{V_2} \frac{\vec{J}_1(\vec{r}_1) \vec{J}_2(\vec{r}_2)}{|\vec{r}_1 - \vec{r}_2|} \, dV_1(\vec{r}_1) \, dV_2(\vec{r}_2) \quad (3.24)$$

3.4.3 Modellierung der Werkstückparameter

Zur Beschreibung der elektrischen Wirkung der in das Werkstück induzierten Wirbelstromdichte mit Hilfe klemmenbezogener Größen und ihrer Zusammenhänge ist es zunächst notwendig, eine integrale Aussage treffen zu können, die sowohl die Wirkungen der räumlich verteilten Feldkomponenten als auch der konzentrierten Netzwerkgrößen zu beschreiben im Stande ist. Die von der Wirbelstromdichte in Verbindung mit der spezifischen Leitfähigkeit des Werkstückmaterials verursachte Verlustleistungsdichte ist eine partiell in jedem Volumenelement sich anders darstellende Größe. Über das gesamte Leitervolumen aufintegriert ergibt sich jedoch für jeden Zeitpunkt eine Gesamtverlustleistung, die ihrerseits auch auf Ebene der eindimensionalen Modellierung durch das elektrische Ersatzschaltbild eine entsprechende

Gültigkeit besitzt.

Analog zur Bestimmung der Werkzeugparameter über Gleichung (3.17) stellt sich die Verlustleistung P_V nach teilweiser Ausführung der im rotationssymmetrischen Koordinatensystem durchzuführenden Volumenintegration folgenderweise dar.

$$P_V = \iiint_{V_2} J_2 E_2 r_2 \, dV_2 = \frac{1}{\kappa_2} \cdot \iiint_{r_2 \varphi_2 z_2} J_2^2 r_2 \, dr_2 \, d\varphi_2 \, dz_2 \quad (3.25)$$

Der daraus äquivalent als klemmenbezogen ableitbare elektrische Widerstand $R_2^{(el)}$ des Werkstücks nimmt demnach durch den integralen Wert des induzierten Stromes I_2 ausgedrückt die folgende Form an.

$$R_2^{(el)} = 2\pi \cdot \frac{1}{\kappa_2} \cdot \frac{1}{I_2^2} \cdot \iint_{r_2 z_2} J_2^2 r \, dr_2 \, dz_2 \quad (3.26)$$

Die räumlich verteilte induzierte Wirbelstromdichte speichert einen Teil der ins Werkstück übertragenen Energie in Form des magnetischen Feldes. Auf das Quadrat des Werkstückstromes bezogen liefert das Integral über die aus den Feldgrößen ableitbare Energiedichte die Bestimmungsgleichung für die damit verknüpfte Eigeninduktivität des Werkstücks.

$$L_{22} = \frac{\mu_0}{4\pi i_2^2} \cdot \iiint_{V_2} \iiint_{V_2'} \frac{J(r_2, z_2) J(r_2', z_2') r_2 r_2'}{|\vec{r}_2 - \vec{r}_2'|} \, dr_2 \, d\varphi_2 \, dz_2 \, dr_2' \, d\varphi_2' \, dz_2' \quad (3.27)$$

Analog zu Gleichung (3.24) wird innerhalb des Integranden das Produkt von zwei auf ihren Abstand bezogenen Stromdichtefäden gebildet; die Ortsvektoren der betrachteten Stromfäden durchlaufen alle Punkte innerhalb des Werkstückes, dürfen jedoch zur Vermeidung eines gegen Null gehenden Abstandes für eine Auswertung des obigen Ausdrucks nicht identisch sein. Unter Zuhilfenahme der *vollständigen elliptischen Integrale erster und zweiter Art* $K(k)$ und $E(k)$ [35] [36] vereinfacht sich diese Darstellung um die durchzuführende Integration in Umfangsrichtung.

$$L_{22} = \frac{\mu_0}{4\pi i_2^2} \cdot \iint_{r_2, z_2} \iint_{r_2', z_2'} J(\vec{r}_2) J(\vec{r}_2') r_2 r_2' \frac{8\pi}{\sqrt{r_2 r_2'}} \left[\frac{2-k^2}{2k} K(k) - \frac{1}{k} E(k) \right] dr_2 dz_2 dr_2' dz_2' \quad (3.28)$$

$$\text{mit } k := \sqrt{\frac{4 r_2 r_2'}{(r_2 + r_2')^2 + (z_2 - z_2')^2}}$$

3.5 Wahl eines geeigneten Energiespeichers

Zur Realisierung des geforderten Werkzeugstromes ist die Auslegung des primären Energiespeichers eine Kernaufgabe während der Auslegung elektromagnetischer Umformanlagen. An einen solchen Energiespeicher werden zum Teil recht unterschiedliche Gewichtungen auf die Reihung der verschiedenen Anforderungen gelegt. So gibt die Art des Energiespeichers durch dessen charakteristisches Entladeverhalten die eigentliche Zeitform des Werkzeugstromes in mehr oder weniger steuerbarer Form vor. Die für die benötigte Umformarbeit bereitzustellende Energie stellt bei vorgegebenem maximalen Bauvolumen eine weitere Anforderung hinsichtlich der Energiedichte dar. Aus diesen genannten Punkten leitet sich in Verbindung mit der Forderung nach einer dem Umformziel ausgerichteten entsprechend effizienten Energieübertragung die Notwendigkeit ab, den Einfluss der Wahl des Energiespeichers auf den sich ergebenden Wirkungsgrad näher zu betrachten. Letztendlich muss die Auswahl im Rahmen des technisch und wirtschaftlich verfügbaren liegen, nicht zuletzt wegen der bereits im vorangehenden Kapitel angesprochenen unterschiedlichen technologisch bedingten Beherrschbarkeit des Schaltzeitpunktes. Aus Gründen der weitaus größeren Verfügbarkeit und Verbreitung von kapazitiven Energiespeichern wird exemplarisch die Auslegung des Energiespeichers in dieser Technologie erläutert; das prinzipielle Vorgehen ist jedoch auch bei induktiven Energiespeichern gleichermaßen bei entsprechender Abwandlung des zugrundegelegten Ersatzschaltbildes anwendbar.

Ein sinnvoller Richtwert für die Entladefrequenz wird wiederum aus den Geometrie- und Materialparametern des Werkstückes abgeschätzt, mit der Forderung nach einer ausreichend hohen magnetisch abschirmenden Wirkung des Werkstückes. Dieser Wert gibt also eine untere Grenzfrequenz an, die es erlaubt, bei Kenntnis der vom Werkzeug verursachten räumlichen Verteilung die resultierenden konzentrierten

ESB-Parameter von Werkzeug und Werkstück zu berechnen. Aus diesen Größen ist das Ersatzschaltbild konstruierbar, worin als einzig Unbekannte die Kapazität des Energiespeichers verbleibt. Aus der Bestimmungsgleichung für die Entladefrequenz folgt unter Berücksichtigung von (3.16) für die Kapazität

$$C < \frac{\tilde{L}}{4\tilde{R}^2 + \left(\frac{2\tilde{L}}{\kappa\mu\delta^2}\right)^2} \quad (3.29)$$

Dieser Wert stellt somit ausgehend von den Werkstückeigenschaften den Maximalwert für die Kapazität des Energiespeichers dar. Im Sinne des energetischen Wirkungsgrades wird sich für den Kapazitätswert ein Optimum ergeben, für den die Übertragung der initial gespeicherten Ladeenergie maximal wird.

Die einzelnen Parameter des aufgestellten Modells beeinflussen die Wahl eines geeigneten Energiespeichers in zum Teil nicht eindeutiger oder nicht hinreichender Art und Weise. Als schwierig gestaltet sich insbesondere der Versuch, einen Überblick über das Zusammenspiel der jeweiligen Parameter und ihr Gewicht hinsichtlich der zu treffenden Wahl zu bewahren. Um daher einen besseren Zugang zur Bewertung und Auslegung der einzelnen Parameter zu erhalten, werden im weiteren die bereits vorgestellten Schwingkreisgrößen des gesamten Systems in geeigneter Weise umgeschrieben, so dass eine Separation möglich wird, die es erlaubt, die leerlaufende Anlage, d.h. ohne Werkstück zu betrachten. Diese für die Umformanlage zu erhaltenden Ausdrücke weisen keine direkte Abhängigkeit mehr von den Werkstückparametern auf, lassen sich aber unter Ausnutzung von Querbeziehungen in Zusammenhang bringen, so dass eine zwar für die einzelnen modular zu betrachtenden Anlagenkomponenten separierte Betrachtung möglich ist, diese aber im Kontext der gesamten Anlage eine Bestimmung der freien Parameter ermöglicht [47].

Als Basis zur Separation der Anlagenparameter dient die universelle Beschreibung in Form der Schwingkreisgüte Q , die ihrerseits in den durch die Umformanlage selber bestimmten Anteil Q_A und andererseits in eine durch die Anwesenheit des Werkstücks verursachte Gewichtungsfunktion separiert werden kann.

$$\begin{aligned} Q &= \frac{1}{\tilde{R}} \sqrt{\frac{\tilde{L}}{C}} = \frac{1}{R_1} \sqrt{\frac{L_1}{C}} \cdot \sqrt{\frac{\sigma}{(1 + \Gamma_2^2)}} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \frac{M^2}{L_2^2} \frac{1}{1 + \Gamma_2^2}\right)^{-1} \\ &= Q_A \cdot \sqrt{\frac{\sigma}{(1 + \Gamma_2^2)}} \cdot \left(1 + \frac{L_1}{R_1} \frac{R_2}{L_2} \frac{(1 - \sigma)}{1 + \Gamma_2^2}\right)^{-1} \quad (3.30) \end{aligned}$$

Die darin auftauchende Anlagengüte Q_A definiert sich über die Ersatzschaltbildelemente von Energiespeicher und Werkzeugspule und über diese durch die Resonanzkreisfrequenz der Anlage $\omega_{0,A}$.

$$Q_A = \frac{1}{R_1} \sqrt{\frac{L_1}{C}} = \frac{1}{\omega_{0,A} C R_1} \quad (3.31)$$

Die Verwendung der oben hergeleiteten Bestimmungsgleichungen kann unter Ausnutzung geeigneter Vorgaben sukzessive auf dem Wege einer numerischen Auswertung erfolgen. Eine andere Möglichkeit bietet darüberhinaus den Vorteil, die Abhängigkeit eines jeden Parameters von den anderen auf einen Blick beurteilen zu können und somit Tendenzen qualitativ und quantitativ im Vorfeld erkennen zu können. Eine solche Darstellung der Zusammenhänge in Form eines mehrdimensionalen Nomogramms ist für die im Kapitel 4 exemplarisch durchgeführte Beispielauslegung des Energiespeichers zu finden.

3.6 Ermittlung des benötigten Spulenstromes

Abhängig von der Art des Energiespeichers und der Last kommen unterschiedliche Zeitverläufe des Werkzeugspulenstromes in Frage. Unter Zugrundelegung eines kapazitiven Energiespeichers ist prinzipiell nur eine frei schwingende, exponentiell gedämpfte Entladung möglich, wobei aus Gründen der Effizienz nur Gütefaktoren oberhalb der kritischen Dämpfung im aperiodischen Grenzfall sinnvoll sind ($Q > 1/2$). Sowohl Frequenz als auch Dämpfung sind ihrerseits Funktionen der vorab ermittelten Netzwerkparameter wie sie basierend auf dem zugrundegelegten Ersatzschaltbild in (3.6) und (3.7) aufgeführt sind. Als einzige Unbekannte bleibt hier zunächst die Kapazität des Energiespeichers unbestimmt, die das Zeitverhalten ausschlaggebend mitbestimmt. Die Amplitude des Stromes muss zur Erfüllung einer zielgerichteten Vorgabe derart sein, dass das angestrebte Druckprofil qualitativ als auch quantitativ erreicht wird.

Das magnetische Vektorpotential $A_\varphi^{(e)}$ der Werkzeugspule setzt sich aus einer linearen Überlagerung der einzelnen Windungsanteile zusammen. Entsprechend Gleichung (2.6) ist diese Funktion direkt proportional zur Amplitude des erregenden Werkzeugstromes $\hat{I}^{(e)}$, so dass sich ein auf diese Amplitude normiertes Vektorpotential $a_\varphi^{(e)}$ einführen lässt.

$$A_\varphi^{(e)} = \sum_i A_{\varphi,i}^{(e)} = a_\varphi^{(e)} \cdot \hat{I}^{(e)} \quad (3.32)$$

Aus diesem modifizierten Vektorpotential wird analog zu Gleichung (2.9) eine ebenso normierte Darstellung über den Weg der partiellen Ableitung gebildet, deren radiale Komponente sich in folgender Form ergibt.

$$h_r^{(e)} = -\frac{1}{\mu} \cdot \frac{\partial}{\partial z} a_\varphi^{(e)} \quad (3.33)$$

Mit Hilfe der durch (2.31) eingeführten Volumenkraftdichte f_V und dem daraus abgeleiteten magnetischen Druck p_m wird nach Einsetzen der hergeleiteten Werkstückstromdichte als Funktion der erregenden magnetischen Feldstärke daraus eine Bestimmungsgleichung für den Maximalwert des erregenden Werkzeugstromes entwickelt. Zur Separation der gesuchten Größe wird zunächst der Maximalwert des magnetischen Druckes auf das Quadrat der Werkzeugstromamplitude bezogen.

$$\frac{\hat{p}_z^{(i)}}{\left(\hat{I}^{(e)}\right)^2} = 2 \frac{\mu}{\delta} \cdot \frac{H_r^{(e)}(r, 0)}{\hat{I}^{(e)}} \cdot \frac{\sqrt{2} e^{-j\frac{\pi}{4}}}{\sinh\left[(1+j)\frac{d}{\delta}\right]} \int_0^d \cosh\left[(1+j)\frac{z-d}{\delta}\right] \cdot \frac{H_r^{(e)}(r, z)}{\hat{I}^{(e)}} dz \quad (3.34)$$

Mit der oben beschriebenen Bestimmung der auf die Werkzeugstromamplitude bezogenen magnetischen Erregerfeldstärke $h_r^{(e)}$ entsteht die in Gleichung (3.35) dargestellte Festlegung der gesuchten Werkzeugstromamplitude aus der Vorgabe des geforderten Druckmaximums.

$$\hat{I}^{(e)} = \left(\frac{2}{\hat{p}_z^{(i)}} \frac{\mu}{\delta} \cdot h_r^{(e)}|_{z=0} \cdot \frac{\sqrt{2} e^{-j\frac{\pi}{4}}}{\sinh\left[(1+j)\frac{d}{\delta}\right]} \int_0^d \cosh\left[(1+j)\frac{z-d}{\delta}\right] \cdot h_r^{(e)} dz \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (3.35)$$

Die Auswertung der magnetischen Feldstärke $h_r^{(e)}$ über das normierte Vektorpotential muss ersichtlicherweise dort erfolgen, wo auch gemäß der Vorgabe der maximale Druck vorherrschen soll, d. h. bei $r(\hat{p}^{(i)})$. Im fünften Kapitel dieser Arbeit findet sich die Auswertung dieses Ausdrucks anhand eines konkreten Beispielenwurfes.

Kapitel 4

Wirkungsgrad der Energieübertragung

Für eine erfolgreiche Umformung muss ein ausreichend großer Anteil der initial im primären Energiespeicher vorhandenen Energie über das magnetische Feld der Werkzeugspule in das Werkstück transferiert werden. Diese zweistufige Energiewandlung – von der elektrischen über die im magnetischen Feld zwischengespeicherte Energie zur mechanischen Umformarbeit – ist schematisch als Energieflussdiagramm in Abbildung 4.1 veranschaulicht.

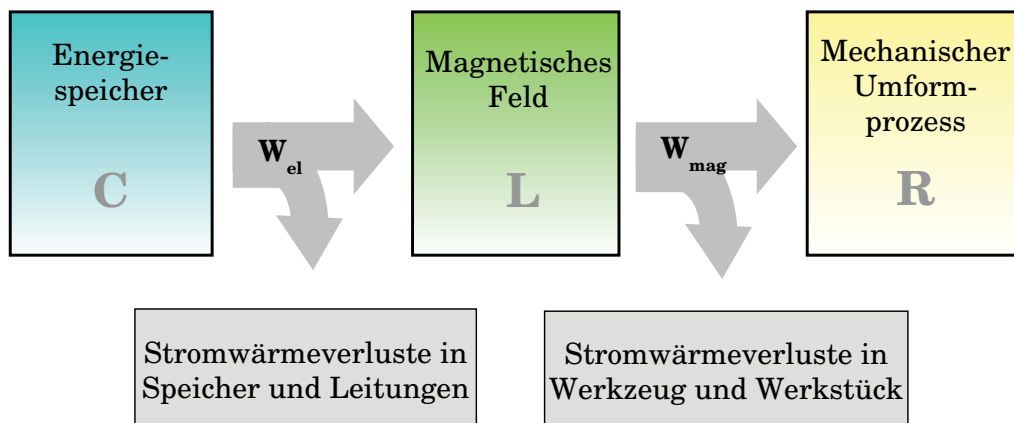


Abbildung 4.1: Schematische Darstellung der Energieübertragung während des elektromagnetischen Umformprozesses

Entlang des Weges von der elektrischen zur mechanischen Energie hat der Energiefluss neben den beabsichtigten Energiesenken auch ungewollte prozessbedingte Verlustmechanismen zu bedienen. Diese treten sowohl im Innern der einzelnen Anlagenmodule als auch innerhalb derer Verbindungen und Zuleitungen auf; nur ein Teil der vormals elektrisch gespeicherten Energie steht somit für den Umformvorgang zur Verfügung. Eine gezielte Umformung setzt jedoch voraus, dass partielle Werkstückbewegungen stattfinden und somit genügend Umformenergie in das Werkstück eingekoppelt wird. Im Sinne einer Bewertung der Effizienz kann aus elektrotechnischer Sicht der energetische Wirkungsgrad η als das Verhältnis von der in der Last umgesetzten mechanischen und der dem Gesamtsystem zugeführten elektrischen Wirkenergie definiert werden [26]:

$$\eta = \frac{W_{mech}}{W_{el}} \quad (4.1)$$

Die Beziehung ist massgeblich durch die Art des Energiespeichers bestimmt, sodass es nahe liegt, die elektrischen Eigenschaften des Kondensators als freie Parameter anzusehen, um aus dem sich daraus ergebenden Wertebereich die für eine optimale Energieübertragung bestmögliche Wahl zur Auslegung des kapazitiven Energiespeichers treffen zu können. Die in elektrischer Form initial gespeicherte Energie stellt sich über die integralen Größen der Kapazität C und der Ladespannung U folgendermaßen dar.

$$W_{el} = \frac{1}{2}CU^2 \quad (4.2)$$

Die zum definierten Wirkungsgrad direkt proportionale mechanische Energie lässt sich hingegen nicht so einfach bestimmen. Messtechnisch bietet das System nur die Möglichkeit, das Klemmenverhalten an den Anschlüssen der Spule beobachten zu können; die räumlich verteilten Feldgrößen verweigern sich ihrerseits einer direkten Messbarkeit. Die mechanische ins Werkstück eingebrachte Energie bestimmt sich aus der zeitlichen Aufintegration der mechanischen Leistung, die nachfolgend über das Produkt der Volumenkraftdichte \vec{f}_V und der partiellen Werkstückgeschwindigkeit \vec{v} dargestellt wird.

$$p_{mech}(t) = \iiint_{(V)} \vec{f}_V(\vec{r}, t) \cdot \vec{v}(\vec{r}, t) dV(\vec{r}) \quad (4.3)$$

Alle im nachfolgenden beschriebenen Messungen und Simulationen beziehen sich auf die während des Entstehens dieser Dissertation am Institut für Umformtechnik und Leichtbau der Technischen Universität Dortmund vorhandenen elektromagnetischen Umformanlage *Maxwell 7000* der Firma Maxwell.

4.1 Messtechnische Wirkungsgradbestimmung

Das elektrische Verhalten des Subsystems 'Werkzeug–Werkstück' ist konzentriert nur an den Klemmen der Werkzeugspule durch Messung des Stroms $i(t)$ und der Spannung $u(t)$ zugänglich. Aus der Multiplikation dieser aufgenommenen Signale berechnet sich dann die elektrische Augenblicksleistung $p(t)$, welche, aufintegriert über der Zeit, die total von Werkzeug und Werkstück aufgenommene Energie $w(t)$ liefert. Der verwendete Messaufbau ist als schematische Übersicht in Abbildung 4.2 dargestellt.

