

Entwurf schwach gedämpfter piezoelektrischer Ultraschallsysteme

zur Erlangung des akademischen Grades eines
DOKTOR-INGENIEUR (Dr.-Ing.)
der Fakultät für Elektrotechnik, Informatik und Mathematik
der Universität Paderborn
genehmigte Dissertation
von

Dipl.-Ing. Christopher Kauczor
aus Kiel

Referent: Prof. Dr.-Ing. Horst Grotstollen

Korreferenten: Prof. Dr.-Ing. Jörg Wallaschek,
Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker

Tag der mündlichen Prüfung: 04. April 2008

Steinhagen 2009

*With magic, you can turn a frog into a prince.
With science, you can turn a frog into a Ph.D.
and you still have the frog you started with.*

*- Terry Pratchett, Ian Stewart und Jack Cohen,
The Science of Discworld*

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter der Fachgebiete Mechatronik und Dynamik sowie Leistungselektronik und Elektrische Antriebstechnik der Universität Paderborn.

Jetzt, da ich die letzten Korrekturen an der vorliegenden Dissertation vornehme, denke ich gerne an meine Zeit in den beiden Fachgebieten zurück. Ich möchte die Gelegenheit nutzen, allen, die mich während meines Promotionsvorhabens begleitet haben, zu danken.

Zunächst danke ich meiner Familie für Ihre Unterstützung während der letzten Jahre. Meiner Frau Britta danke ich ganz herzlich für ihr Vertrauen, ihre Rücksichtnahme, und dass sie mir immer den Rücken frei gehalten hat. Unseren „Jungs“ Danil, Kirill und Nikolai danke ich dafür, dass sie es immer wieder verstanden haben, meinen Blick auf die wesentlichen Dinge des Lebens zu richten.

Außerdem möchte ich mich bei Herrn Prof. Dr.-Ing. Horst Grotstollen für die Betreuung und Begutachtung der Arbeit bedanken. Seine zahlreichen Ratschläge und wertvollen Hinweise waren mir immer eine große Hilfe. Herrn Prof. Dr.-Ing. Jörg Wallaschek danke ich für die Übernahme des Korreferats und seine vielfältige Unterstützung. Herrn Prof. Dr.-Ing. Joachim Böcker danke ich ebenfalls für sein Gutachten und für die Übernahme des Vorsitz der Promotionskommission.

Darüber hinaus möchte ich den Herren Grotstollen, Wallaschek und Böcker aber auch für die vielen gewährten Freiräume danken, was ein sehr kreatives, produktives und spannendes Arbeiten ermöglichte. Ihr Führungsstil der Fachgebiete hatte maßgeblichen Anteil an dem herausragenden, freundschaftlichen Arbeitsklima. Einen großen Teil haben dazu auch Dr.-Ing. Tobias Hemsel und Dr.-Ing. Norbert Fröhleke beigetragen, die mir immer mit Rat und Tat zur Seite standen.

Für etliche fachliche Diskussionen, Hinweise und Anregungen danke ich Dr.-Ing. Thomas Schulte und Dr.-Ing. Walter Littmann (danke auch für unvergessene Projektreisen). Herrn Dipl.-Ing. Jens Twiefel danke ich vor allem für seine Unterstützung bei der Programmierung von dSpace-Systemen. Dr.-Ing. Christian Hennig der Technischen Chemie, Universität Paderborn, gebührt Dank für die gute Zusammenarbeit im Rahmen der Ultraschall-Stehwellenzerstäubung. Herrn Dipl.-Ing. Roland Robrecht und Herrn Norbert Sielemann danke ich für die praktische Unterstützung bei der Realisierung der Stromrichter.

Christopher Kauczor

Inhaltsverzeichnis

Verzeichnis der verwendeten Formelzeichen	vii
1 Einleitung	1
2 Piezoelektrische Systeme	4
2.1 Wirkprinzip	4
2.2 Anwendungen	6
2.3 Charakterisierung piezoelektrischer Aktorsysteme	14
2.4 Speisekonzepte	22
2.4.1 Leistungsverstärker für quasistatisch betriebene Aktoren	25
2.4.2 Schaltende Leistungsverstärker für resonant erregte Aktoren	27
2.5 Regelungsverfahren für Ultraschall-Aktoren	32
2.5.1 Selbsterregte Schwingungssysteme	32
2.5.2 Phasenregelkreise (Phase Locked Loop, PLL)	33
2.5.3 Strommaximum	40
2.6 Zusammenfassung und Auswahl geeigneter Leistungsverstärker-Topologien ...	41
3 Modellierung und Analyse piezoelektrischer Schwingeinheiten	42
3.1 Modell eines Dehnstabes	45
3.2 Modellierung der piezoelektrischen Elemente	48
3.2.1 Elektrische Eingangsdmittanz	50
3.2.2 Kurzschluss-Kernadmittanz	51
3.2.3 Längenauslegung des Horns und der Endmasse	51
3.2.4 Normierungen des Aktormodells	53
3.3 Gesamtmodell einer Ultraschall-Schwingeinheit	54
3.3.1 Ersatzparameter der Schwingeinheit	54
3.3.2 Empfindlichkeit des mathematischen Modells	57
3.4 Modellvalidierung	57
3.5 Zusammenfassung	61
4 Stromrichterkonzepte	63
4.1 Verwendete Methoden zur Stromrichtermodellierung	64
4.1.1 Zeitbereichsanalyse	64