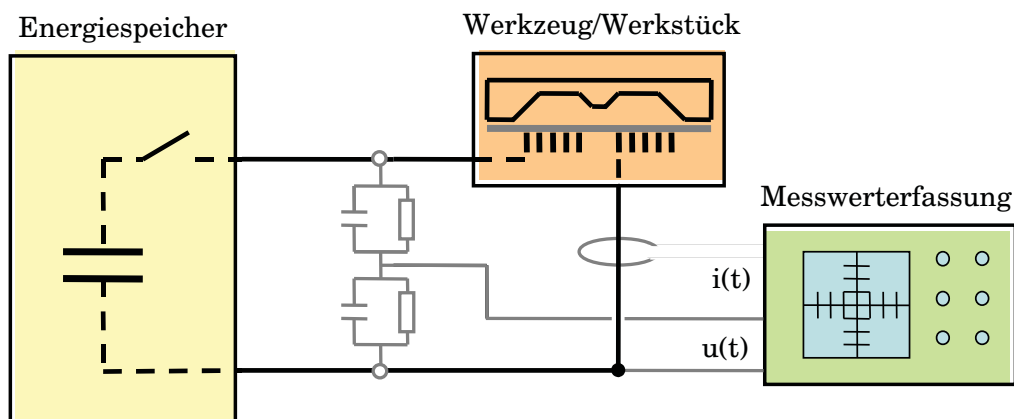


Abbildung 4.2: Schematische Übersicht der verwendeten Messeinrichtung

4.1.1 Realisierung einer Messeinrichtung

Der Strom wird dabei mit Hilfe einer *Rogowskispule* gemessen, die als nicht invasiver Sensor keine Rückwirkungen auf den Stromverlauf hat. Die weitaus größere Herausforderung liegt darin, den Spannungsverlauf an den Klemmen der Spule korrekt zu identifizieren. Neben der Fähigkeit, der auftretenden Spannungsbelastung zu widerstehen, muss zwingend eine ausreichende Synchronizität zwischen Strom-

und Spannungssignal garantiert sein. Aus diesem Grund wird der ohmsch-kapazitive Spannungsteiler in unmittelbarer Nähe des Stromsignalabgriffs angebracht. Abbildung 4.3 zeigt einen Überblick und das Ersatzschaltbild des Teilers.

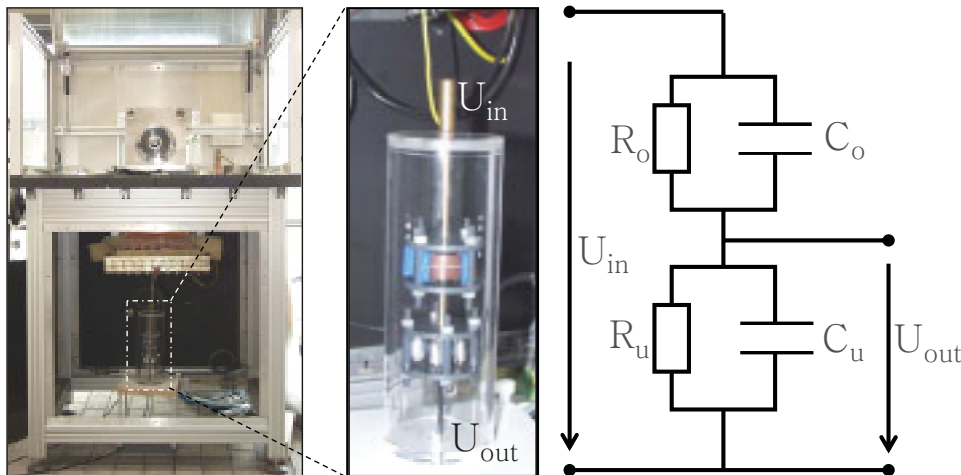


Abbildung 4.3: Der ohmsch-kapazitive Spannungsteiler in seiner Messumgebung und das ihn beschreibende Ersatzschaltbild

Wegen der symmetrischen Struktur werden die aufgrund der zu erwartenden hohen magnetischen Feldstärken induktiv eingekoppelten Störspannungen auf ein Minimum reduziert. Für ein frequenzunabhängiges Übersetzungsverhalten sind die Zeitkonstanten der Ober- und Unterimpedanz entsprechend $R_o C_o \equiv R_u C_u$ anzupassen und sollen mit den gewählten Werten von $R_o = 50 \text{ k}\Omega$, $C_o = 50 \text{ pF}$ und $R_u = 50 \text{ }\Omega$, $C_u = 50 \text{ nF}$ rechnerisch ein Teilungsverhältnis von $T = 1000$ ergeben¹, welches jedoch aufgrund von Bauteile- und Fertigungstoleranzen bei $T=990$ liegt.

¹Der aufgrund parasitärer Umgebungseinflüsse vorhandene frequenzabhängige Fehler liegt im Kilohertzbereich unter einem Prozent.

4.1.2 Zeitaufgelöste Leistungsmessung

Die zur zeitsynchronen Messung der Strom- und Spannungssignale verwendeten Kabel weisen annähernd gleiche Länge auf, so dass deren Laufzeitunterschiede vernachlässigt werden können. Für die Aufnahme der Zeitverläufe wird die am Institut für Umformtechnik und Leichtbau der Technischen Universität Dortmund vorhandene Anlage zur elektromagnetischen Umformung betrieben. Die Messungen werden bei freier Umformung eines Aluminiumbleches (AlMgSi0.5) der Dicke $d = 1,2$ mm durchgeführt. Die dabei initial im Energiespeicher vorhandene Energie ist über die Ladespannung und die in diskreten Stufen variierbare Speicherkapazität veränderbar. Mit Beginn der Energiespeicherentladung triggert der Anstieg des Werkzeugstromes die Datenerfassung eines digitalen Speicheroszilloskopes. Die auf diese Weise aufgenommenen Verläufe der an den Klemmen der Werkzeugspule auftretenden Größen Strom $i(t)$ und Spannung $u(t)$ sind in Abbildung 4.4 wiedergegeben.

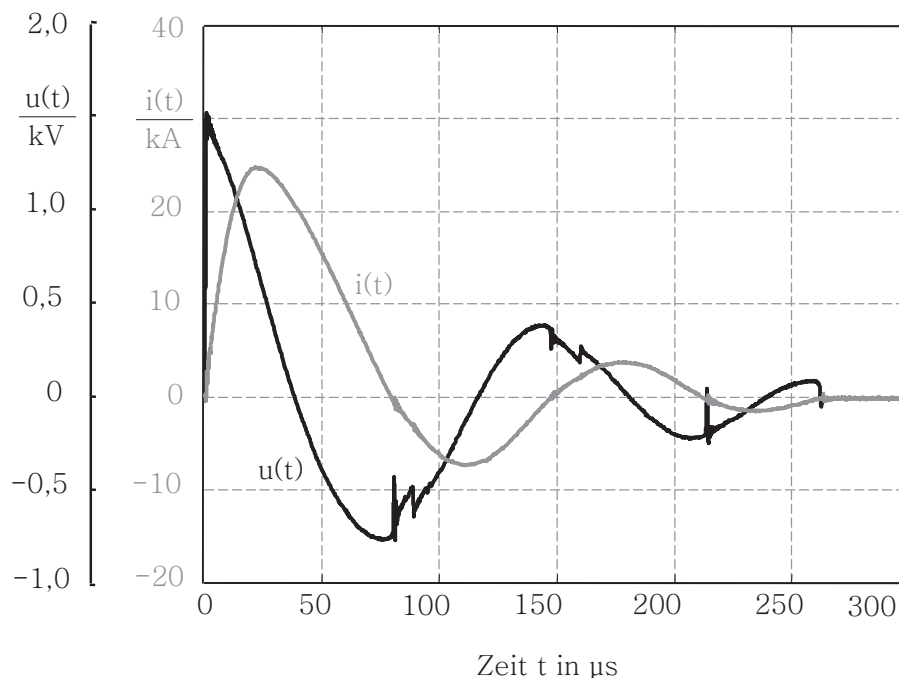


Abbildung 4.4: Gemessene Verläufe von Strom $i(t)$ und Spannung $u(t)$ bei freier Umformung (AlMgSi0.5, $d=1,2$ mm, $W=556$ J)

Wie es die Struktur einer ohmsch-induktiven belasteten kapazitiven Energiequelle aus mathematischer Sicht erwarten lässt, liegt ein exponentiell gedämpfter, in seiner Grundcharakteristik sinusförmiger Entladestrom vor. Eine konstante Entladefrequenz ist hingegen in obiger Messung nicht ablesbar; wegen der sich ändernden Geometrie des Werkstücks verringert sich zunehmend die Gegeninduktivität und damit einhergehend die Gesamtinduktivität der Anordnung, so dass mit dem sich vergrößernden Abstand zwischen Werkzeug und Werkstück in Übereinstimmung mit (3.7) auch die zu erwartende Entladefrequenz größer wird. Bis zum Erreichen des ersten Strommaximums kann dieser Effekt jedoch wegen der nicht nennenswert vorhandenen Werkstückbewegung vernachlässigt werden. Der dominierend induktive Charakter der Last führt zu einer entsprechend phasenverschobenen Entwicklung der Kondensatorspannung. Ihr zeitlicher Verlauf zeigt temporär auftretend deutliche Einbrüche, die mit den Zeitpunkten der Stromnulldurchgänge zusammenfallen. Diese Spannungsabfälle werden durch das Schaltverhalten der verwendeten Ignitrons erklärt, von denen einzelne im Moment des Stromnulldurchgangs verlöschen. Die Summe des sich folgend neu aufbauenden Stromes ist demnach um den Beitrag des betreffenden verlöschten Zweiges geringer, wodurch auch die Steigung des Werkzeugstromes flacher ausfällt. Folglich ist die an den Klemmen der Spule messtechnisch beobachtete Spannung – proportional zur Ableitung des Stromes – ebenso herabgesenkt und nimmt erst nachdem der betreffende Schalter rückgezündet wurde den ursprünglichen Verlauf wieder an. Die rechnerisch aus den gemessenen Größen Strom und Spannung ermittelte Augenblicksleistung $p(t)$ ist in der nachfolgenden Abbildung 4.5 über der Zeit aufgetragen.

Die angesprochenen Einbrüche in den Verläufen der Spannung wirken sich wegen der Produktbildung mit dem Strom in dessen Nulldurchgangsumgebung längst nicht so ausgeprägt auf die Leistung aus, so dass für den im Weiteren zu bestimmenden energiebasierten Wirkungsgrad dieser Effekt kaum in Erscheinung treten wird. Der Verlauf der Augenblicksleistung weist die doppelte Frequenz und Dämpfung auf. Es ist ersichtlich, dass die über das Klemmenpaar der Werkzeugspule in das Subsystem 'Werkzeug-Werkstück' transferierte elektrische Leistung bezogen auf den Maximalwert bereits nach der ersten Periode nur noch verhältnismäßig gering ist.

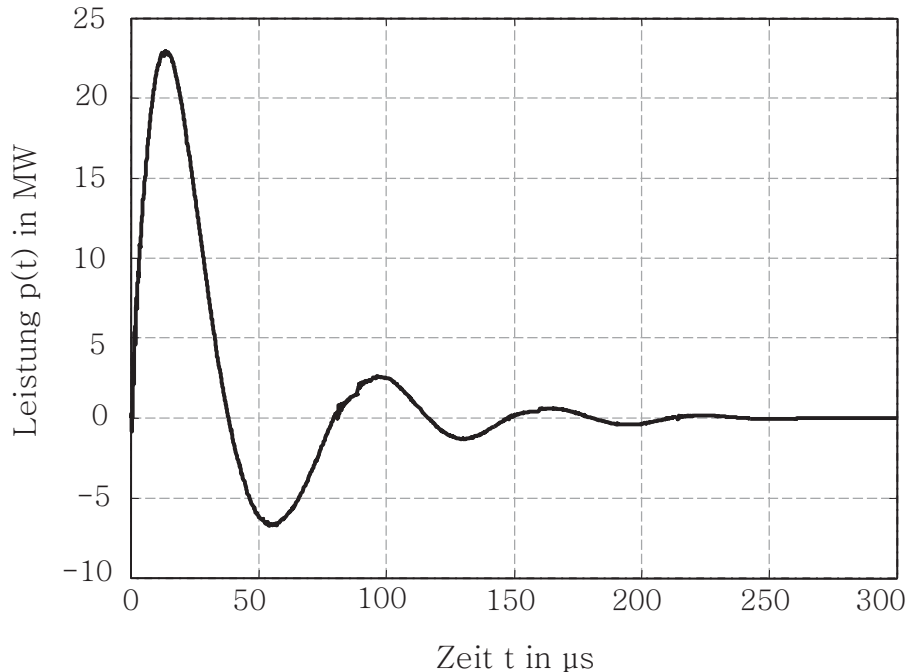


Abbildung 4.5: Gemessene Augenblicksleistung $p(t)$ an den Klemmen der Spule bei freier Umformung eines Aluminiumbleches (AlMgSi0.5, $d=1,2$ mm, $W=556$ J)

4.1.3 Berechnung der Energieanteile

Die gemessene Ladespannung im obigen Beispiel ist zu $U_L = 1483$ V ablesbar und erlaubt daher bei Kenntnis der Energiespeicherkapazität $C_S = 505,2$ μF die Bestimmung der zum Zeitpunkt $t = 0$ im Energiespeicher vorhandenen Energie:

$$W_L = \frac{1}{2} \cdot C_S \cdot U_L^2 = 556 \text{ J} \quad (4.4)$$

Die elektrische Leistung hat ersichtlicherweise unterschiedliche Energiesenken zu bedienen. Eine klassische Energiebilanz wird die relevanten Energieanteile zu dem Zeitpunkt ins Verhältnis setzen, an dem der Prozess vollständig abgeschlossen ist. Abseits davon zeigt Abbildung 4.6 die aus der Aufintegration der elektrischen Augenblicksleistung $p(t)$ kumulativ ermittelten Energieanteile, und zwar aufgespalten in die unterschiedlichen voneinander separierbaren Parasitär- und Nutzanteile. Abhängig von der Beschaffenheit einer jeweiligen Anlage wird diese Energie in unterschiedli-

chen Anteilen dazu verwendet, um einerseits die als rein ohmsch zu kennzeichnenden Stromwärmeverluste zu decken, welche irreversibel einen Teil der initial gespeicherten Ladeenergie in thermische Energie zur Aufheizung von Werkzeug und Werkstück einfordern. Andererseits wird, abzielend auf den anvisierten Nutzeffekt der elektromagnetischen Umformung, ein Teil im magnetischen Feld der Werkzeugspule zwischengespeichert, um über den Weg dieser Wandlung die Energieübertragung in das elektrisch nicht verbundene Werkstück zu ermöglichen.

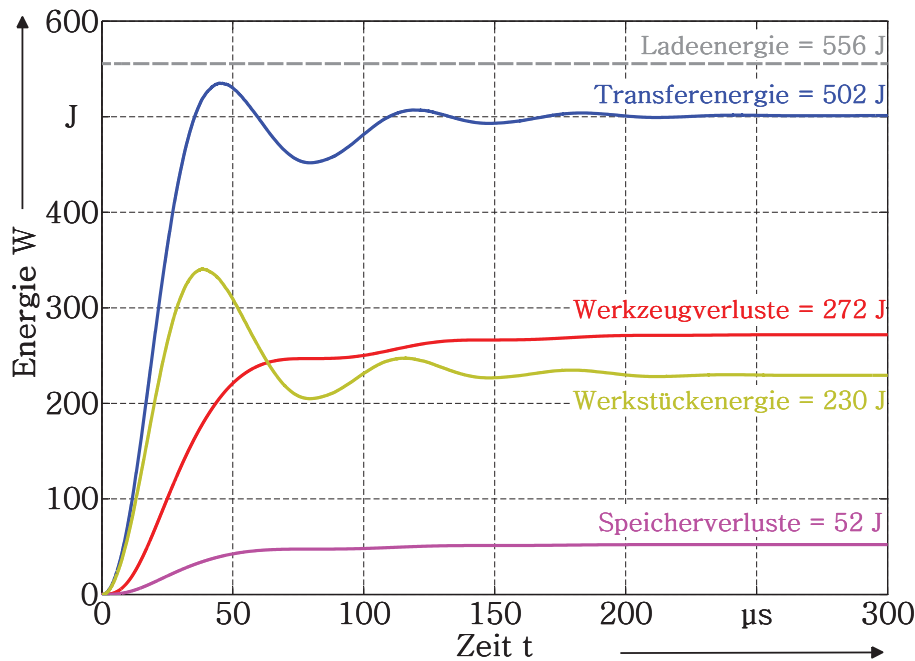


Abbildung 4.6: Über der Zeit aufkumulierte Anteile der aus der Messung berechneten Energie während der Umformung eines Aluminiumbleches (AlMgSi0.5 , $d=1,2\text{ mm}$, $W=556\text{ J}$)

Proportional zur von der Leistung in Abbildung 4.5 aufgespannten Fläche bleibt auch die zu erwartende zeitliche Entwicklung der Energie $w(t)$ nach der ersten Periode des Entladestromes nur noch wenig veränderlich. Zu Beginn der Entladung ist der aus dem Energiespeicher maximal in das Subsystem 'Werkzeug-Werkstück' transferierte Anteil der Energie sogar höher als die final zum Ende des Prozesses

übertragene Transferenergie von

$$W_{trans} = \int_0^{\infty} u(t) \cdot i(t) dt = 502 \text{ J} \quad (4.5)$$

Die Differenz zur Gesamtenergie macht den Teil Feldenergie aus, der temporär im magnetischen Feld zwischengespeichert, dann in den Phasen der Leistung mit negativem Vorzeichen in den Speicherkondensator zurückpendelt und auf diesem Weg in Wärme umgewandelt wird. Die über das Eingangsklemmenpaar der Werkzeugspule aufgenommene Energie teilt sich auf in innere Stromwärmeverluste und den für die Umformung wichtigen, in mechanische Wirkenergie umgewandelten Teil. Die Speicherverluste lassen sich auf einfache Art und Weise aus der total in das Werkzeug übertragenen Energie bezogen auf die anfangs gespeicherte Energie ermitteln. Allerdings entlädt sich der Energiespeicher nicht vollständig auf die Last; nach dem letzten Stromnulldurchgang zünden die Ignitrons wegen der nicht erreichten Schwellenspannung kein weiteres mal durch. Die so auf dem Speicherkondensator verbleibende Restspannung ist in der zu Abbildung 4.4 gehörenden Messung zu $U_{Rest} = 85 \text{ V}$ bestimmt worden. Unter Berücksichtigung dieser Restspannung entspricht der Gesamtanteil an Speicherverlusten einem Wert von

$$W_S = \frac{1}{2} \cdot C_S (U_L^2 - U_{Rest}^2) - W_{trans} = 52 \text{ J} \quad (4.6)$$

In Kurzschlussversuchen [49] ist der ohmsche Innenwiderstand des Energiespeichers inklusive der darin verbauten Schalter und Verbindungsleitungen messtechnisch zu einem Wert von $R_S = 2,09 \text{ m}\Omega$ ermittelt worden. Dem Energiespeicher stehen zur Entladung keine Nebenwege zur Verfügung, so dass der Entladestrom identisch ist mit dem Werkzeugstrom. In Kombination mit dem gemessenen Werkzeugstrom ist mit dem Wert des Innenwiderstandes die Möglichkeit gegeben, die zeitliche Entwicklung der im Innern des Energiespeichers auftretenden Verluste ermitteln zu können, wie sie in Abbildung 4.6 zu finden ist.

Der durch das Werkzeug fließende Strom hat aufgrund der endlichen Leitfähigkeit des Spulenmaterials Verluste zur Folge, die zu einer Aufheizung des Werkzeugs führen. Die im Zuge der durchgeführten Versuche verwendete Umformspule ist hinsichtlich ihrer frequenzabhängigen Impedanz unter Berücksichtigung ihres ohmsch-induktiven Charakters vermessen worden und besitzt im hier interessierenden Frequenzbereich von 5 bis 10 kHz einen Widerstand von $R_1 = 11,2 \text{ m}\Omega$. Über

den Werkzeugstrom kumulativ berechnet, erreicht die in Abbildung 4.6 aufgetragene Verlustenergie im Werkzeug zum Ende des Prozesses hin einen Endwert von $W_1 = 272$ J. Der Betrag an Energie, der nun noch übrig bleibt, um in das Werkstück übertragen zu werden, entspricht mit $W_2 = 230$ J der verbleibenden Differenz und teilt sich seinerseits wiederum auf in den für die Deckung der thermischen Wirbelstromverluste benötigten und den zur eigentlichen Materialumformung zur Verfügung stehenden Anteil an mechanischer Arbeit. Mit messtechnischen Mitteln alleine ist die quantitative Benennung dieser Anteile nicht zu erreichen, da sich das Werkstück und insbesondere die darin sich räumlich diffus verteilenden Feldgrößen in keiner Weise klemmenbasiert zur Messung integraler Größen fassen lassen. Im Gegensatz zu den monoton steigenden zeitlichen Verläufen der Verlustenergien in Speicher und Werkzeug, sind neben derartig ohmsch wirkenden Energiesenken zeitvariante Energieanteile vorhanden, die zwischen Energiespeicher, Werkstück und Werkzeug ausgetauscht werden. Diese flüchtigen Anteile bestimmen die zeitweise wechselnd im magnetischen, bzw. elektrischen Feld zwischengespeicherte Pendelenergie. Die letztendlich im Werkstück wirksam werdende Energie macht in diesem Beispiel weniger als die Hälfte der zu Beginn im Speicherkondensator vorhandenen Energie aus, so dass für den sich ergebenden energetischen Wirkungsgrad unter Berücksichtigung der zunächst noch unbestimmten elektrischen Verluste im Werkstück zwar noch keine quantitative Bestimmung, jedoch zunächst eine obere Schranke im Falle verschwindender Wirbelstromverluste festgesetzt werden kann:

$$\eta_{mech} \leq \frac{W_2}{W_L} = \frac{230 \text{ J}}{556 \text{ J}} = 0,413 \quad (4.7)$$

Der sich ergebende Wirkungsgrad der Umformung kann ersichtlicherweise demnach immer nur kleiner sein als dieses Verhältnis. Wenn nun die auftretenden Wirbelstromverluste in Form eines ohmschen Widerstandes, durchflossen von einem auf Netzwerkebene konzentrierten Strom modellierbar werden, ergäbe sich hieraus die Möglichkeit, den energetischen Wirkungsgrad der Wandlung von anfangs elektrisch gespeicherter Energie in mechanische Umformarbeit definiert angeben zu können. Derartige Wege werden im später folgenden Abschnitt 3.3 dieses Kapitels begangen, nachdem zunächst im Anschließenden die unter Zuhilfenahme der Simulation aufgestellte Energiebilanz weitere Einblicke generiert.

4.2 Energiebilanz im numerischen Modell

Unter der Vereinfachung, dass sich die beteiligten Feldgrößen der als überwiegend rotationssymmetrisch angenommenen Anordnung nicht wesentlich ändern, bietet sich insbesondere für die anschließenden numerischen Berechnungen eine zweidimensionale Modellierung an. Das zur Berechnung von elektromagnetischen Umformvorgängen eingesetzte Simulationssystem koppelt die zur Ermittlung der Kräfte benötigte elektromagnetische Feldberechnung² mit einer strukturdynamischen Simulation³. Das zugrunde liegende Modell sowie der darauf aufbauende schrittweise Ablauf der gekoppelten Berechnung ist als Kreisdiagramm in Abbildung 4.7 dargestellt.

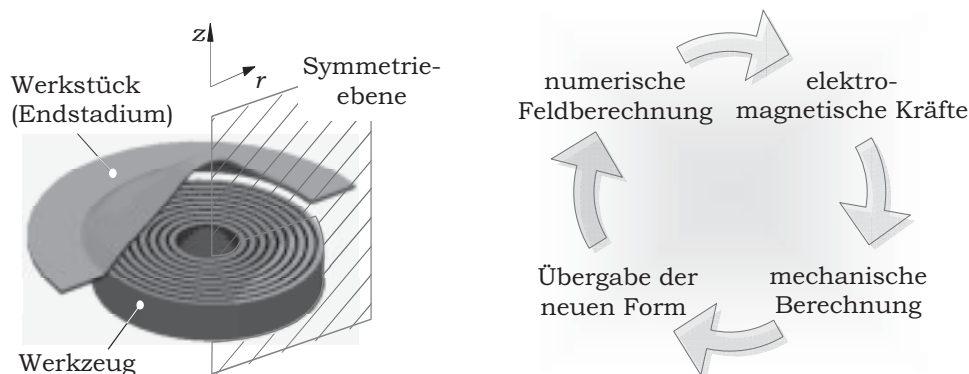


Abbildung 4.7: Modell der Anordnung 'Werkzeug-Werkstück' mit Schnitt der zu betrachtenden Symmetrieebene (links), sowie die Darstellung der Simulation als Kreisprozess (rechts)

Als Eingangsgröße für die elektrische Simulation dient entweder der vorab in Experimenten gemessene Werkzeugstromverlauf oder, was hingegen die genaue Kenntnis der inneren Struktur voraussetzt, die Ladespannung des Energiespeichers. Nachdem die elektromagnetischen Kräfte berechnet worden sind, erfolgt deren Übergabe an den strukturdynamischen Teil der Berechnung, in dem die für den aktuellen Zeitschritt stattfindende partielle Umformung des Werkstücks simuliert wird. Die neue Geometrie wird wiederum an die elektromagnetische Feldberechnung zurückgeliefert, so dass für den nun startenden nächsten Zeitschritt die neue Feldkonfiguration

²*Felmec* Finite-Differenzen-Zeitschritt-Programm, entwickelt am Lehrstuhl für Elektrische Antriebe und Mechatronik, Technische Universität Dortmund

³*Sofar*, entwickelt vom Lehrstuhl X der Mathematik und Lehrstuhl Mechanik, Technische Universität Dortmund

berechnet werden kann [50].

Um einen direkten Vergleich zwischen der messtechnisch und simulatorisch ermittelten Aufteilung des stattfindenden Energietransfers zu ermöglichen und diesbezüglich weitere Aussagen über die Energieaufnahme des Werkstücks treffen zu können, wird das oben beschriebene Simulationssystem unter Vorgabe einer konzentrierten Kapazität und der Ladespannung des Energiespeichers angewendet. Die aus den Simulationsergebnissen verfügbare zeitliche Ableitung der partiellen Werkstückbewegung liefert mit der vorliegenden Volumenkraftdichte entsprechend (4.3) die mechanische Leistung und somit die zeitliche Entwicklung der eingebrachten Umformenergie. Mit Hilfe des aus den Messungen bestimmten Innenwiderstandes R_V ist es nun auch innerhalb der Simulation möglich, die Verluste im Energiespeicher zu bestimmen. Zusammen mit den numerisch simulierten Werkzeugverlusten und dem Zeitverlauf der transferierten Energie sind sie in der folgenden Abbildung 4.8 als Energiebilanz gegeneinander aufgetragen.

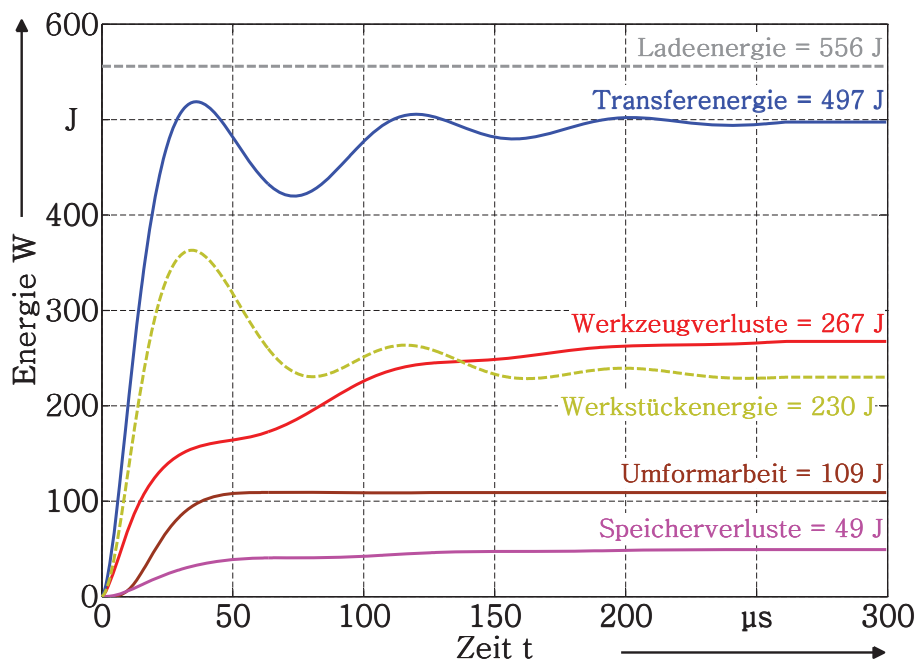


Abbildung 4.8: Über der Zeit kumulierte Anteile der aus der Simulation berechneten Energie während der Umformung eines Aluminiumbleches (AlMgSi0.5 , $d=1,2$ mm, $W=556$ J)

Die Verläufe zeigen qualitativ und quantitativ übereinstimmendes Verhalten zu den messtechnisch ermittelten. Im Gegensatz zur messtechnischen Bestimmung liegt ein direkter Vorteil bei der Anwendung feldtheoretischer Simulationen in der numerischen Bestimmbarkeit der innerhalb des Werkstückes auftretenden mechanischen Größen wie der Volumenkraftdichte oder der partiellen Werkstückbewegung. Aus diesen Größen wird entsprechend Gleichung (4.3) die auftretende mechanische Leistung berechnet, aus deren zeitlicher Integration die mechanische Energie im Sinne der Umformarbeit hervorgeht, die in diesem Beispiel $W_{2,mech.} = 109 \text{ J}$ beträgt. Der in obiger Energiebilanz getrichelt eingezeichnete Verlauf der Werkstückenergie ist rein rechnerisch durch Subtraktion der Werkzeugverluste von der Transferenergie und somit nicht durch direkte Integration der Augenblicksleistung im Werkstück entstanden. Anhand des Endwertes dieses Verlaufes ergeben sich so die zur Aufheizung des Werkstückes verantwortlichen Jouleschen Verluste $W_{2,el.} = 121 \text{ J}$. Ein scheinbarer Unterschied fällt allerdings bei Betrachtung des wertemäßig größten gewandelten Energianteils auf: die Werkzeugverluste zeigen auf dem Weg ihrem stationären Endwert $W_1 = 267 \text{ J}$ entgegen ein verglichen mit den Speicherverlusten anderes Zeitverhalten auf, obwohl die im Ersatzschaltbild diesbezüglich zu modellierenden ohmschen Widerstände R_S und R_1 beide vom Werkzeugstrom $i_1(t)$ durchflossen werden. Die Stromdichte im Inneren der Windungen ist zu Beginn der Entladung aufgrund der höheren Stromanstiegsgeschwindigkeit weiter in die Randbereiche verdrängt und liefert daher einen zeitvarianten Werkzeugwiderstand, während für den im Simulationsmodell vorgeschalteten konstanten Innenwiderstand des Energiespeichers ein konzentrierter Strom angenommen wird.

Analog zur Bestimmung auf Basis der Strom-Spannungs-Messung an den Eingangsklemmen des Werkzeugs wird aus der Simulation das Verhältnis von Werkstückenergie zu Ladeenergie ermittelt, allerdings nun mit der numerisch ermittelten Umformarbeit, so dass statt einer oberen Schranke der umformrelevante Wirkungsgrad erscheint.

$$\eta_{\text{mech}} = \frac{W_{2,mech}}{W_L} = \frac{109 \text{ J}}{556 \text{ J}} = 0,196 \quad (4.8)$$

Die bisher gewonnenen Zusammenhänge bezüglich des Wirkungsgrades werden im Weiteren verwendet, um in allgemeiner Form Aussagen über die Wahl des Energiespeichers bezüglich der sich ergebenden Effizienz zu treffen. Die Kapazität beeinflusst nach (3.5) bis (3.8) massgeblich das Zeitverhalten des Werkzeugstromes weshalb auch mit einer unterschiedlichen Effizienz der Energieübertragung zu rech-

nen ist. Für die bereits messtechnisch wie auch simulatorisch untersuchte Freiumformung eines Aluminiumbleches sind unter Variation der Kapazität des Energiespeichers und der darin gespeicherten Ladeenergie weitere Simulationen durchgeführt worden, um bezüglich einer Anlagenauslegung den Wertebereich der Kapazität als zunächst freien Parameter physikalisch begründet einschränken zu können. In der folgenden Abbildung 4.9 ist der numerisch ermittelte Wirkungsgrad in Abhängigkeit unterschiedlicher Ausgangskonfigurationen von Kapazität und Ladeenergie des Energiespeichers aufgetragen.

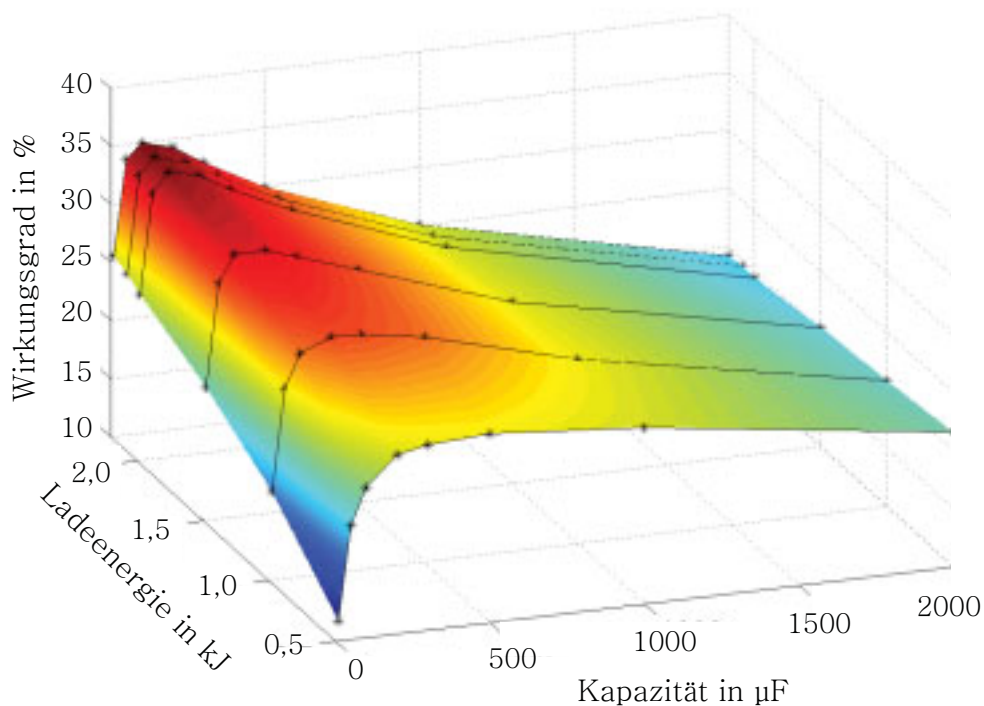


Abbildung 4.9: Numerisch ermittelter Wirkungsgrad bei freier Umformung eines Bleches (AlMgSi0.5, 1,2mm) als Funktion unterschiedlicher Ladeenergien und Speicherkapazitäten

Zwischen den als Punkten markierten Werten der Simulationsergebnisse ist die dargestellte Fläche linear interpoliert und für unterschiedliche Ladeenergien als Linien entlang der Kapazitätsvariation verbunden. Der berücksichtigte Wertebereich der beiden Parameter verläuft für die Kapazität von 10 bis 2000 μF und für die Ladeenergie im Bereich von 0,5 bis 2,2 kJ (größere Ladeenergien führen in den Experimenten stets zu einer Abscherung des Materials und damit zu einer Zerstörung

des Werkstücks). Innerhalb dieses Wertebereiches verläuft der Wirkungsgrad der Wandlung von initial elektrisch gespeicherter Energie in für den Prozess nutzbare Umformarbeit zwischen ca. 10 und 35 %. Die Verringerung der Kapazität führt entsprechend Gleichung (3.7) generell zu einer steigenden Frequenz und damit zu einem schnelleren Stromanstieg zum ersten Maximum. Während dieser Zeit ist mit der größten Kraftdichte innerhalb des Werkstücks zu rechnen, allerdings beginnt der mechanische Teil in Form der einsetzenden partiellen Werkstückbewegung aufgrund der Materialträgheit und -Steifigkeit erst nach dem Überschreiten der Fließgrenze und damit deutlich verzögert. Die mechanische Leistung ist jedoch entsprechend (4.3) proportional zum Produkt von induzierter Volumenkraftdichte und Werkstückgeschwindigkeit. Somit ist offensichtlich, dass bei der Wahl zu kleiner Kapazitäten und einer damit einhergehenden zu hohen Stromanstiegsgeschwindigkeit die zur ausreichenden Leistungseinkopplung zwingend benötigte Werkstückgeschwindigkeit ausbleibt. Als Folge dessen ist die über der Prozessdauer in das Werkstück eingebrachte mechanische Energie gering, was sich in Abbildung 4.9 als Maß einer weniger effizienten Energieübertragung widerspiegelt [51].

Für eine höhere Ladeenergie nimmt die im Bereich kleinerer Werte deutlich erkennbare Steigung des berechneten Wirkungsgrades ab, so dass bei einer weiteren Steigerung der Energie eine kaum nennenswerte Erhöhung des Wirkungsgrades zu erwarten ist. In Richtung größerer Kapazitäten sinkt die Effizienz ebenfalls ab, allerdings begründet durch die gleichermaßen absinkende Entladefrequenz und einer folglich zunehmenden Skineindringtiefe der beteiligten Feldgrößen. Eine willkürliche Auslegung der verwendeten Impulsstromquelle wird ohne Berücksichtigung derartiger Überlegungen eine nicht optimale Energieübertragung im Sinne der Materialumformung bedeuten.

4.3 Berechnung im Netzwerkmodell

Neben der im Vorangehenden dargestellten Analyse bestehender Umformprozesse soll letztendlich eine Bewertung der Effizienz des Betriebes einer auf ein konkretes Ziel hin ausgelegten Umformanlage im Rahmen eines elektrischen Ersatzschaltbildes möglich werden, um sich dessen modularen Aufbau bei der Ermittlung der zunächst noch unbestimmten Parameter zu Nutze machen zu können. Hierzu ist zunächst die Quantifizierung der darin auftauchenden Netzwerkelemente aus einem physikalisch begründeten Übergang von der räumlich verteilten Darstellung zur kon-

zentrierten Netzwerktopologie zu vollziehen. Unter Verwendung der im zweiten Kapitel bereitgestellten Methoden wird die aufgestellte Ersatzschaltbildstruktur zur Berechnung des energetischen Wirkungsgrades und der bereits vorgestellten äquivalenten Kraftersatzgröße dienen. Vor dem Vergleich sowohl mit der messtechnisch als auch simulatorisch ermittelten Effizienz der Energiewandlung soll deutlich werden, dass auf Basis einer Eingangs zu definierenden Zielvorgabe zur Bewertung einer derart modellierbaren Anlage, als auch zu deren Auslegung die filamentare Struktur eines elektrischen Ersatzschaltbildes vollständig ausreicht.

Es werden zunächst die Modellparameter der einzelnen beteiligten Komponenten zusammengestellt, so dass das zu Grunde liegende Ersatzschaltbild zur Berechnung der Zeitverläufe Verwendung finden kann. Alle Parameter ergeben sich aus den räumlichen Verteilungen der Stromdichtegebiete im Querschnitt der Spulenwindungen respektive des Werkstücks. Die sich im Beispiel der messtechnisch aufgenommenen Klemmengrößen einstellenden Stromdichteverteilungen innerhalb des Werkzeuges sind in Abbildung 4.10 dargestellt; über der ersten Periode des Stromverlaufes (vgl. Abbildung 4.4) ist die Grundfrequenz von $f = 6,666$ kHz ablesbar.