4.1.2 Grundswingungsanalyse	68
4.1.3 Verlustleistungsberechnung	68
4.1.4 Magnetische Komponenten	73
4.2 Resonanzstromrichter	74
4.2.1 Der LC-Resonanzstromrichter	75
4.2.1.1 Grundswingungsanalyse des LC-Resonanzstromrichters	79
4.2.1.2 Verlustleistungsberechnung für den LC-Resonanzstromrichter ...	82
4.2.1.3 Wechselrichter-Wirkungsgrad des LC-Resonanzstromrichters ...	85
4.2.2 Der LLCC-Resonanzstromrichter	87
4.2.2.1 Grundswingungsanalyse des LLCC-Resonanzstromrichters ...	90
4.2.2.2 Verlustleistungsberechnung für den LLCC-Resonanzstromrichter .	94
4.3 Der Pulsstromrichter	95
4.3.1 Auslegung des Pulsstromrichters	98
4.3.2 Grundswingungsanalyse des Pulsstromrichters	102
4.3.3 Verlustleistungsberechnung für den Pulsstromrichter	105
4.3.4 Wechselrichter-Wirkungsgrad des Pulsstromrichters	106
4.4 Vergleich der Stromrichterkonzepte	107
4.5 Stromrichterentwicklung	112
4.5.1 Signalprozessorsystem	114
4.5.2 Anpassungsmodul	114
4.5.3 Pulsstromrichter	114
4.5.4 Inbetriebnahme eines Pulsstromrichterssystems an einer Technikumsanlage zur Ultraschall-Stehwellenerstäubung	117
5 Aspekte eines Gesamtsystementwurfs	121
5.1 Wesentliche Entwurfsziele	121
5.2 Diskussion	123
6 Zusammenfassung	132
7 Anhang	134
8 Literaturverzeichnis	137

Verzeichnis der verwendeten Formelzeichen

Formelzeichen	Bedeutung
A	Querschnittsfläche
$A_c A_w$	Produkt aus Wickelfensterfläche und Kernquerschnitt magnetischer Bauelemente (Flächenprodukt)
A_P	Aktorfläche, Elektrodenfläche
B	Magnetische Induktion
c	Schallgeschwindigkeit
C_f	Summe aus Filter- und Piezokapazität
C_{fp}	Filterkapazitäten des Parallelresonanzkreises
C_{fs}	Filterkapazitäten des Längsresonanzkreises
c_H	Schallgeschwindigkeit im Horn des piezoelektrischen Aktors
c_L	Laststeifigkeit
c_m	Aktorsteifigkeit
c_M	Schallgeschwindigkeit in der Endmasse des piezoelektrischen Aktors
c_P	Steifigkeit des piezoelektrischen Materials
C_m	Kapazität im elektrischen Ersatzschaltbild des piezoelektrischen Aktors
C_L	Laststeifigkeit repräsentierende Kapazität im elektrischen Ersatzschaltbild des piezoelektrischen Aktors
C_P	Piezokapazität
D	Tastverhältnis
d_a	Außendurchmesser der Piezoelemente
d_i	Innendurchmesser der Piezoelemente
d_L	Mechanische Dämpfung durch die Last
d_m	Mechanische Dämpfung der Schwingeinheit
d_P	Piezoelektrische Ladungskonstante
F	Kraft
f_0	Resonanzfrequenz des piezoelektrischen Aktors
f_a	Antiresonanzfrequenz des piezoelektrischen Aktors
f_s	Serienresonanzfrequenz beim LC-Resonanzkonverter