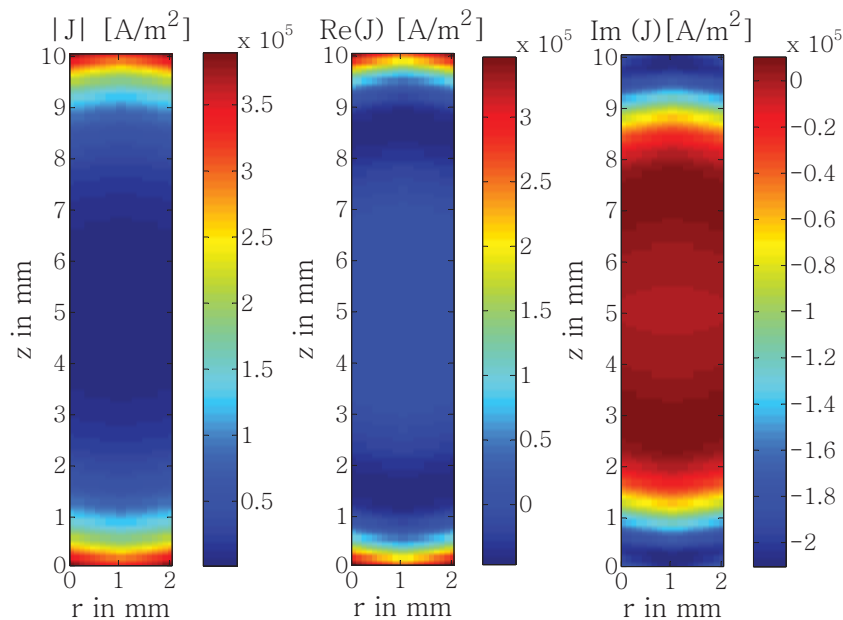


Abbildung 4.10: Analytisch bei einer Frequenz von $f = 6,666$ kHz berechnete Stromdichteverteilung innerhalb einer Windung

Aus die in den Kapiteln 1 und 2 hergeleiteten Zusammenhänge ergeben sich aus den berechneten Stromdichteverteilungen die in folgender Tabelle 4.1 zusammengefassten Amplituden für Werkzeug- und Werkstückstrom aus der jeweiligen Flächenintegration der betreffenden Stromdichte. Zur numerischen Auswertung der im zweiten Kapitel hergeleiteten analytischen Ausdrücke kommen dabei *MATLAB*-Skripte zum Einsatz. Zugrunde gelegt wird bei der Berechnung ein Abstand zwischen Werkzeug und Werkstück von 0,6 mm sowie die Geometrie der in Kapitel 2 beschriebenen spiralförmigen Umformspule. Bei dem umgeformten Werkstück handelt es sich um ein 1,2 mm dickes Aluminiumblech mit den Abmessungen 100 mm x 100 mm und einer unterstellten Leitfähigkeit von $\kappa = 28 \cdot 10^6 \text{ 1}/\Omega\text{m}$. Aus dem Verhältnis der beiden Amplituden wird zusätzlich der sich daraus errechnende Streufaktor σ angegeben.

Tabelle 4.1: Aus den Stromdichteverteilungen berechnete Amplituden von Werkzeug- und Werkstückstrom

Werkzeugstrom	$\hat{i}_1 = 24,8 \text{ kA}$
Werkstückstrom	$\hat{i}_2 = 158,6 \text{ kA}$
Streufaktor	$\sigma = 0,289$

Der induzierte Strom entspricht aufgrund des stets vorhandenen Anteils an magnetischem Streufluss immer einem kleineren Wert als dem Produkt aus Windungszahl der Werkzeugspule und dem durch sie fließenden Strom. Die Anwendung der Gleichungen (3.18) bis (3.24) in Verbindung mit den räumlich verteilten Stromdichtengebieten ermöglicht die Bestimmung der im Ersatzschaltbild als primär- und sekundärseitig auftauchenden Elemente und führt zu den unten angegebenen Werten der betreffenden Größen. Der den mechanischen Part der sekundärseitigen Wirkenergie repräsentierenden Widerstand $R_2^{(mech.)}$ ergibt sich dabei aus dem Vergleich der gemessenen und simulierten kumulierten Energieanteile:

Tabelle 4.2: Aus den Stromdichteverteilungen berechnete Parameter des Netzwerkmodells

Werkzeugwiderstand	R_1	= 11,2 m Ω
Werkzeuginduktivität	L_1	= 2,51 μ H
Werkstückwiderstand el.	$R_2^{(el.)}$	= 113,0 $\mu\Omega$
Werkstückwiderstand mech.	$R_2^{(mech.)}$	= 102,1 $\mu\Omega$
Werkstückinduktivität	L_2	= 36,2 nH
Gegeninduktivität	M	= 248,2 nH
Werkstückparameter	Γ_2	= 0,15

Diese Werte entsprechen somit der Abbildung der rein physikalisch betrachtet räumlich verteilten Darstellung auf eine aus klemmenbezogen elektrischer Sicht äquivalente Modellierungsebene. Schließlich stellt diese Abbildung das Verhalten zweier fadenförmiger Leiter dar, die sich im Raum gegenüberstehen. Allein im Klemmenverhalten sollen sowohl die feldtheoretische als auch die netzwerktheoretische Darstellung sich entsprechende Eigenschaften aufweisen, sodass das Anlagendesign aus elektrischer Sicht die einzelnen Komponenten in modularer Anordnung aufeinander abgestimmt rein schnittstellenbasiert auszulegen erlaubt. Eben hier sind die hervorzuhebenden Vorteile zu finden, die es erlauben, bei einer nötigen Genauigkeit der Einzelbewertungen unter Berücksichtigung einer genauer zu definierenden Zielvorgabe die eventuell noch unbestimmten Komponenten im Vorfeld der Entwicklung festzulegen.

Die in Abbildung 3.3 bereits dargestellte Struktur wird somit quantitativ berechenbar; die daraus abgeleiteten Differentialgleichungen für Werkzeug- und Werkstückstrom präsentieren ihrerseits unter Anfangswertvorgabe der Ladespannung spezielle Lösungen (2.10) und (2.12), wie sie grafisch in der nachfolgenden Abbildung 4.11 als Zeitverläufe aufgetragen sind. Die darin erkennbare Phasenverschiebung ψ wird maßgeblich durch den oben angegebenen Wert des Werkstückparameters Γ_2 mitbestimmt.

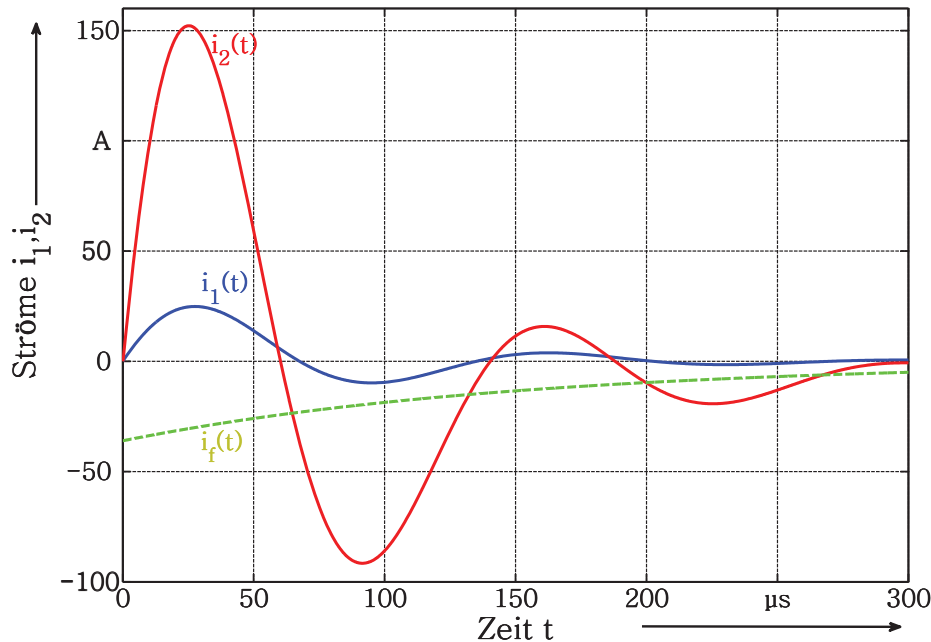


Abbildung 4.11: Zeitlicher Verlauf des im Ersatzschaltbild berechneten Werkzeugstromes $i_1(t)$ und des Werkstückstromes $i_2(t)$.

Mit 152 kA weist die aus der Netzwerkberechnung erhaltene Amplitude des Werkstückstromes eine Abweichung von 4% zur aus der Stromdichteintegration berechneten Amplitude auf. Der Zeitverlauf des Werkstückstromes zeigt gegenüber dem Werkzeugstrom dahingehend den deutlichen Unterschied auf, dass diesem ein exponentiell abklingender Gleichanteil mit gedrehtem Vorzeichen überlagert ist. Dieser flüchtige Stromanteil $i_f(t)$ ist umso geringer, je induktiver das Werkstück hinsichtlich der ihm zuzuschreibenden Impedanz wirkt. Bei einer kleiner werdenden Entladefrequenz erhält der ohmsche Charakter des Werkstückes zunehmend mehr Gewicht, so dass die Phasenverschiebung ψ weiter wächst.

Aus den berechneten Stromverläufen wird im Weiteren die kraftäquivalente Größe F^* nach Gleichung (3.15) bestimmt und ebenfalls ihre zeitliche Entwicklung über der Zeit in Abbildung 4.12 aufgetragen. Diese Größe ermöglicht die qualitative Bewertung der elektromagnetischen Kraft innerhalb eines Ersatzschaltbildes, das üblicherweise nur rein elektrische Größen darstellen und berechnen lässt.

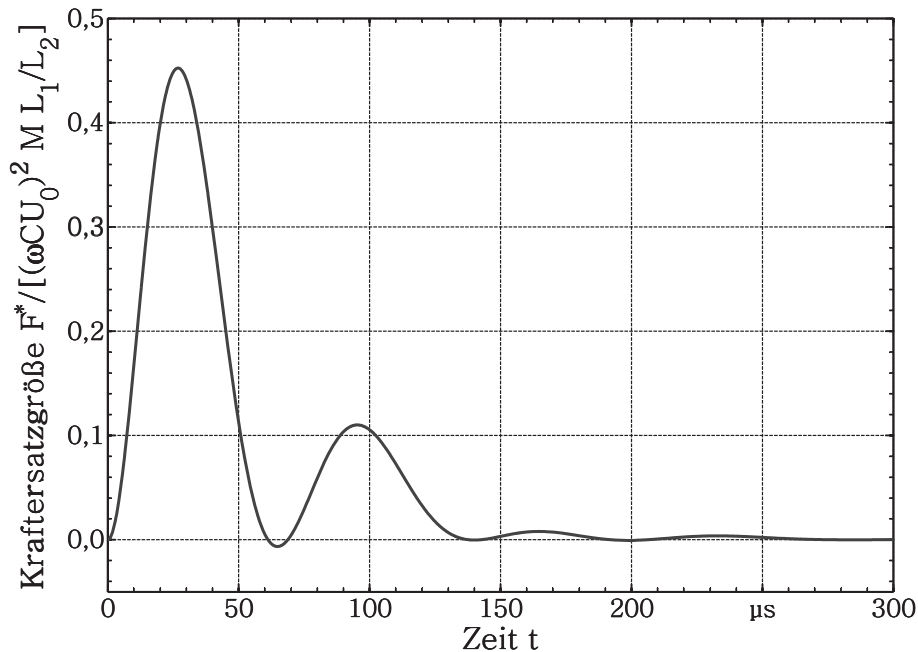


Abbildung 4.12: Normierte Darstellung der im Netzwerkmodell verfügbaren Kraftersatzgröße F^* , wie sie sich äquivalent zur räumlich verteilt definierten Volumenkraftdichte ergibt.

Entsprechend der anfangs beiderseits hohen Stromamplituden von Werkzeug- und Werkstückstrom bildet sich im Anfangsbereich der Entladung ein ausgeprägtes Kraftmaximum aus. Wie bereits im Abschnitt 3.3.3 hergeleitet, ist die resultierende Kraftwirkung in ihrem Verlauf entscheidend durch den Werkstückparameter T_2 und die dadurch verursachte Phasenverschiebung zwischen Werkzeug- und Werkstückstrom vorgegeben. Als Folge ist die Kraftersatzgröße F^* nicht ausschließlich unipolar gerichtet, sondern dreht zeitweise mit ihrem Vorzeichen die Richtung, in die sie wirkt. Der zeitliche Verlauf ist allerdings nicht mit dem des an der Oberfläche des Werkstücks wirksam werdenden magnetischen Druckes gleichzusetzen, da es sich bei der obigen Darstellung um eine integrale Aussage aus den konzentriert fließenden Strömen handelt und sich die örtlichen Druckverteilungen räumlich stark voneinander unterscheiden.

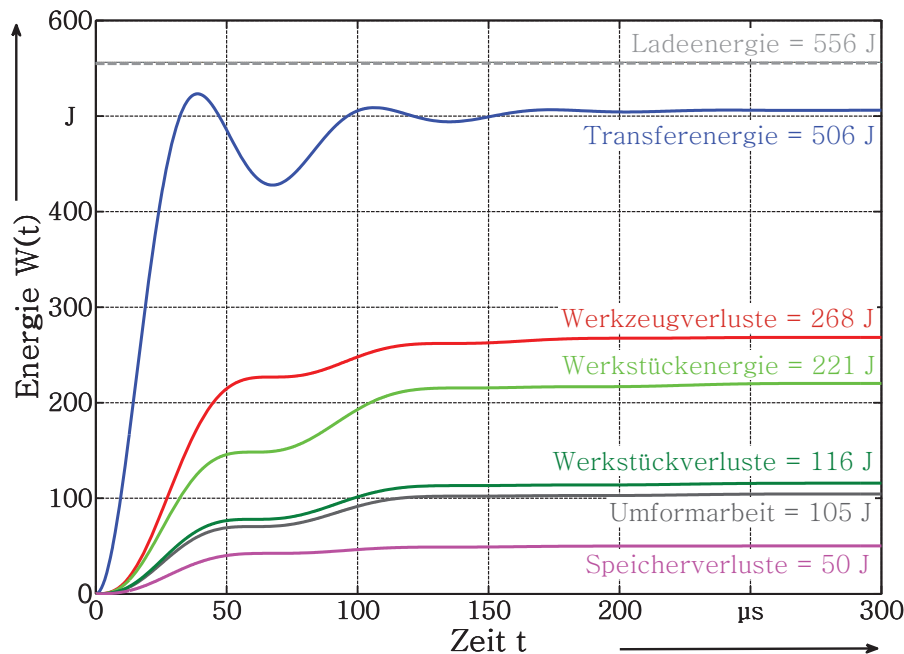


Abbildung 4.13: Im Ersatzschaltbild mit Hilfe der analytisch berechneten Netzwerkparameter ermittelte Energiebilanz der Umformung

Das Ersatzschaltbildmodell stellt darüber hinaus eine weitere Möglichkeit zur Verfügung, die einen direkten Vergleich zwischen den sowohl messtechnisch als auch simulatorisch erhaltenen Ergebnissen und der Netzwerkberechnung erlaubt. Im Netzwerkmodell liefern die Klemmengrößen am Eingangstor der Werkzeugspule aus den konzentrierten Größen Strom und Spannung die dort auftretende Augenblicksleistung, die in das Subsystem 'Werkzeug - Werkstück' aus dem Energiespeicher übertragen wird. Über der gesamten Prozessdauer aufintegriert zeigt Abbildung 4.13 die sich auf den stationären Endwert von 506 J einpendelnde Transferenergie und belegt dadurch auf erster Ebene die Eignung des aufgestellten Modells, den messtechnisch aufgenommenen Versuch nachzubilden zu können. Die Entladung des kapazitiven Energiespeichers dominiert entsprechend die Art der ihm nachgeschalteten Last, die somit das zeitliche Verhalten des Energietransfers vom primären in die sekundären Energiespeicher in guter Genauigkeit wiederzugeben erlaubt. Auch die Werkzeugverluste werden, beschrieben durch die innerhalb des Ersatzschaltbildes auftretenden

konzentrierten Größen, ebenfalls gut wiedergegeben.

Die Werkstückenergie, hier im Besonderen der irreversibel gewandelte Anteil, fällt im Hinblick auf die stattfindende Energiedissipation an den Widerständen $R_2^{(el.)}$ und $R_2^{(mech.)}$ an, die im Netzwerkmodell beide vom Werkstückstrom $i_2(t)$ durchflossen werden. Entsprechend ihrem Verhältnis teilen sich auch die mechanische Umformarbeit und die jouleschen Wärmeverluste auf. Verglichen mit der simulatorisch erhaltenen Umformarbeit, die bereits nach der ersten Periode des Werkzeugstrommaximums annähernd ihren Endwert erreicht hat, zeigt die im Netzwerkmodell dargestellte mechanische Energie einen dem Integral des Werkstückstromquadrates proportionalen zeitlichen Verlauf. Abzielend auf eine im Sinne der Energiebilanz durchzuführende Gegenüberstellung der einzelnen Anteile zum Ende des Umformprozesses ergibt sich ersichtlicherweise eine sehr gute Übereinstimmung von messtechnisch, simulatorisch und im Netzwerkmodell rechnerisch dargestellten Ergebnissen des Energietransfers- und umsatzes.

Kapitel 5

Anlagenentwurf im Beispiel

Die Herleitung einer klemmenbasierten Bewertungsmöglichkeit der initial vorhandenen und auf das Ziel hin ausgerichtet wirkenden Prozessgrößen zeigt, dass die sowohl messtechnisch als auch simulatorisch beobachteten Zusammenhänge mit dem in seiner Komplexität und Dimensionalität reduzierten Netzwerkmodell entsprechend nachgebildet werden können. Aufgrund des analytisch nicht in vollständigem Ausmaß greifbaren mechanischen Materialverhaltens kann sich der auf das Ziel hin ausgerichtete Entwurf von Energiespeicher und Werkzeug darauf beschränken, die aus der gewünschten Endgeometrie und der angestrebten zeitlichen Wirkung des magnetischen Druckes abzuleitenden Voraussetzungen das zur Erreichung der zeit-, amplituden- und lagerichtigen Kraftgröße notwendige Anlagendesign zu ermitteln. Da ein derartiges Verfahren beliebige Eingangsgrößen aufnehmen können sollte, wird das vorab beschriebene Vorgehen auf ein willkürlich gewähltes Beispiel angewendet, welches die durch eine Matritze vorgegebene Endgeometrie sowie die zeitliche Entwicklung der Kraft und ihren Maximalwert als zu erreichende Vorgaben festsetzt.

5.1 Definition der Zielvorgaben

Um ausgehend von einer geforderten Endgeometrie zu einer Aussage bezüglich des notwendigen magnetischen Druckes zu gelangen wird ein pragmatischer Weg gewählt, der anhand der während der Umformung zu erwartenden Materialverschiebung einen Zusammenhang bildet zwischen der finalen Ziehtiefe des Werkstücks und einer daraus resultierenden Lageverschiebung der einzelnen Windungen. Die zu erreichende Kontur des umgeformten Werkstücks wird im Falle der formgebundenen Prozessgebung durch die dem Werkzeug gegenüberliegende Matritze vorgegeben, an die

das beschleunigte Werkstück anschlägt und dessen Negativform als Endgeometrie annimmt. Abbildung 5.1 zeigt die gewählte Kontur einer solchen Matritze, für die über den Radius verschiedene Ziehtiefen zu realisieren sind. Die Herausforderung wird insbesondere durch die unterschiedliche Materialbelastung des Werkstückes gebildet, bei der die einzelnen Bereiche insbesondere im Bereich un stetiger Konturänderungen hohe Dehnungsbeanspruchungen erfahren, die eventuell bis zum Reißen des Materials führen könnten. Es wird somit ein Lösung gesucht, die einerseits den notwendigen hohen magnetischen Druck dort bereitstellt, wo große Ziehtiefen angestrebt sind ($r=35\dots40$ mm) und andererseits materialschonend die Belastung in den angesprochenen kritischen Bereichen definiert gering hält ($r=20\dots25$ mm).

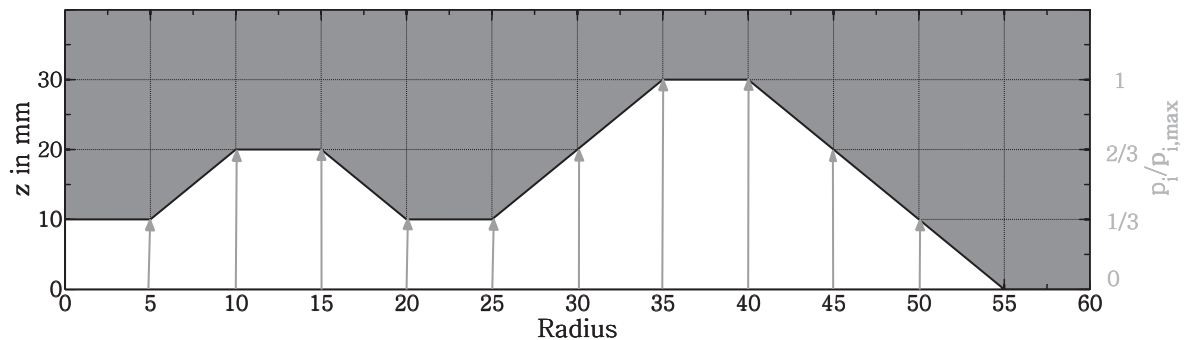


Abbildung 5.1: Vorgabe der Endgeometrie durch eine entsprechend gestaltete formgebende Kontur einer Beispielmatrix

Entlang äquidistant gewählter Radiusstützstellen sind exemplarisch Stützvektoren des magnetischen Drucks eingezeichnet, die den an den betreffenden Stellen aufzubringenden magnetischen Druck normiert auf den Maximalwert repräsentieren. Anhand dieser Stützvektoren wird im folgenden Abschnitt die Geometrie der Werkzeugspule ausgelegt.

Im Weiteren wird eine ausreichend hohe Frequenz angestrebt, um eine hohe Anfangsbeschleunigung des Werkstückmaterials zu gewährleisten. Dies ist darin begründet, um insbesondere für den vorliegenden Fall verschiedener radialer Anforderungen an den Oberflächendruck diesen möglichst präzise entlang des Radius auf das Werkstück abbilden zu können. Desweiteren zeigt ein noch weit über das Einsetzen der Werkstückbewegung hinaus fließender Werkstückstrom wegen der mit

zunehmendem Abstand verminderte Kopplung zum Werkstück eine schlechtere Effizienz. Als Vorgabe wird für die nachfolgenden Betrachtungen eine Grundfrequenz des Entladevorganges von $f = 10$ kHz anvisiert. Die für die Umformung benötigte Amplitude des elektromagnetischen Oberflächendrucks sei in diesem Beispiel als Forderung festgesetzt zu $\hat{p} = 30$ MPa im Bereich von $r = 30 \dots 40$ mm. Mit diesen konkret definierten Zielvorgaben wird nachfolgend der Entwurf einer zum Erreichen dieser Forderungen benötigten Anlage bestehend aus Werkzeugspule und Energiespeicher durchgeführt.

5.2 Entwurf von Werkzeug und Energiespeicher

Der Ablauf des sich anschließenden Entwurfsverfahrens richtet sich nach der Vorgabe der oben definierten Ziele. Ausgehend von der anzustrebenden Endgeometrie wird zunächst aus der dafür ursächlichen radialen Kraft-, bzw. Druckverteilung die erforderliche Werkzeugspulengeometrie ermittelt und hinsichtlich ihrer diesbezüglichen Auswirkung bewertet und wenn möglich optimiert. Eine entscheidende Größe spielt hierbei die zeitliche Entwicklung des magnetischen Oberflächendrucks, die maßgeblich für die räumliche Verteilung der Stromdichtegebiete in Werkzeug und Werkstück verantwortlich ist. Basierend auf dem so bekannten geometrischen Aufbau der Werkzeugspule und der den Prozess beschreibenden Grundfrequenz des Entladestromes können im Weiteren die elektrischen Ersatzschaltbildelemente von Werkzeug und Werkstück bestimmt werden. Zur Vervollständigung des aus Sicht des Energiespeichers als Last wirkenden Ersatzschaltbildes wird schließlich aus Kenntnis der Stromdichteverteilungen die wechselseitig wirksame Gegeninduktivität zwischen Werkzeug und Werkstück bestimmt. Das somit bis auf den noch freien Parameter des Energiespeichers vollständig quantifizierte Netzwerkmodell erlaubt letztendlich die Berechnung der zunächst noch unbestimmten Kapazität als Folge der aufgestellten Vorgaben. Aus dem Maximalwert des zu generierenden Druckprofils berechnet sich der in seinem Scheitelwert maximal fließende Strom, der vom Energiespeicher bereitgestellt werden muss; hieraus ergeben sich unmittelbar die dafür notwendige Ladespannung sowie die initial im Energiespeicher zur Verfügung zu stehende Ladeenergie.

5.2.1 Bestimmung einer Werkzeugspulengeometrie

Zur Ermittlung einer geeigneten Werkzeugspulengeometrie werde die Kontur des oben bereits beschriebenen, formgebenden Gesenks zu Grunde gelegt. Ausgehend von diesem Profil besteht die Aufgabe darin, die gewünschte Kraftwirkung auf die Geometrie, insbesondere die Lage der einzelnen Windungen abzubilden. Besonderes Augenmerk soll während dessen insbesondere auf die Einhaltung der Forderung nach einer möglichst geringen Eigeninduktivität wie auch eines möglichst geringen ohmschen Verlustwiderstandes gelegt werden, so dass die auftretenden Verluste gering und die erreichbare Stromamplitude möglichst groß gehalten werden kann. In erster Linie geht dieser Wunsch einher mit einer ausreichend kleinen Windungsanzahl, bei gleichzeitiger Erfüllung der Anforderung nach einer ausreichend hohen Volumenkraftdichte. Den einzelnen Windungen werden dabei an geeignet ausgewählten Stützstellen entlang des radialen Druckprofils Orte zugewiesen, die den Änderungen des Druckverlaufes entsprechend dieses ausreichend genau stützen können. Der Einfachheit halber und aus Gründen einer besseren Verteilung der innerhalb der Wicklung entstehenden Kraft- und Wärmedichte wird eine äquidistante Verteilung der Windungen unterstellt. Ein radialer Abstand dieser Stützvektoren von 5 mm ist für das in Abbildung 5.1 gegebenem Konturprofil geeignet und erlaubt im Weiteren die Auslegung des Verhältnisses von Windungsbreite und Windungsabstand. Aufgrund des angesprochenen geringen Widerstandes wird die Windungsbreite mit $WB = 3 \text{ mm}$ angesetzt, so dass für den verbleibenden Windungsabstand noch ein Maß von $WA = 2 \text{ mm}$ zur Aufnahme der elektrischen Isolierung und mechanischen Verstärkung in Form vergossenen Epoxidharzes verbleibt. Die 3 mm breiten Windungen liegen unterhalb der in Abbildung 5.1 angedeuteten Stützvektoren des aufzubringenden Oberflächendruckes. Ein iterativ arbeitender Optimierungsalgorithmus variiert sukzessive den Abstand einer jeden Windung nach dem Schema, dass die Windung, dessen zugehöriger Druck-Stützvektor die größte positive Abweichung von der Vorgabe aufweist, eine Parallelverschiebung in negativer z-Richtung erfährt. In der hier durchgeführten Beispielrechnung geschieht dies solange, bis die relative Abweichung des resultierenden Oberflächendruckes von der Vorgabe kleiner 3% beträgt. Das Ergebnis der erhaltenen Lageverschiebung zeigt, dass die bei $r = 25 \text{ mm}$ angesetzte Windung eine Vertikalverschiebung von über 20 mm aufweist, so dass abzuwägen ist, ob ein totaler Verzicht auf diese Windung möglich ist, ohne ein Erreichen der Vorgaben zu gefährden. Das unter dieser in Tabelle 5.1 zusammengefassten Voraussetzung neu berechnete Druckprofil ist in Abbildung 5.2 über dem

Radius aufgetragen und zeigt neben dem direkten Vergleich zur gestrichelt dargestellten Druckvorgabe desweiteren den Ort der einzelnen Windungen als Querschnitt der gesamten Wicklung, wie sie zum Erreichen des dargestellten Druckverlaufes notwendig ist.

Tabelle 5.1: Lageverschiebung der einzelnen Spulenwindungen

Radiusstützstellen r_i [mm]	5	10	15	20	25	30	35	40	45	50
Lageverschiebung Δz_i [mm]	2,0	1,0	1,4	4,8	-	2,0	1,2	1,2	2,2	3,8

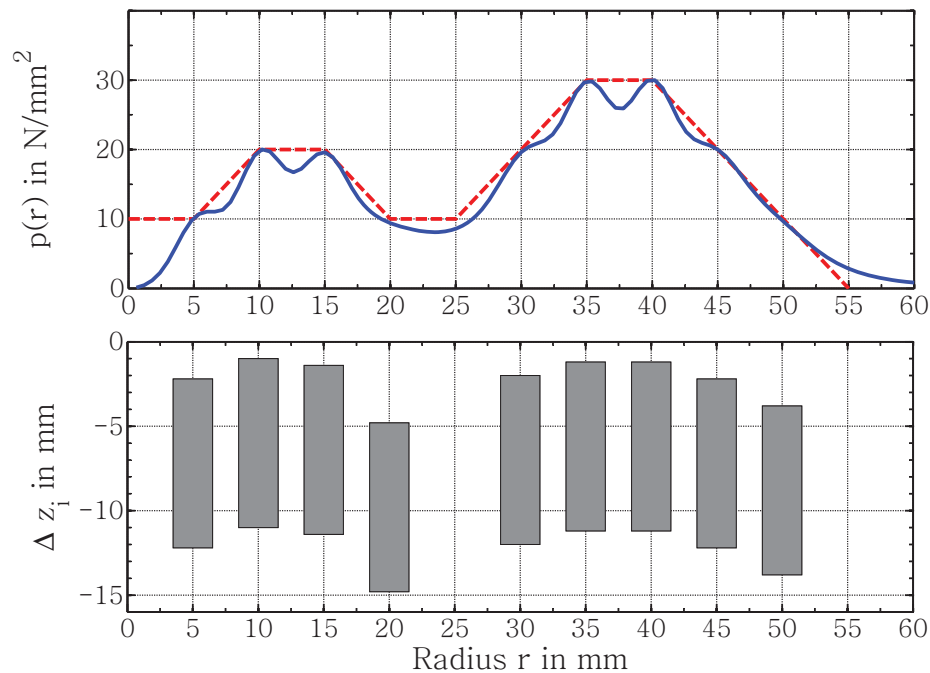


Abbildung 5.2: Aus der Endgeometrie ermitteltes Druckprofil wie es sich aus einer Lageverschiebung der einzelnen Windungen ergibt im Vergleich zur Druckvorgabe (gestrichelt).

Bemerkenswerterweise ergibt sich aus den obigen Ergebnissen, dass nicht die Windung am Ort des höchsten geforderten magnetischen Drucks dem Werkstück am nächsten ist, sondern in diesem konkreten Beispiel die Windung bei $r = 10 \text{ mm}$.

Mit dem Verzicht auf eine Windung sinken sowohl der ohmsche Wicklungswiderstand als auch die Eigeninduktivität des Werkzeuges. Hierdurch kann nennenswert die joulesche Erwärmung des Werkzeuges aufgrund eines geringeren Materialeinsatzes gemindert und so darüberhinaus zu einer längeren Lebensdauer der Werkzeugspule beigetragen werden. Im gleichen Maße positiv wirkt sich die geringere Induktivität auf eine dadurch sowohl höher erreichbare Stromamplitude als auch Entladefrequenz aus. Die daraus resultierenden Ersatzschaltbildparameter der Werkzeugspule werden im folgenden Abschnitt auf Grundlage der oben ermittelten Geometrie abgeleitet.

5.2.2 Aufstellen der Ersatzschaltbildparameter

Neben den Ersatzschaltbildparametern der Werkzeugspule lassen sich aus Kenntnis ihrer Geometrie ebenso die Netzwerkelemente des Werkstücks berechnen, die aus den räumlich verteilten induzierten Stromdichtebereichen zu ermitteln sind. Wie auch für den Fall der Netzwerkmodellierung im Beispiel der messtechnisch beobachteten Vorgänge wird der quantitative Übergang von der feldtheoretisch zur netzwerktheoretischen Beschreibungsform durch numerische Auswertung der in Kapitel 2 hergeleiteten Zusammenhänge vollzogen. Für die in den definierten Zielvorgaben dieses Beispiels geforderte Frequenz von $f = 10$ kHz ergeben sich die Ersatzschaltbilddaten der Werkzeugspule zu den in der folgenden Tabelle 5.2. Im Vergleich zum ohmschen Verlustwiderstand der Werkzeugspule aus Kapitel 4 weist die auf das neue Druckprofil hin ausgerichtete Umformspule wegen des größeren Außenradius einen höheren Widerstand und eine geringere Eigeninduktivität auf.

Tabelle 5.2: Netzwerkparameter der entworfenen Werkzeugspule

Werkzeugwiderstand	$R_1 = 14,4 \text{ m}\Omega$
Werkzeuginduktivität	$L_1 = 2,31 \text{ }\mu\text{H}$

Die der vorgegebenen Frequenz entsprechende zeitliche Änderung des von der Werkzeugspule erzeugten magnetischen Feldes induziert im Werkstück eine räumliche Verteilung der Wirbelstromdichte, wie sie der Windungsanordnung entsprechend in der nachfolgenden Abbildung 5.3 dargestellt ist. Wie auch qualitativ zu erwarten ist, liegen die lokalen Stromdichtemaxima über den Windungen, die dem Werkstück am nächsten gelegen sind. Aus dieser geometrischen Verteilung berechnen sich die

Ersatzschaltbildelemente zur netzwerktheoretischen Modellierung des Werkstücks wie sie in Tabelle 5.3 aufgelistet sind.

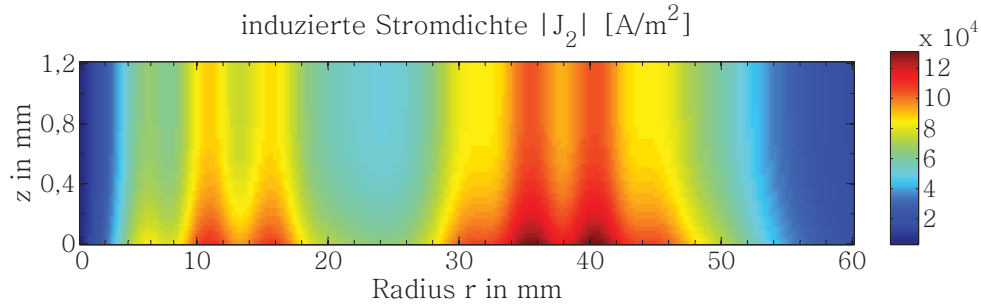


Abbildung 5.3: Induzierte Stromdichte innerhalb des Werkstücks wie sie der ausgelegten Werkzeugspulengeometrie entspricht

Tabelle 5.3: Netzwerkparameter des Werkstücks (im Feld der neu entworfenen Werkzeugspule)

el. Werkstückwiderstand	$R_2^{(el)} = 95,12 \mu\Omega$
Werkstückinduktivität	$L_2 = 44,48 \text{ nH}$
Gegeninduktivität	$M = 216,32 \text{ nH}$
Werkstückparameter	$\Gamma_2 = 0,034$

Aus der Verteilung der Stromdichtegebiete sind alle unmittelbar elektrisch wirkenden Ersatzgrößen charakterisierbar; innerhalb des elektrischen Ersatzschaltbildes taucht hingegen sekundärseitig ein weiterer ohmscher Widerstand auf, der zwar physikalisch keinen realen elektrischen Widerstand repräsentiert, aber den durch die mechanische Leistung umgesetzten Anteil an der gesamt ins Werkstück übertragene Energie berücksichtigt. Dieser nur im Falle einer stattfindenden Umformung vorhandene Widerstand $R_2^{(mech)}$ ist erst definiert durch die zeitliche Ableitung des tatsächlich umgesetzten Anteils an mechanischer Umformarbeit, bezogen auf das Quadrat des Werkstückstromes $i_2(t)$. Abhängig von den umformmechanischen nicht

geschlossen erklärbaren Materialeigenschaften des Werkstücks und des nicht bekannten Zeitverhaltens der partiellen Werkstückbewegung, ist es nicht möglich, im Vorfeld der Umformung diesem ohmschen Widerstand einen exakten physikalisch begründeten Wert zuzuweisen. Hinzu kommt, dass aufgrund der im Verhältnis zur elektrischen weitaus größeren Materialträgheit ein Großteil der mechanischen Arbeit erst nach Ablauf der elektrischen Vorgänge auftritt und in Form innerer mechanischer Spannungen zwischengespeichert während dieser Phase bei der elektrischen Netzwerkmodellierung keine Berücksichtigung finden kann. Die messtechnisch beobachteten Versuche haben hingegen stets gezeigt, dass im Falle der freien Umformung und der somit maximal erreichbaren Ziehtiefe die auftretenden Werkstückverluste und der nach ihrem Abzug von der gesamt in das Werkstück transferierten Energie zur Verfügung stehende und für die Umformung nutzbare Anteil annähernd gleich groß sind. zur Vervollständigung des elektrischen Netzwerkmodells wird daher für den Parameter des ohmschen Werkstückwiderstandes die gleiche Größenordnung des aus den elektrischen Wirbelstromverlusten berechenbare Widerstand verwendet, um die Zeitverläufe von Werkzeug- und Werkstückstrom als integrale Größen berechnen zu können.

5.2.3 Entwurf des Energiespeichers

Als einzig noch unbestimmter Parameter innerhalb der Ersatzschaltbildstruktur aus Abbildung 3.3 verbleibt die Kapazität des Energiespeichers. Aus der Forderung nach Einhaltung eines geforderten Zeitverhaltens der elektromagnetischen Kraftwirkung wird über die Entladefrequenz des Werkzeugstromes eindeutig ein Wert für diese Größe zu bestimmen sein. Der gesuchte Wert der Kapazität des Energiespeichers bestimmt sich unter Ausnutzung der Zusammenhänge der Schwingkreisgleichungen (3.1) bis (3.9) über die Güte Q zu

$$C = \frac{\tilde{L}}{(\tilde{R}Q)^2} = \frac{4\tilde{L}}{4\omega^2\tilde{L}^2 + \tilde{R}^2} \quad (5.1)$$

Die darin auftauchenden Ersatzelemente \tilde{R} und \tilde{L} sind ihrerseits auch Funktionen des vom Werkstück lastseitig vorgegebenen ohmsch-induktiven Verhaltens in Form des sowohl elektrisch über die im Werkstück verursachten Stromwärmeverluste beschriebenen Widerstandes $R_2^{(el)}$ und des die mechanische Umformarbeit repräsentierenden Widerstandes $R_2^{(mech)}$.

Im vorangehenden Abschnitt wurde der im Vorfeld der Umformung nicht geschlossen analytisch ermittelbare Widerstand angesprochen, der die auftretende mechanische Umformarbeit im Ersatzschaltbild berücksichtigt. Dieser Widerstand wird in der gleichen Größenordnung liegen wie der über die Wirbelstromverluste definierte elektrische Widerstand $R_2^{(el)}$. Abhängig von der tatsächlich aufgebrauchten Arbeit, die zur plastischen Verformung des Materials nötig ist, wird der Einfluss der Parameterschwankung dieses Wertes zunächst näher betrachtet. Die Eigenschaften des Werkstückes, wie sie die stattfindende Entladung des Energiespeichers beeinflussen, lassen sich in konzentrierter Form durch den bereits mit Gleichung (3.3) eingeführten Werkstückparameter $\Gamma_2 = f(R_2^{(el)}, R_2^{(mech)}, L_2)$ zusammengefasst vereinigen. Aus der darin auftauchenden Summe von elektrisch und mechanisch definierten Werkstückwiderständen lässt sich auch ein relativer Faktor $\Delta\Gamma_2^{(mech)}$ angeben, der es ermöglicht, den Einfluss der angesprochenen Parametervariation von dem Wert $\Gamma_2^{(LL)}$, den das Werkstück im Leelauf, d.h. bei unterbundener Umformung aufweisen würde, zu separieren.

$$\Gamma_2 = \frac{R_2^{(el)} + R_2^{(mech)}}{\omega L_2} = \Gamma_2^{(LL)} \cdot \left(1 + \frac{R_2^{(mech)}}{R_2^{(el)}} \right) = \Gamma_2^{(LL)} \cdot \Delta\Gamma_2^{(mech)} \quad (5.2)$$

Die Veränderung des Parameters $\Delta\Gamma_2^{(mech)}$ gibt somit ein Maß für das im Ersatzschaltbild zu modellierende Werkstück an, inwiefern dessen Verhalten in relativer Änderung des Umformwiderstandes zum elektrischen Widerstand zunehmend ohmschen Charakter annimmt. Der Einfluss dieser durch den Widerstand $R_2^{(el)}$ dominierten Parametervariation auf die relative Veränderung der zur Einhaltung der Zielvorgaben nötigen Speicherkapazität ΔC_S ist in nachfolgender Abbildung 5.4 als Funktion der relativen Werkstückparameteränderung für drei exemplarisch herausgegriffene Frequenzen aufgetragen. In gleicher Abhängigkeit ist dazu die sich ergebende Schwingkreisgüte als Funktion dieses Parameters dargestellt.