Formelzeichen	Bedeutung
Δf	Abstand zwischen Resonanz- und Antiresonanzfrequenz
E_H	Elastizitätsmodul des Hornmaterials
E_m	unspezifisches, allgemeines Elastizitätsmodul
E_M	Elastizitätsmodul des Endmassenmaterials
E_P	Elektrische Feldstärke
G_{LC}	Spannungsübertragungsfunktion des LC-Resonanzkonverters
G_{LLCC}	Spannungsübertragungsfunktion des LLCC-Resonanzkonverters
G_{PWM}	Spannungsübertragungsfunktion des Pulsstromrichters
h_P	Dicke eines Piezoelements
i_{Lfs}	Strom der Serieninduktivität
i_P	Strom des Piezoaktor
i_{rr}	Reverse-recovery Strom
i_s	Längsstrom des Ausgangsfilter
i_T	Transistorstrom
i_{wr}	Wechselrichterstrom
J	Stromdichte
k_{Cu}	Kupferfüllfaktor magnetischer Bauelemente
k_P	Anzahl Piezoelemente
K_P	Übersetzungsverhältnis
l	Länge eines Dehnstabes
L_{fs}	Filterinduktivität des Längsresonanzkreises
L_{fp}	Filterinduktivität des Parallelresonanzkreises
l_H	Länge des Horns vom Ultraschallaktor
l_M	Länge der Endmasse vom Ultraschallaktors
L_m	Induktivität im Ersatzschaltbild des piezoelektrischen Aktors
M	Gütezahl
m_A	Aussteuerung
M_f	Gütezahl des beschalteten Aktors
m_m	Aktormasse
n_{PWM}	Ordnungszahl zur Filterauslegung des Pulsstromrichters

Formelzeichen	Bedeutung
n_{sp}	Übersetzungsverhältnis des Ausgangstransformators
n_T	Transformationsverhältnis eines Transformationsstücks
P	Wirkleistung
P_d	Durchlassverluste
P_{off}	Ausschaltverlustleistung
P_{on}	Einschaltverlustleistung
P_{wr}	in Resonanz vom Wechselrichter gelieferte Wirkleistung
Q_m	Güte des mechanischen Teilsystems
q_P	Ladung des piezoelektrischen Aktors
Q_{rr}	Reverse recovery Ladung
Q_{wr}	in Resonanz aufgenommene Blindleistung
$r_{DS(on)}$	Drain-Source Widerstand eines MOSFET
R_m	Ohmscher Widerstand im elektrischen Ersatzschaltbild des piezoelektrischen Aktors
R_V	Ohmscher Verlustwiderstand des Dielektrikums
S_D	Dioden-Snappiness oder Soft-Faktor
s_P^E	Elastizitätskonstante des piezoelektrischen Materials
S_P	Dehnung im piezoelektrischen Material
S_{wr}	in Resonanz vom Wechselrichter gelieferte Scheinleistung
T	mechanische Spannung
t_{off}	Ausschaltzeit
t_{rr}	reverse recovery Zeit
u_{Cp}	elektrische Aktorspannung
U_d	Zwischenkreisspannung
u_{wr}	Wechselrichterausgangsspannung
v	Geschwindigkeit
v_m	Schwinggeschwindigkeit des Werkzeugs
w	Auslenkung
w_m	Auslenkung des Werkzeugs
W_{off}	Ausschaltverluste von Halbleiterventilen
W_{on}	Einschaltverluste von Halbleiterventilen

Formelzeichen	Bedeutung
Y_{el}, Y_{11}	Kurzschluss-Eingangsadmittanz (auch: Eingangsadmittanz)
Y_m, Y_{12}, Y_{21}	Kurzschluss-Kernadmittanz vorwärts bzw. rückwärts (auch: Kernadmittanz)
Y_{22}	Kurzschluss-Ausgangsadmittanz
Z_A	Elektrische Impedanz des Piezoaktors
Z_{fp}	Filter-Parallelimpedanz
Z_{fs}	Filter-Serienimpedanz
Z_H	Schallimpedanz des Horns
Z_{LC}	Gesamtimpedanz des LC-Resonanzkonverters
Z_{LLCC}	Gesamtimpedanz des LLCC-Resonanzkonverters
Z_m	Impedanz des mechanischen Teilsystems
Z_M	Schallimpedanz der Endmasse
Z_{PWM}	Gesamtimpedanz des Pulsstromrichters
α	Steuerwinkel
α_K	Querschnittsverhältnis
β_{Cs}	Kapazitätsverhältnis
γ_f	Kapazitätsverhältnis
δ	Filterdämpfung
ϵ_P^T	Dielektrizitätskonstante
φ_{el}	Phase der Kurzschluss-Eingangsadmittanz des piezoelektrischen Aktors
φ_m	Phase der Kurzschluss-Kernadmittanz des piezoelektrischen Aktors
Φ	Magnetischer Fluss
λ	Wellenlänge
λ_T	Taktzahl des Pulsstromrichters
η	Wirkungsgrad
ρ	Materialdichte
ρ_H	Materialdichte des Horns
ρ_M	Materialdichte der Endmasse
σ_P	Verhältnis Dehnung zu Auslenkung
ω	Kreisfrequenz