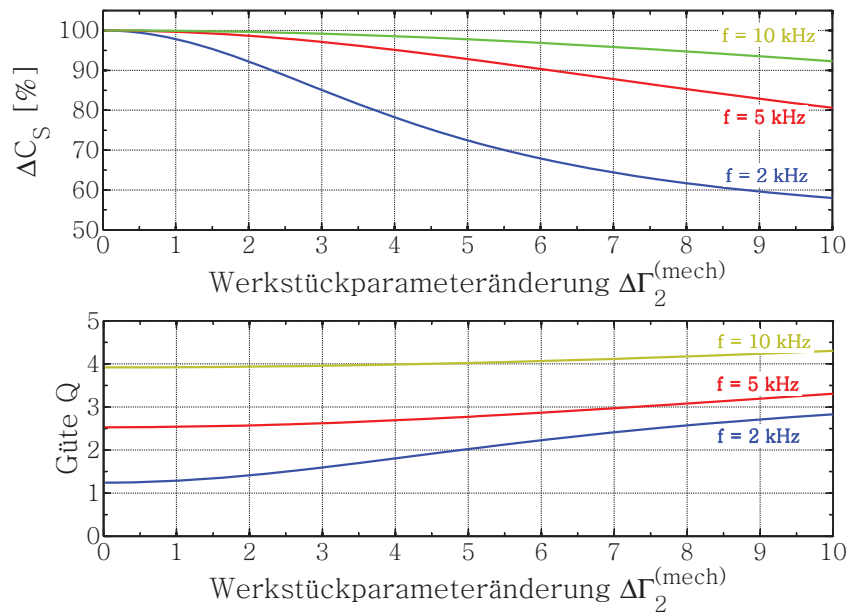


Abbildung 5.4: Prozentuale Veränderung der benötigten Speicherkapazität über einer relativen Werkstückparameteränderung.

Der Wert $\Delta \Gamma_2^{(mech)} = 1$ entspricht einer Situation ohne jegliche auftretende Umformarbeit, so dass die durch das Werkstück gebildete Last nur dem ohmsch-induktiven Verhalten der induzierten Wirbelstromdichte und den dadurch bedingten jouleschen Stromwärmeverlusten entspricht. $\Delta \Gamma_2^{(mech)} = 0$ beschreibt den Sonderfall, dass kein Werkstück anwesend ist, und die Entladung des Energiespeichers alleine über die ohmschen Verluste der Werkzeugspule vollzogen wird; für steigende Werte wird demnach eine zunehmende Aufnahme mechanischer Energie im Sinne von Umformarbeit unterstellt.

Für die anfangs geforderte Entladefrequenz von $f = 10$ kHz bedeutet dies, dass selbst bis zu einer auf die Werkstückverluste bezogenen Zunahme der Umformenergie um den Faktor 5 keine nennenswerte Veränderung der Kapazität des Energiespeichers seitens der Auslegung zu erfolgen hat und zudem die in Kapitel zwei beschriebene Notwendigkeit einer möglichst hohen Anlagengüte sichergestellt ist. Für größere Werte sollte eine Anpassung der Kapazität an die geänderten Randbedingungen vorgenommen werden. Die bisherigen messtechnischen Untersuchungen bestehender Umformanlagen haben gezeigt, dass die Wirbelstromverluste und die Umformarbeit

annähernd zu gleichen Anteilen auf die Werkstückenergie verteilt sind. Für den an die gewünschte Entladefrequenz anzupassenden Wert der Speicherkapazität ergibt sich somit ein zu vernachlässigender Einfluss der Werkstückparameteränderung, so dass als gute Näherung für das Verhältnis der im Ersatzschaltbild sekundärseitig erscheinenden ohmschen Widerstände $\Delta\Gamma_2^{(mech)} = 2$ und daraus folgend $R_2^{(el)} \approx R_2^{(mech)}$ angenommen werden kann. Aus den bislang ermittelten Parametern des Netzwerkmodells fällt unter Ausnutzung der als Eingangswerte zugrunde gelegten Forderungen die Kapazität des Energiespeichers entsprechend Gleichung (5.1) zu $C = 198 \mu\text{F}$ ab, so dass damit alle zur Netzwerkberechnung benötigten Parameter ermittelt sind.

An dieser Stelle wird eine besonders geeignete Darstellung der einzelnen Abhängigkeiten vorgestellt, die unmittelbar einen umfassenden Überblick über die verbundenen Abhängigkeiten aufzeigt und Tendenzen der darin auftauchenden Parametervariationen qualitativ als auch quantitativ abzulesen erlaubt. Diese Darstellung in Form eines Vier-Quadranten-Nomogramms ist in Abbildung 5.5 zu finden, in der die einzelnen Größen durch die folgenden vier Bestimmungsgleichungen miteinander verknüpft dargestellt sind. Für typische Anwendungen weist die Werkstückkonstante üblicherweise einen sehr kleinen Wert $\Gamma_2 \ll 1$ auf. Mit dieser Annahme gelten im Einzelnen für die über die Netzwerkgrößen definierten folgenden Anlagenparameter Schwingkreisgüte Q , Streufaktor σ , Anlagengüte Q_A sowie die Eigenresonanzfrequenz der Anlage $\omega_{0,A}$ die folgenden Näherungen.

$$Q = Q_A \frac{\sqrt{\frac{\sigma+1}{2}}}{1 + \frac{1}{2} \frac{L_1 R_2}{R_1 L_2} (1 - \sigma)} \quad \text{mit} \quad \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_1 L_2} \quad (5.3)$$

$$Q_A = \frac{1}{R_1 C \omega_{0,A}} \quad \text{mit} \quad \omega_{0,A} = \omega_0 \sqrt{\frac{\sigma+1}{2}} \quad (5.4)$$

Die Anlagenparameter Q_A und $\omega_{0,A}$ sind die Güte, bzw. die Resonanzfrequenz der Anlage im Leerlauf, d.h. ohne Werkstück. Das Verhältnis R_1/L_1 in Gleichung (5.4) entstammt aus einer Kombination der Gleichungen (3.1) bis (3.9) unter Zuhilfenahme des magnetischen Streufaktors σ .

$$\frac{R_1}{L_1} = \frac{1}{2} \left(\frac{\omega_0}{Q} (\sigma + 1) + \frac{R_2}{L_2} (\sigma - 1) \right) \quad (5.5)$$

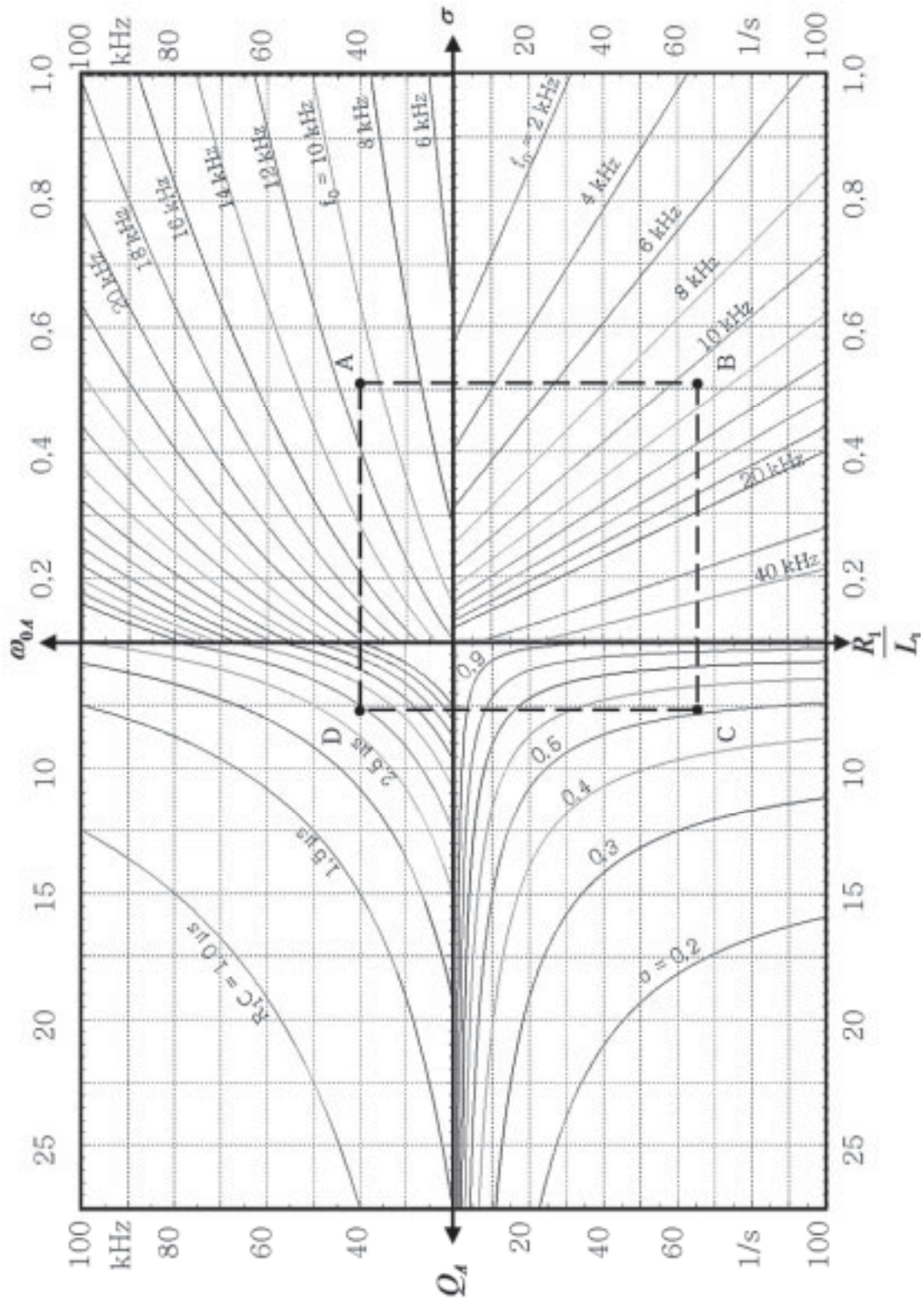


Abbildung 5.5: Nomogramm der Abhängigkeiten zwischen den einzelnen Parametern für die im Beispiel entworfene Anlage

Diese allgemeinen Gleichungen beinhalten die benötigte Information zur Anwendung eines Entwurfsprozesses unter der Voraussetzung der entsprechend verfügbaren Eingangsgrößen. Jede der oben definierten Größen erhält eine eigene Achse im Nomogramm, was bedeutet, dass immer zwei Quadranten sich eine gemeinsame Achse teilen. Der erste Quadrant zeigt die Resonanzkreisfrequenz $\omega_{0,A}$ der leerlaufenden Anlage als Funktion des Streufaktors σ mit der Frequenz f_0 als Parameter der dargestellten Kurvenschar. Der zweite Quadrant wiederum bildet die Verläufe der Anlagengüte Q_A über der Resonanzkreisfrequenz $\omega_{0,A}$ ab und stellt somit grafisch die tendenzielle Querabhängigkeit dieser Größen heraus. Als Parameter der gezeigten Kurven dient in diesem Teilbereich die Entladezeitkonstante des kapazitiven Energiespeichers für die im Leerlauf betriebene Anlage $\tau_C = R_1 C$. Zusätzlich wird im nächsten Quadranten die Anlagengüte in Abhängigkeit der ohmsch-induktiven Zeitkonstante der Werkzeugspule aufgetragen, deren Zusammenhang mit dem magnetischen Streufaktor σ ebenfalls im folgenden vierten Teilbereich des Nomogramms aufgetragen ist.

Die Vier-Quadranten-Darstellung des obigen Nomogramms stellt die gegenseitige Abhängigkeit der vorgestellten Bestimmungsgleichungen für die Anlagenparameter heraus. Unter Voraussetzung geeigneter Eingangsgrößen ist mit diesem Diagramm somit die Auslegung noch freier Parameter unter Ausnutzung eines nun zugänglichen Überblicks auf grafischem Wege durchführbar mit dem offensichtlichen Vorteil, dass bereits bei Festlegung einzelner Parameter der Einfluss auf die übrigen Größen hinsichtlich ihrer Tendenz und Empfindlichkeit gegenüber zu vollziehenden Parametervariationen deutlich wird. Da die Zusammenhänge in allgemeingültig geschlossener Form gegeben sind, ist ein Einstieg in ein solches Nomogramm an beliebiger Stelle möglich. Für den oben bereits im Beispiel durchgeführten Entwurf werden die identischen Zielvorgaben demonstrativ benutzt, mit der Absicht, über den Weg durch die vier Quadranten zu entsprechenden Aussagen über den zu entwerfenden Energiespeicher zu gelangen. Dafür beginnt der in Abbildung 5.5 eingezeichnete Weg im ersten Quadranten mit der Auswahl der Kennlinie für eine angestrebte Entladefrequenz von $f = 10$ kHz. Zur Verwendung innerhalb dieses Nomogramms wird dieser Wert unter Zuhilfenahme von Gleichung (3.8) auf die Resonanzfrequenz $f_0 = 10,8$ kHz umgerechnet. Der sich aus der Werkzeuggeometrie und den Stromdichteverteilungen in Werkzeug und Werkstück ergebende Streufaktor $\sigma = 0,505$ liefert den innerhalb dieses Quadranten dazugehörigen Arbeitspunkt 'A'. Über die Projektion dieses Punktes auf die entsprechende Kennlinie im vierten Quadranten wird über

den Punkt 'B' die Eigenzeitkonstante des Werkzeuges $\tau_1 = R_1/L_1$ ablesbar. In den dritten Quadranten übertragen ergibt sich im Punkte 'C' als Schnittmarke mit der Kennlinie für $\sigma = 0,505$ der Wert der Anlagengüte zu $Q_A \approx 8$. Der im vierten Quadranten markierte Schnittpunkt der Projektionen 'A' und 'C' liegt auf der dortigen Kennlinie des Parameters $R_1C = 2,8 \mu\text{s}$ und liefert in Übereinstimmung mit obiger Auslegung demnach das bereits bekannte Verhältnis der Anlagenzeitkonstante des Energiespeichers $R_1C = 14,1 \text{ m}\Omega \cdot 198 \mu\text{F} = 2,8 \mu\text{s}$.

5.2.4 Bereitstellung des Werkzeugstromes

Aus der räumlichen Verteilung der sich einstellenden Wirbelstromdichte im Werkstück ist neben den Netzwerkparametern auch die radiale Kontur eines Druckprofils berechenbar. Ausgehend von dieser Verteilung sind bereits die Geometrie der dafür benötigten Werkzeugspule sowie deren Ersatzschaltbildparameter hergeleitet worden. Das qualitative und zeitliche Verhalten in Verbindung mit dem ebenfalls identifizierten Energiespeicher zeigt zwar die feldtheoretisch gestützt beschreibbaren Wirkungen hinsichtlich ihrer auf den Maximalwert bezogenen auftretenden Verteilung, bringt jedoch noch keine Aussage über die tatsächlich greifenden, mit konkreten Werten quantifizierbaren Prozessgrößen wie beispielsweise die Amplituden der elektromagnetischen Volumenkraftdichte mit sich. Das von der stromdurchflossenen Werkzeugspule verursachte erregende magnetische Feld ist über die Höhe des Werkzeugstromes direkt proportional skalierbar. Für die im Kapitel 3 hergeleitete Beziehung (3.35) des zur Erreichung der radialen Druckvorgabe benötigten Scheitelwertes des Werkzeugstromes wird der im globalen Maximum angestrebte Wert des magnetischen Drucks verwendet. Gleichermaßen ist der an diesem Ort vorherrschende auf den gesuchten Maximalwert des Werkzeugstromes normierte Wert des erregenden Magnetfeldes in die Gleichung einzusetzen, um als Ergebnis die Amplitude des zur Verfügung zu stehenden Entladestromes zu erhalten. Basierend auf dem vorgegebenen Druckprofil ist das berechnete Druckmaximum von $\hat{p} = 30 \text{ MPa}$ mit der ausgelegten Geometrie der Werkzeugspule im Moment des Strommaximums von $\hat{i}_1 = 57,3 \text{ kA}$ zu erreichen. Der für dieses spezielle Beispiel sich aus Gleichung (3.35) ergebende Zusammenhang zwischen Druckmaximum und Stromamplitude ist in der nachfolgenden Abbildung 5.6 veranschaulicht.

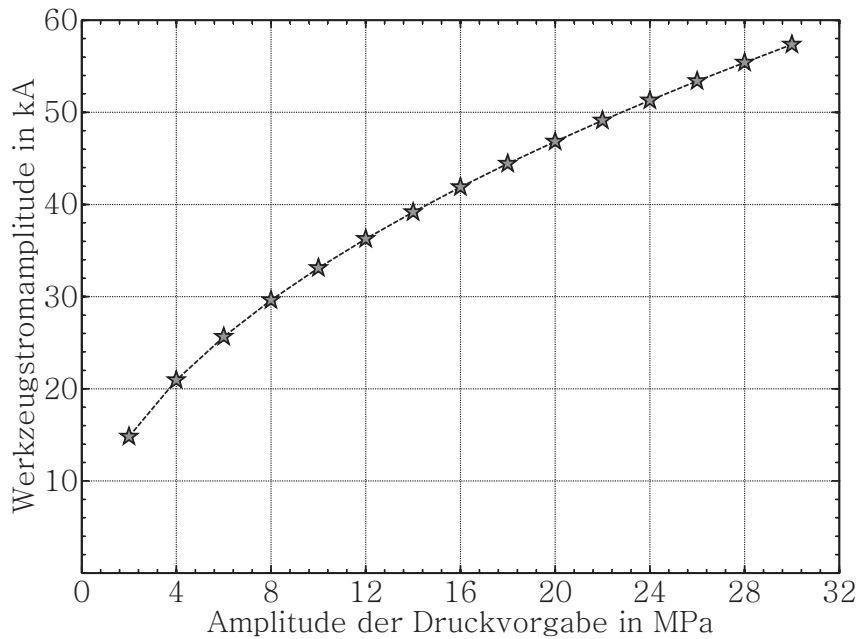


Abbildung 5.6: Die benötigte Amplitude des Werkzeugstromes als Funktion des geforderten Druckmaximums

Der kapazitiv ausgeführte Energiespeicher speichert die initial aufgebrachte Ladenenergie in Form des elektrischen Feldes und ist somit im Sinne seines Entladeverhaltens als Spannungsquelle anzusehen. Die geforderte Amplitude des Entladestromes kann somit nicht als eingeprägte Größe aufgefasst werden, sondern muss indirekt über eine dementsprechend adäquat gewählte Ladespannung unter Kenntnis des zeitlichen Entladeverhaltens realisiert werden. Der benötigte Wert dieser Ladespannung ist auf einfachem Wege durch Einsetzen des ermittelten Strommaximums in Gleichung (3.5) zu erhalten. Der Maximalwert des Werkzeugstromes ist nach der ersten Viertelperiode erreicht, was bei der geforderten Entladefrequenz von $f = 10 \text{ kHz}$ dem Zeitpunkt $t(\hat{i}_1) = 25 \mu\text{s}$ entspricht. Letztendlich ergibt sich für die gesuchte Ladespannung des Energiespeichers ein Wert von

$$U_0 = \frac{\hat{i}_1}{\omega C} \cdot \frac{1}{(2QK_Q)^2} \cdot e^{K_Q \omega t(\hat{i}_1)} = 5,35 \text{ kV} \quad (5.6)$$

In Tabelle (5.4) sind die während der Auslegung des Energiespeichers ermittelten Parameter zusammengefasst.

Tabelle 5.4: Parameterliste des Energiespeicherentwurfs

Kapazität	$C_S = 198 \mu\text{F}$
Stromamplitude	$\hat{i}_1 = 57,3 \text{ kA}$
Ladespannung	$U_0 = 5,35 \text{ kV}$

Der Werkstückstrom wird aus der induzierten Wirbelstromdichte bestimmt, die durch die zeitliche Änderung des durch die entworfene Umformspule fließenden Werkzeugstromes verursacht wird. Als Folge dessen ergibt sich aus einem Vergleich von Werkzeug- und Werkstückstrom der zu erwartende Streufaktor für das aufgestellte Subsystem von Werkzeug und Werkstück. Tabelle 5.5 listet diese Werte zusammenfassend auf und Abbildung 5.7 stellt die zeitlichen Verläufe von Werkzeug- und Werkstückstrom dar.

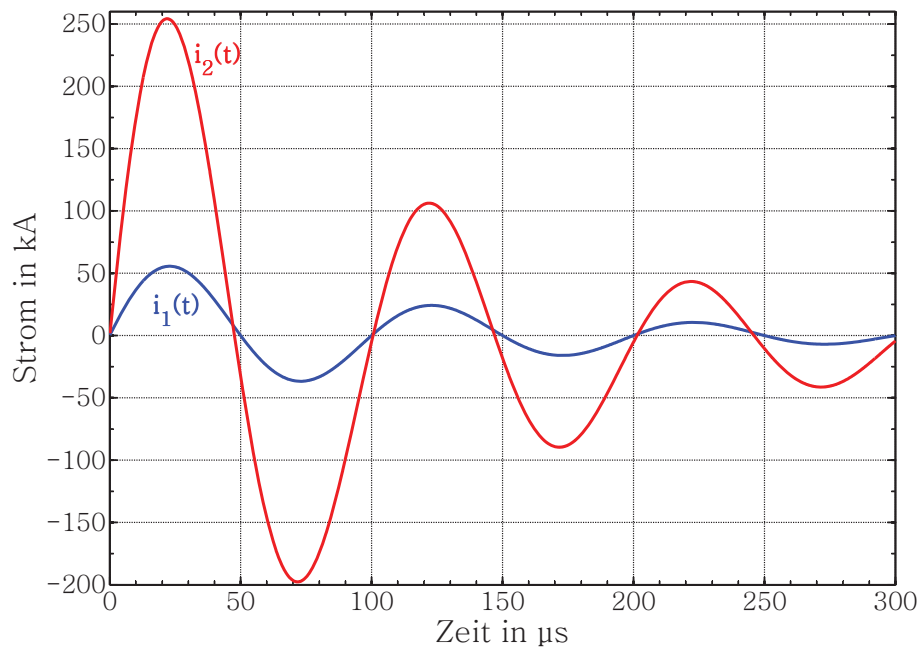
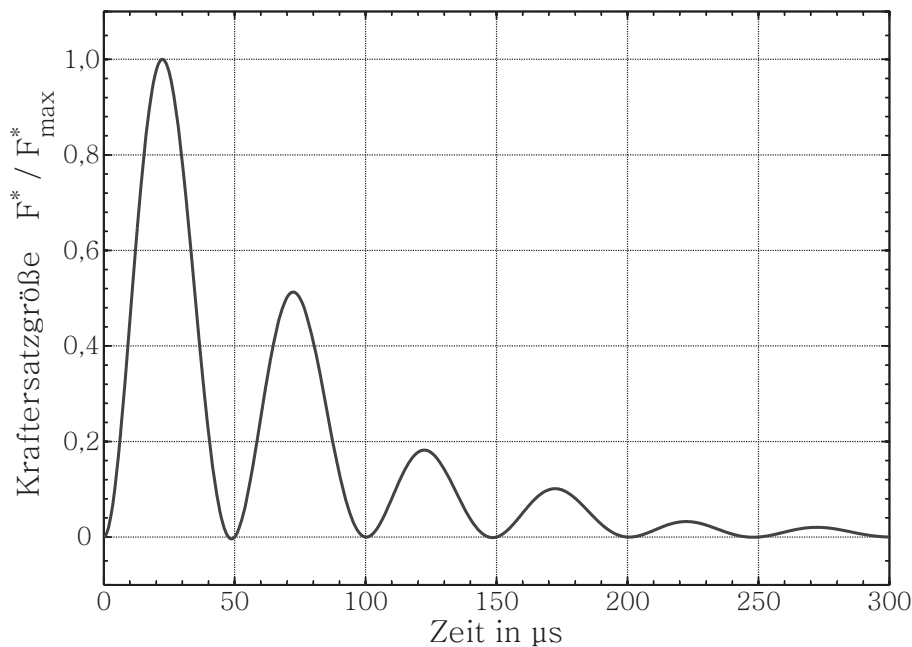
**Abbildung 5.7:** Zeitliche Verläufe von Werkzeug- und Werkstückstrom für die entworfene Umformaufgabe

Tabelle 5.5: Liste der aus dem Entwurf resultierenden Werkstückparameter

Stromamplitude	$\hat{i}_2 = 254,2 \text{ kA}$
Streufaktor	$\sigma = 0,505$

Die eingangs aufgestellte Forderung nach einem zu erzielenden radialen Profils des magnetischen Drucks an der Werkstückoberfläche kann über die bereits im Netzwerkmodell berechneten Ströme sowie der Eigeninduktivität der Werkzeugspule nach Gleichung (3.15) die der Volumenkraftdichte äquivalente Ersatzgröße bestimmt werden, deren zeitlicher Verlauf in der folgenden Abbildung 5.8 dargestellt ist.

**Abbildung 5.8:** Zeitliche Entwicklung der Kraftäquivalenz F^* als konzentrierte Netzwerkgröße in normierter Darstellung

5.3 Energiebilanz im Netzwerkmodell

Um anhand des zielgerichtet ausgelegten Energiespeichers eine Bewertung hinsichtlich der zur Verfügung stehenden Umformenergie durchführen zu können, wird ausgehend von der initial gespeicherten Ladeenergie der über das magnetische Feld der Werkzeugspule zu transferierende Anteil berechnet, so dass für im Hinblick auf die dann noch zur Verfügung stehende Energie eine Bilanz aufgestellt werden kann. In der folgenden Abbildung 5.9 ist die aus dem Produkt von Werkzeugstrom und -spannung gebildete Augenblicksleistung über der Zeit aufgetragen, die an den Klemmen der Umformspule von dieser aufgenommen wird.

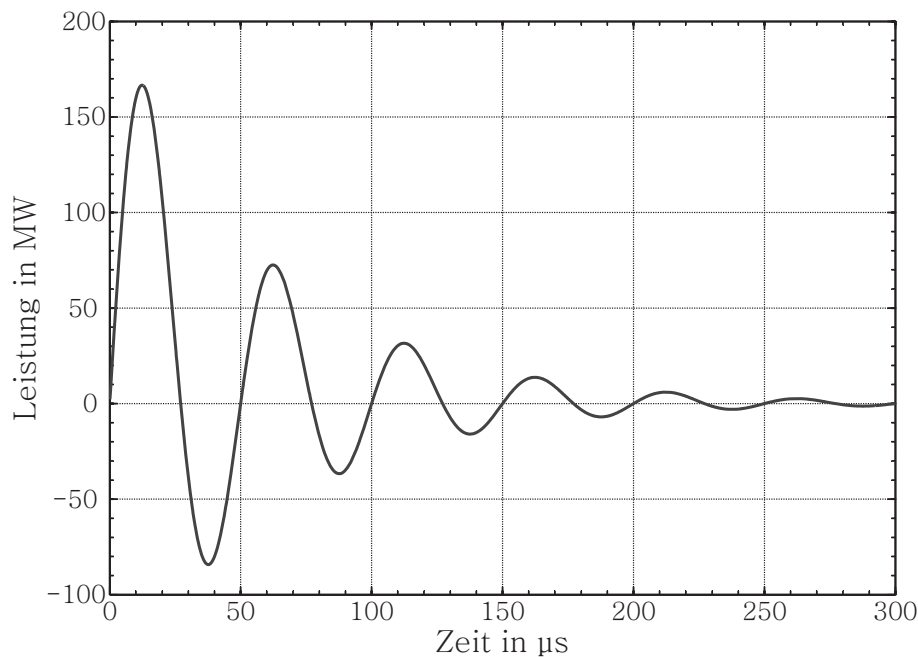


Abbildung 5.9: Die im Netzwerkmodell berechnete Aufnahme der entworfenen Werkzeugspule an elektrischer Augenblicksleistung

Analog zur Bestimmung der einzelnen Energieanteile in den vorangehenden Kapiteln wird auch hier die Energiebilanz aus der zeitlichen Integration der elektrischen Leistung berechnet und aufgestellt. Die Ladeenergie ist vorab bestimmbar aus dem Kapazitätswert des entworfenen Energiespeichers und dem Quadrat der zur Realisierung des anvisierten Werkzeugstrommaximums benötigten Ladespannung. Dieser

Wert von $W_L = 2844 \text{ J}$ ist ebenso wie die zeitabhängigen Verläufe der in andere Energieformen ohmsch umgewandelten Wirkenergieanteile in Abbildung 5.10 grafisch aufgetragen.

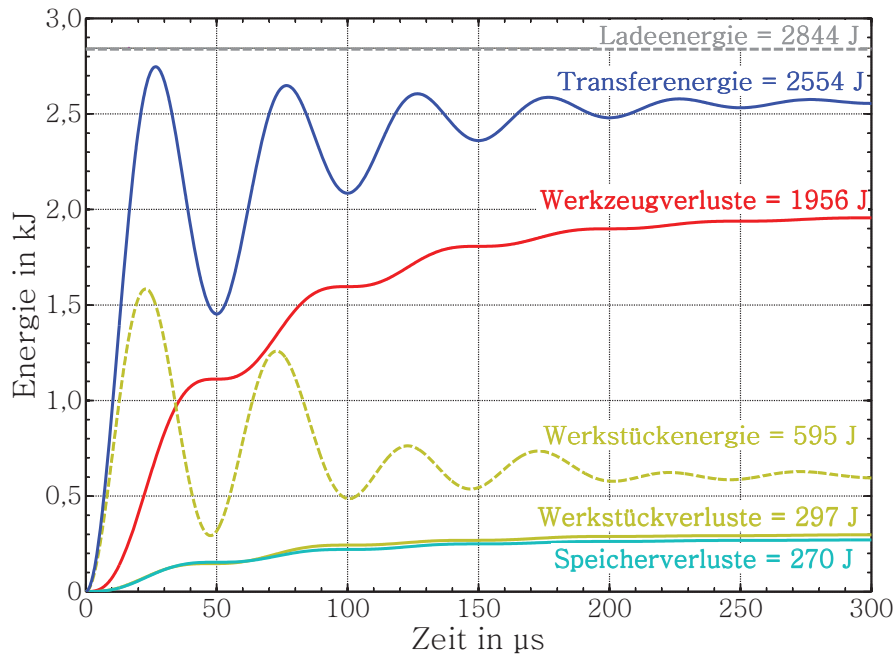


Abbildung 5.10: Aus der Netzwerkberechnung ermittelte Energiebilanz für das entworfene Umformproblem

Die über die Klemmen der Werkzeugspule transferierte Energie weist erwartungsgemäß ihr Maximum nach der ersten positiven Halbperiode der elektrischen Leistung auf und pendelt sich mit zunehmender Prozessdauer auf den stationären Endwert von $W_{trans} = 2554 \text{ J}$ ein. Auch hier ist der Maximalwert der in das Subsystem 'Werkzeug/Werkstück' übertragenen Energie zeitweise höher als der Endwert, da anfangs die zur Deckung der im Innern des Energiespeichers auftretenden Verluste verhältnismäßig gering sind, dann aber dem Quadrat des Werkzeugstromes proportional bis zu einem Wert von $W_S = 270 \text{ J}$ zunehmen. Anders als diese Transferenergie weisen die rein ohmschen Werkzeugverluste ein monotonen Verhalten auf; sie sind reine Wirkenergie und bestehen nicht aus temporär in elektrischen und magnetischen Energiespeichern zwischengespeicherten Anteilen, die im Zeitverlauf wieder

abgegeben werden können und somit eine dementsprechende Richtungsumkehr der aufkumulierten Energie verursachen. Ein solches Pendelverhalten ist hingegen bei der ohmsch-induktiven Energieaufnahme des Werkstücks zu beobachten. Die daraus separierbaren jouleschen Verluste machen im Sinne einer Aufheizung des Werkstücks im stationären Zustand $W_2 = 297 \text{ J}$ aus. Aus der zur Umformung noch zur Verfügung stehenden Energie ergibt sich demnach im Verhältnis zur initial elektrisch gespeicherten Ladeenergie ein maximal erzielbarer Wirkungsgrad von

$$\eta = \frac{W_2 - W_2^{(el)}}{W_L} = 10,5\% \quad (5.7)$$

Dieser verhältnismäßig geringe Wirkungsgrad liegt insbesondere in dem deutlich erhöhten ohmschen Verlustwiderstand der Werkzeugspule begründet. Aufgrund des radial weit ausgedehnten Umformbereiches bringen die einzelnen Windungen proportional zu ihrer radialen Lage im Zusammenhang mit dem daraus resultierenden Durchmesser einen deutlich vermehrten Materialeinsatz mit sich. Hier zeigt sich also deutlich der markante Einfluss eines vergrößerten Umformbereiches bezüglich des zu erzielenden Wirkungsgrades; die Anteile der Energiedissipation verschieben sich zunehmend in die joulesche Erwärmung der Werkzeugspule.

Kapitel 6

Zusammenfassung

Die Verwendung der Elektromagnetischen Blechumformung als innovativ einzusetzende Fertigungstechnologie bedingt im Sinne eines wirtschaftlichen und effizienten Prozessablaufes die zielgerichtete Auslegung der einzelnen Anlagenkomponenten. Die Anforderungen an den Entwurf eines solchen auch als elektro-magneto-mechanischen Energiewandlers aufzufassenden Systems können aus unterschiedlichen Erwartungen und Motivationen heraus getrieben sein. Als zielgerichteter Entwurf wird in der vorliegenden Arbeit die Ausrichtung auf die zur Umformung notwendige initiale Kraftverteilung innerhalb des Werkstücks verstanden. Zum einen ist der elektrische Vorgang größtenteils abgeklungen, bis der weitaus langsamere mechanische Umformvorgang stattfindet, zum anderen sind die strukturmechanischen Modelle zwar in jüngster Zeit nennenswert weiterentwickelt worden, reichen jedoch noch nicht aus, um in geschlossener Form die Rückwirkungen zwischen viskoplastischen und elektromagnetischen Effekten in Form einer mathematischen Beschreibbarkeit dem Entwurf zugänglich zu machen.

Vornehmlich liegt das primäre Interesse in der geometrischen aber auch elektrischen Auslegung der zur Erzeugung des erregenden Magnetfeldes maßgeblich mitbestimmenden Werkzeugspule sowie im Design des auf ihre Klemmengrößen hin ausgerichteten Energiespeichers. Beide Komponenten sind modular über ihr jeweiliges Ein-/Ausgangsverhalten als Vierpol auf Netzwerkebene modellierbar und können als freie Parameter aufgefasst werden, wohingegen abhängig von seiner Beschaffenheit hinsichtlich mechanischer, geometrischer und elektrischer Eigenschaften das Werkstück unterschiedlichen Einfluss auf eine entsprechende Modellierung nehmen wird.

Eine gezielte Formgebung wird üblicherweise durch den Einsatz von als Matrize dienenden Gesenken erreicht. Insbesondere die Verwendung von Matrizen mit auf

die radiale Ausdehnung bezogenen hohen Ziehtiefeänderungen zur Erreichung von partiell sehr kleinen Kantenbiegeradien belasten das Werkstück in diesen Bereichen sehr stark, so dass es bei zu hoher Kraffteinwirkung zu einem Abscheren des Materials und damit zu einer Zerstörung des Werkstücks führen kann. Die geometrische Auslegung der Werkzeugspule nimmt eine dies berücksichtigende Eingangsgröße in Form eines radialen Druckprofils auf, welches den unterschiedlichen Bereichen der Werkstückoberfläche dementsprechend angepasste zu erzielende Werte des magnetischen Drucks zuweist. Dieses Wunschdruckprofil wird anhand ausgewählter Stützstellen, die der späteren Lage der Spulenwindungen entsprechen, in eine Konturfunktion überführt, aus der eine relative Lageverschiebung der einzelnen Windungen resultiert. Eine geschickte Wahl der Stützstellen für die Spulenwindungen verhilft hier zu einem deutlich reduzierbaren Materialeinsatz, der sich in geringeren ohmschen Werkzeugverlusten bemerkbar macht und somit zu einer Verbesserung des zu erwartenden Wirkungsgrades führt.

Der modulare Aufbau einer zu entwerfenden Umformanlage gestattet die Abbildung der elektrischen Eigenschaften auf die Struktur eines elektrischen Ersatzschaltbildes. Zur quantitativen Verwendung dieses Modells wird zunächst der Übergang von einer der geometrischen Ausdehnung angepassten feldtheoretischen Sichtweise auf die Ebene eines Netzwerkmodells beschränkt. Die Herausforderung besteht hier in der äquivalenten Beschreibung der über die beteiligten Feldgrößen vorgegebenen Prozessgrößen durch konzentrierte Ersatzschaltbildelemente, die physikalisch plausibel ein klemmenbezogenes identisches Verhalten der einzelnen Komponenten aufweisen müssen. Als entscheidende Größen zur Beschreibung und Bewertung der sich ergebenden Wechselwirkungen zwischen Werkzeug und Werkstück werden die jeweiligen Stromdichteverteilungen angesehen. Über sie sind die Möglichkeiten gegeben, die resultierende Kraftwirkung zwischen beiden bestimmen zu können, sowie die sich als ohmsche Verluste bemerkbar machenden jouleschen Erwärmungen von Werkzeug und Werkstück. Um auf inversem Wege die benötigten Anlagenparameter bestimmen zu können, ist zunächst auf mathematischer Ebene eine Beschreibung der Zusammenhänge zu formulieren. Als eine Funktion der Geometrie wird unter Berücksichtigung von Stromverdrängungseffekten das erregende magnetische Feld der Werkzeugspule am Ort des Werkstücks berechnet. Über diese Größe lässt sich als analytische Näherungslösung die dadurch induzierte Wirbelstromdichte unter der Voraussetzung berechnen, dass die sich ergebende Skineindringtiefe nicht größer ist als die Werkstückdicke. Letztendlich lassen sich die innerhalb der als transforma-

torisch abgeleiteten Netzwerkstruktur auftauchenden ohmsch-induktiven Parameter der beiden Untersysteme 'Werkzeug' und 'Werkstück' aus der sowohl leitungsgebunden zugeführten als auch über das magnetische Feld induzierte Stromdichten mit Werten belegen. Gewichtet über eine für alle Volumenelemente unterschiedliche Abstandsfunktion lässt sich auch für die wechselseitige Gegeninduktivität basierend auf dem Gesetz von Biot-Savart eine mathematische Beschreibungsform finden.

Aus Sicht des Energiespeichers wirkt das System 'Werkzeug/Werkstück' als Last, über dessen Verhalten die elektrischen Eigenschaften des Energiespeichers ermittelt werden, die zur Einhaltung einer dem Entwurf als Eingangsgröße dienenden räumlich und zeitlich verteilten Kraftvorgabe notwendig sind. Die Forderung nach Bereitstellung der räumlichen Kraftverteilung wird aus Gründen einer Effizienzbetrachtung um eine Bewertung des sich aus der entworfenen Anlage ergebenden Wirkungsgrades der Energieübertragung erweitert. Als Wirkungsgrad wird hier das Verhältnis von maximal noch zur Umformung nutzbaren Energie zur initial in elektrischer Form gespeicherten Ladeenergie definiert. Dabei zeigt sich deutlich der begrenzende Einfluss der ohmschen Verluste bei räumlich sich in radialer Richtung ausdehnenden Umformvorhaben, allein aus einer Bewertung des Energietransfers auf Ebene des aufgestellten Ersatzschaltbildes. Die Gültigkeit und Aussagekraft des Netzwerkmodells zeigt sich im Zuge der Wirkungsgradbestimmung anhand eines messtechnisch aufgenommenen Umformversuches sowie durch Anwendung und Auswertung eines diesem Versuch entsprechenden numerischen Simulationsmodells für elektromagnetische Umformvorgänge als vollkommen ausreichend.

Anhang A

Netzwerkberechnung von Werkstück- und Werkzeugstrom

A.1 Lösung der DGL für den Werkzeugstrom

Unter Berücksichtigung der Ersatzelemente \tilde{R}, \tilde{L} für den vereinfachten R, L, C - Reihenschwingkreis ergibt sich aus dem Maschenumlauf für die Kondensatorspannung

$$u_c(t) = \tilde{R} i_c(t) + \tilde{L} \frac{d}{dt} i_c(t) \quad (\text{A.1})$$

Mit dem Kondensatorstrom $i_c(t) = C \frac{d}{dt} u_c(t)$ wird daraus in expliziter Form eine gewöhnliche Differentialgleichung (DGL) 2. Ordnung

$$\frac{d^2}{dt^2} u_c(t) + \frac{\tilde{R}}{\tilde{L}} \frac{d}{dt} u_c(t) - \frac{1}{\tilde{L}C} u_c(t) = 0 \quad (\text{A.2})$$

Die dazugehörige charakteristische Gleichung

$$\lambda_{1,2}^2 + \frac{\tilde{R}}{\tilde{L}} \lambda - \frac{1}{\tilde{L}C} = 0 \quad (\text{A.3})$$

liefert die Eigenwerte

$$\lambda_{1,2} = -\frac{\tilde{R}}{2\tilde{L}} \pm \sqrt{\left(\frac{\tilde{R}}{2\tilde{L}}\right)^2 + \frac{1}{\tilde{L}C}} \quad (\text{A.4})$$

Zur besseren Überschaubarkeit der weiteren Betrachtungen werden die Dämpfungskonstante α , die Resonanzfrequenz ω_0 sowie die Frequenz des Entladevorganges

ω eingeführt:

$$\alpha := \frac{\tilde{R}}{2\tilde{L}} \quad (\text{A.5})$$

$$\omega_0 := \frac{1}{\sqrt{\tilde{L}C}} \quad (\text{A.6})$$

$$\omega := \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2} \quad (\text{A.7})$$

Je nach sich ergebendem Vorzeichen des Radikanden im obigen Ausdruck für die charakteristischen Eigenwerte erhält man unterschiedliche Lösungen für die Kondensatorspannung. Für $\alpha \equiv \omega_0$ verschwindet die Wurzel; dies entspricht dem aperiodischen Grenzfall der Kondensatorentladung. Für die Fälle $0 < \alpha < \omega_0$, bzw. $\alpha > \omega_0$ liegt der periodische, bzw. aperiodische Fall vor, von denen hier der Ersthere weiter betrachtet werden soll.

Mit den beiden Eigenwerten $\lambda_{1,2} = -\alpha \pm j\omega$ erhält man für die allgemeine Lösung

$$u_c(t) = K e^{-\alpha t} \cos(\omega t + \gamma) \quad (\text{A.8})$$

Über die Anfangsbedingungen $u_c(0) = U_0$ und $i_c(0) = C \frac{d}{dt} u_c(0) = 0$ werden die zunächst noch unbekanntenen Integrationskonstanten K und γ bestimmt.

$$\gamma = -\arctan \frac{\alpha}{\omega} \quad (\text{A.9})$$

$$K = U_0 \sqrt{1 + \frac{\alpha^2}{\omega^2}} \quad (\text{A.10})$$

Somit folgt für die spezielle Lösung der zeitabhängigen Kondensatorspannung

$$u_c(t) = U_0 \sqrt{1 + \frac{\alpha^2}{\omega^2}} e^{-\alpha t} \cos\left(\omega t - \arctan \frac{\alpha}{\omega}\right) \quad (\text{A.11})$$

und aus dessen zeitlicher Ableitung der gesuchte Werkzeugstrom

$$i_c(t) = -C U_0 \sqrt{1 + \frac{\alpha^2}{\omega^2}} e^{-\alpha t} \left[\alpha \cos\left(\omega t - \arctan \frac{\alpha}{\omega}\right) + \omega \sin\left(\omega t - \arctan \frac{\alpha}{\omega}\right) \right] \quad (\text{A.12})$$

Dieser Ausdruck lässt sich über den folgenden formalen Zusammenhang mathematisch noch vereinfachen:

$$K_1 \cos(\beta t) + K_2 \sin(\beta t) = K_3 \sin(\beta t + \psi) \quad (\text{A.13})$$

$$K_3 = \sqrt{K_1^2 + K_2^2} \quad (\text{A.14})$$

$$\psi = \arctan \frac{K_1}{K_2} \quad (\text{A.15})$$

Letztendlich erhält man nach einigem Umstellen damit den Werkzeugstrom in der Darstellung

$$i_c(t) = -C U_0 \sqrt{1 + \frac{\alpha^2}{\omega^2}} e^{-\alpha t} \left[\sqrt{\alpha^2 + \omega^2} \sin(\omega t) \right]$$

$$\boxed{i_1(t) = i_c(t) = -\omega C U_0 \left(1 + \frac{\alpha^2}{\omega^2} \right) e^{-\alpha t} \sin(\omega t)} \quad (\text{A.16})$$

A.2 Lösung der DGL für den Werkstückstrom

Aus den Maschenumläufen innerhalb des Ersatzschaltbildes aus Abbildung 3.3 folgt das mathematische Gleichsetzen der am Quersweig der Gegeninduktivität und am Lastzweig abfallenden Spannungen.

$$-M \frac{d}{dt} (i_1(t) + i_2(t)) = (L_2 - M) \frac{d}{dt} i_2(t) + R_2 i_2(t) \quad (\text{A.17})$$

Daraus folgt für den Werkstückstrom die nachfolgende lineare Differentialgleichung.

$$\frac{d}{dt} i_2(t) + \frac{R_2}{L_2} i_2(t) = \frac{M}{L_2} \frac{d}{dt} i_1 \quad (\text{A.18})$$

Durch Anwendung von einschlägigen Lösungsverfahren erhält man die Lösung der homogenen DGL als mit der Zeit exponentiell abnehmende Funktion.

$$i_2^{(h)}(t) = e^{-\frac{R_2}{L_2} t} = e^{-\Gamma_2 \omega t} \quad (\text{A.19})$$

Die partikuläre Lösung zeigt hingegen eindeutiges Schwingverhalten, welches mit der Schwingkreisdämpfung α bedämpft wird.

$$i_2^{(p)}(t) = -\frac{CU_0M(\omega^2 + \alpha^2)}{\omega(\omega^2L_2^2 + (\alpha L_2 - R_2)^2)} \cdot [(\alpha^2L_2 - \alpha R_2 + \omega^2L_2) \sin(\omega t) + R_2 \omega \cos(\omega t)] \cdot e^{-\alpha t} \quad (\text{A.20})$$

Mit Hilfe des geeigneten Additionstheorems (A.13) vereinfacht sich die Summe der trigonometrischen Funktionen zu

$$i_2^{(p)}(t) = -\frac{CU_0M(\omega^2 + \alpha^2)}{\omega(\omega^2L_2^2 + (\alpha L_2 - R_2)^2)} \cdot \sqrt{(\omega^2 + \alpha^2)(\omega^2L_2^2 + (\alpha L_2 - R_2)^2)} \sin(\omega t + \psi) \cdot e^{-\alpha t} \quad (\text{A.21})$$

in der nun eine Phasenverschiebung ψ auftaucht.

$$\psi = \arctan\left(\frac{R_2 \omega}{\alpha^2 L_2 - \alpha R_2 + \omega^2 L_2}\right) \quad (\text{A.22})$$

Die allgemeine Lösung der Differentialgleichung liefert die Zeitfunktion des gesuchten Werkstückstromes:

$$i_2^{(allg.)}(t) = \gamma \cdot i_2^{(h)}(t) + i_2^{(p)}(t) \quad (\text{A.23})$$

Unter Ausnutzung der bekannten Randbedingung des Anfangswertproblems $i_2(0) = 0$ kann die zunächst noch unbestimmte Konstante γ ermittelt werden.

$$\gamma = \frac{CU_0MR_2(\omega^2 + \alpha^2)}{\omega^2L_2^2 + (\alpha L_2 - R_2)^2} \quad (\text{A.24})$$

sodass schließlich für den Werkstückstrom geschrieben werden kann:

$$i_2(t) = -\frac{CU_0M(\omega^2 + \alpha^2)}{\omega(\omega^2L_2^2 + (\alpha L_2 - R_2)^2)} \cdot \left[\sqrt{(\omega^2 + \alpha^2)(\omega^2L_2^2 + (\alpha L_2 - R_2)^2)} \sin(\omega t + \psi) \cdot e^{-\alpha t} - \omega R_2 e^{-R_2/L_2 t} \right] \quad (\text{A.25})$$

Anhang B

Eigenschaften der Hankel-Transformation

Die Hankel-Transformation taucht typischerweise in der Diskussion zylindersymmetrischer Probleme auf [41] und bietet eine Abbildungsvorschrift, bei der im Kern der Transformation Besselfunktionen ν -ter Ordnung \mathcal{J}_ν Verwendung finden. Die Transformationsvorschrift in allgemeiner Form ergibt sich folgendermaßen:

$$\mathcal{H} [f(r)] := \underline{\tilde{f}}(r) = \int_0^\infty r \mathcal{J}_\nu(k_r r) \underline{f}(r) dr \quad \circ \longrightarrow \bullet \quad \underline{f}(r) = \int_0^\infty k_r \mathcal{J}_\nu(k_r r) \underline{\tilde{f}}(r) dk_r \quad (\text{B.1})$$

Eine besondere Eigenschaft der *Hankel-Transformation* liegt im sogenannten Inversionstheorem, welches insbesondere im Hinblick auf die Rücktransformation von Bedeutung ist: Wenn $\tilde{f}(r)$ die Hankel-Transformierte von $f(r)$ ist, dann ergibt sich aus Anwendung der Hankel-Transformation auf die Funktion $\tilde{f}(r)$ gerade wieder die Ausgangsfunktion $f(r)$.

Im Bezug zur Art der in dieser Arbeit durch die partiellen Differentialgleichungen (2.14) und (2.15) gestellten Aufgabe, erweisen sich die Rechenregeln der Hankel-Transformation für Ableitungen von Funktionen als besonders nützlich. Diese liefern im Speziellen unter anderem die Beziehungen:

$$\mathcal{H}_1 \left[\frac{\partial}{\partial r} \{f(r)\}; k_r \right] = -k_r \mathcal{H}_0 [f(r); k_r] \quad (\text{B.2})$$

$$\mathcal{H}_0 \left[\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \{r f(r)\}; k_r \right] = k_r \mathcal{H}_1 [f(r); k_r] \quad (\text{B.3})$$

Literaturverzeichnis

- [1] NORTHROP, E. F.: Some Newly Observed Manifestations of Forces in the Interior of an Electric Conductor. In: *Physical Review* 24 (1907), S. 474–497
- [2] KAPITZA, P.: Further Developments of the Method of Obtaining Strong Magnetic Fields. In: *Proceedings of the Royal Society of London A* 115 (1927), S. 658–683
- [3] PLUM, M.: Electromagnetic forming. In: *Metals Handbook* 14 (1995), S. 644–653
- [4] CARL, S. B. ; FOSTER, C. M.: Aerostar Aluminum Driveshaft. In: *Society of Automotive Engineers Serie* 841697 (1984)
- [5] NASA: Electromagnetic Hammer for Metal Working. In: *National Aeronautics and Space Administration Technical Briefs* (1986)
- [6] BENNINGHOF, Hans: Impulsmagnetisches Umformen und Fügen. In: *Technische Rundschau, Swiss Professional Media AG* 17 (2002), S. 18
- [7] LANGE, Kurt: *Lehrbuch der Umformtechnik*. Bd. 1. Springer-Verlag, Berlin/Heidelberg, 1972
- [8] BELYI, I. V. ; FERTIK, S. M. ; KHIMENKO, L. T.: *Spravochnik po Magnitno-impul'snoy Obrabotke Metallov*. Kharkov Polytechnical Institute, National Technical University Kharkov, 1977
- [9] LYSENKO, D. N. ; VITEBSKIY, I. V.: High-Energy Forming in a Magnetic Field. In: *Russian Engineering Journal* Heft 7 (1963), S. 37–39
- [10] BIRDSALL, D. H.: Magnetic Forming. In: *American Machinist* 105 (1961), S. 117–121

- [11] MICHEL, J. ; SCHORR, K.: Die Magnetumformung - ein neues Verfahren der spanlosen Formgebung. In: *Metall* 17 (1963), S. 893–900
- [12] BAINES, K. ; DUNCAN, J. L. ; JOHNSON, W.: Electromagnetic Metal Forming. In: *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers* 17 (1965), S. 93 – 110
- [13] BARTELS, K. ; UHLENBUSCH, J.: Zur plastischen Verformung metallischer Hohlzylinder durch schnellveränderliche starke magnetische Felder. In: *Forschung im Ingenieurwesen* 32 (1966), S. 87–90
- [14] WOLF, H.: Magnetumformung, ein Verfahren mit Zukunft. In: *Fertigungstechnik and Betrieb* (1965), S. 433–436
- [15] FINKENSTEIN, E. v.: Ein Beitrag zur Hochgeschwindigkeitsumformung rohrförmiger Werkstücke durch magnetische Kräfte. In: *Fortschritts-Bericht VDI-Z, Reihe 2* 17 (1967)
- [16] DAUBE, I.: Ausnutzung gespeicherter elektrischer Energie zur Magnetumformung von Metallen und Grenzen dieses Verfahrens. In: *Fertigungstechnik und Betrieb* (1966), S. 107–113
- [17] DIETZ, H.: Theorie des Magnetformverfahrens: Erreichbarer Druck. In: *Elektrotechnische Zeitschrift, ETZ-A* 88 (1967), S. 217–222
- [18] ACERO, J. ; ALONSO, R. ; BARRAGAN, L.A. ; BURDIO, J.M.: Magnetic Vector Potential Based Model for Eddy Current Loss Calculation in Round-Wire Planar Windings. In: *IEEE Transactions on Magnetics* 42 (2006)
- [19] HAGEL, Reinhold: *Ein neues Verfahren zur Berechnung dreidimensionaler kreiszylindrischer Wirbelstromprobleme*, Universität Erlangen-Nürnberg, Diss., 1995
- [20] HAYASHI, T. ; TANIMOTO, N.: Behaviour of Materials under Dynamic Combined Stresses of Torsion and Tension. In: *Proceedings of the International Conference on Impact Loading and Dynamic Behaviour of Materials* (1988), S. 278–288
- [21] KOST, Arnulf: *Numerische Methoden in der Berechnung elektromagnetischer Felder*. Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, 1994

- [22] STRASSACKER, Gottlieb ; STRASSACKER, Peter: *Analytische und numerische Methoden der Feldberechnung*. B. G. Teubner, Stuttgart, 1993
- [23] BLUM, H. ; JOSWIG, A. ; KLOCKE, M. ; KULIG, S. ; STIEMER, M.: Validation of Different Approaches to Coupled Electrodynamic-Structural Mechanical Simulation of Electromagnetic Forming. In: *Proceedings of the 1st International Conference on High Speed Forming, Dortmund, Germany* (2004), S. 105–118
- [24] DAENZER, F.: *Systems Engineering - Leitfaden zur methodischen Durchführung umfangreicher Planungsvorhaben*. Peter Hanstein Verlag GmbH, Köln, 1979
- [25] STEWART: *Theorie und Entwurf elektrischer Netzwerke*. Berliner Union Verlag, Berlin-Stuttgart, 1958
- [26] LINNEMANN, Gerhard: *Elementare Synthese elektrischer und magnetischer Energiewandler*. Akademische Verlagsgesellschaft Geest & Portig KG, 1967
- [27] SCHMIDT, Volker: *Untersuchung der magnetischen Induktion, Stromdichte und Kraftwirkung bei der Magnetumformung*. Verlag W. Girardet, Essen, 1976 (Berichte aus dem Institut für Umformtechnik, Universität Stuttgart)
- [28] ERK, A. ; SCHMELZLE, M.: *Grundlagen der Schaltgerätetechnik*. Springer-Verlag, 1974
- [29] POKRYVAILO, A. ; KANTER, M. ; SHAKED, N.: Two-Stage opening Switch for Inductive Energy Storage Systems. In: *IEEE Transactions on Magnetics* 34 (1989), S. 655–663
- [30] BRAUNSBERGER, Ulrich: *Über die Verwendung induktiv gespeicherter Energie zur Hochstromimpulserzeugung*, Technische Universität Braunschweig, Diss., 1978
- [31] WINKLER, Rudolf: *Hochgeschwindigkeitsbearbeitung*. VEB Verlag Technik Berlin, 1973
- [32] SIMONYI, Károly: *Theoretische Elektrotechnik*. Barth Verlagsgesellschaft mbH, Edition Deutscher Verlag der Wissenschaften, 1993
- [33] PHILIPPOW, Eugen: *Grundlagen der Elektrotechnik*. Dr. Alfred Hüthig Verlag, Heidelberg, 1989

- [34] BRANDES, Donald: *Beitrag zur Berechnung rotationssymmetrischer magnetischer Felder*, Technische Hochschule Stuttgart, Diss., 1965
- [35] ABRAMOVITZ, Milton ; STEGUN, Irene A.: *Handbook of Mathematical Functions With Formulas, Graphs and Mathematical Tables*. National Bureau of Standards, Washington, D.C., 1964 (NBS Applied Mathematical Series)
- [36] BRONSTEIN, Ilja N. ; SEMENDJAJEW, Konstantin A. ; MUSION, Gerhard ; MÜHLIG, Heiner: *Taschenbuch der Mathematik, 3. Auflage*. Verlag Harri Deutsch, Frankfurt, 1997
- [37] WERDELMANN, Philipp ; PEIER, Dirk: Measurement of Axially Symmetrical Induced Current Densities. In: *Proceedings of the 15th International Symposium on High Voltage Engineering* (2007)
- [38] SCHIEBER, David: *Electromagnetic Induction Phenomena*. Springer-Verlag, 1986 (Springer Series in Electrophysics)
- [39] STRASSACKER, Gottlieb ; SÜSSE, Roland: *Rotation, Divergenz und Gradient*. Verlag B. G. Teubner GmbH, 2003
- [40] TEGOPOULOS, J. A. ; KRIEZIS, E. E.: *Studies in Electrical and Electronic Engineering*. Bd. 16: *Eddy Currents in Linear Conducting Media*. Elsevier, 1985
- [41] SNEDDON, Ian N.: *The Use of Integral Transforms*. McGraw-Hill, 1972
- [42] SCHUNK, Hermann: *Stromverdrängung*. Dr. Alfred Hüthig Verlag, 1974
- [43] HANNAKAM, Ludwig: *Erweiterte Niederschrift der Vorlesung 'Einführung in die Feldtheorie'*. Technische Universität Berlin, 1973/1974
- [44] OLLENDORFF, Franz: *Berechnung magnetischer Felder*. Springer-Verlag, 1952
- [45] BEERWALD, Charlotte ; BROSIUS, Alexander ; KLEINER, Matthias ; PSYK, Verena: Einfluss des magnetischen Druckes bei der elektromagnetischen Blechumformung. In: *2. Kolloquium 'Elektromagnetische Umformung'* (2003)
- [46] WERDELMANN, Philipp ; KLOCKE, Meinolf ; ROSENDAHL, Jens: Ersatzschaltbildmodellierung von Werkzeugspule und Werkstück bei der elektromagnetischen Blechumformung. In: *Zeitschrift für wirtschaftlichen Fabrikbetrieb, Carl Hanser Verlag* (2005)

- [47] WERDELMANN, Philipp ; PEIER, Dirk: Purposive Design of a Magnetic Sheet Metal Forming Facility. In: *Proceedings of the 2nd International Conference on High Speed Forming* (2006)
- [48] MANTHEY, Wolfgang: *Die Gegeninduktivität bei räumlich ausgedehnten Stromdichteverteilungen – Anwendung eines Berechnungsverfahrens zur Ermittlung der Interpolationseigenschaften induktiver Weg- und Winkelmeßsysteme*, Technische Hochschule Karl-Marx-Stadt (Chemnitz), Diss., 1978
- [49] DFG-FORSCHERGRUPPE 443: *Untersuchung der Wirkmechanismen der Elektromagnetischen Blechumformung, Arbeitsbericht 2001-2004*. 2004
- [50] WERDELMANN, Philipp ; ROSENDAHL, Jens ; PEIER, Dirk ; KULIG, Stefan: Assessing the Effective Energy for Magnetic Forming Processes by Means of Measurements and Numerical Calculation. In: *Proceedings of the 3rd International Conference on High Speed Forming* (2008), S. 283–290
- [51] WERDELMANN, Philipp ; ROSENDAHL, Jens ; KLOCKE, Meinolf ; AZER, Sebastian: Qualifizierung unterschiedlicher Energiespeicher bezüglich einer optimalen Energieübertragung bei der elektromagnetischen Belchumformung. In: *Werkstatttechnik online* Jahrgang 98, Heft 1 (2008)

Lebenslauf

Name	Philipp Werdelmann
Geburtsdatum	18. Mai 1977
Geburtsort	Arnsberg
Familienstand	verheiratet, drei Kinder
Schulausbildung	
1983-1987	Wannetalgrundschule in Arnsberg-Niedereimer
1987-1996	Mariengymnasium in Arnsberg
Zivildienst	
1996-1997	Zivildienst im Jugendhof des SGV e.V., Arnsberg
Praktika	
1997	VEW Energie AG, Dortmund
2003	RWE Eurotest GmbH, Dortmund
Studium	
1997-2004	Diplomstudium Elektrotechnik, Universität Dortmund
Berufstätigkeit	
seit 2004	Wissenschaftlicher Angestellter am Lehrstuhl für Hochspannungstechnik und EMV, Technische Universität Dortmund
seit 2007	Oberingenieur am Lehrstuhl für Hochspannungstechnik und EMV, Technische Universität Dortmund
seit 2009	Referent für Kraftwerksplanung und -genehmigung, RWE Power AG, Essen