Formelzeichen	Bedeutung
ω_0	Kennkreisfrequenz des mechanischen Teilssystems
ω_p	Kennkreisfrequenz eines Parallelfilters (Parallelschwingkreis)
ω_s	Kennkreisfrequenz eines Längsfilters (Serienschwingkreis)
Ω	normierte Kreisfrequenz

Numerische Indizes werden verwendet, um physikalische Größen unterschiedlichen Randflächen zuordnen zu können (z. B. Kräfte F_1 und F_2).

Der Index M kennzeichnet Größen, die der Endmasse eines piezoelektrischen Aktors zuordnen sind. Die Indizes H und P werden verwendet, um die Zugehörigkeit zum Horn bzw. zum piezoelektrischen Material deutlich zu machen.

Zeitlich veränderliche Größen werden durch Kleinbuchstaben gekennzeichnet (z. B. $u_{wr}(t)$) während Effektivwerte durch Großbuchstaben ausgedrückt werden (z. B. U_{wr}). Amplitudenwerte werden durch ein „Dach“ beschrieben (z. B. \hat{u}), während komplexwertige Funktionen durch Unterstreichen dargestellt werden (z. B. $\underline{G}_{LC}^{wr}(\omega)$).

Alle hier nicht aufgeführten Formelzeichen und Notationen werden im Text erläutert.

1 Einleitung

Piezelektrische Systeme gehören zum Alltag. Das wird zweifellos klar, wenn man sich vor Augen hält, wo ihre Einsatzgebiete sind. Diese reichen von ihrem fast banal anmutenden Einsatz in Feuerzeugen und Gasanzündern über die Materialver- und -bearbeitung bis hin zur Medizintechnik, wo sie zur Wärmetherapie und in bildgebenden Verfahren eingesetzt werden. Im Automobil sind piezelektrische Einspritzventile moderner Dieselmotoren nicht mehr wegzudenken und wurden sogar im Herbst 2005 mit dem Zukunftspreis des Bundespräsidenten bedacht.

Die zugrunde liegenden Technologien und Wirkprinzipien sind seit Jahrzehnten bekannt. Trotzdem werden immer noch neuartige Anwendungen erschlossen, wobei Ultraschallanwendungen hervorzuheben sind. Hier wird mit Hilfe eines piezelektrischen Aktors eine Schwingung erzeugt, die jenseits des hörbaren Bereiches liegt. Die Schwingbewegungen erzeugen dann beispielsweise den Vortrieb in Schwingungsantrieben.

Erfolgt die Auskopplung der Schwingungen in ein Medium, breiten sich in diesem Schallwellen aus. Ihre Anwendung ist durch die Ultraschallreinigung von Schmuck, optischen Bauelementen oder Gussteilen hinreichend bekannt. Ein weiteres und neuartiges Einsatzgebiet ist z. B. die Stehwellenerstäubung, die eine energieeffiziente und somit umweltgerechte Herstellung verschiedenster Pulver gleichmäßiger Granulation erlaubt (Metall, Polymer). Weitere Trends sind die Entwicklungen handgeführter Geräte mit Ultraschallaktoren, wie z. B. Dentalwerkzeuge oder auch die Anwendung als Signalfilter in FBAR-Technologie (*Film Bulk Acoustic Wave Resonator*) für mobile Geräte mit Funkschnittstelle [77].

Allen Ultraschallanwendungen gemeinsam ist ihr Bedarf an geeigneten Energieversorgungen, die im aufwändigsten Fall Amplitude, Frequenz und Phase der Aktorspannung entsprechend den Umfeld-, Benutzer- oder Systemeinflüssen anpassen. Die Leistungs- und Signalflüsse zwischen den jeweiligen Komponenten eines Ultraschallsystems sind in Bild 1.1 skizziert: der Stromrichter versorgt einen Ultraschall-Aktor oder eine Ultraschall-Schwingeinheit einschließlich Werkzeug mit der im Ultraschallprozess benötigten Leistung. Die Regelung verwendet Messwerte der Schwingeinheit, um über den Stromrichter den optimalen Betriebspunkt einzustellen. Denkbar ist ferner eine erweiterte Regelung, wenn auf Basis

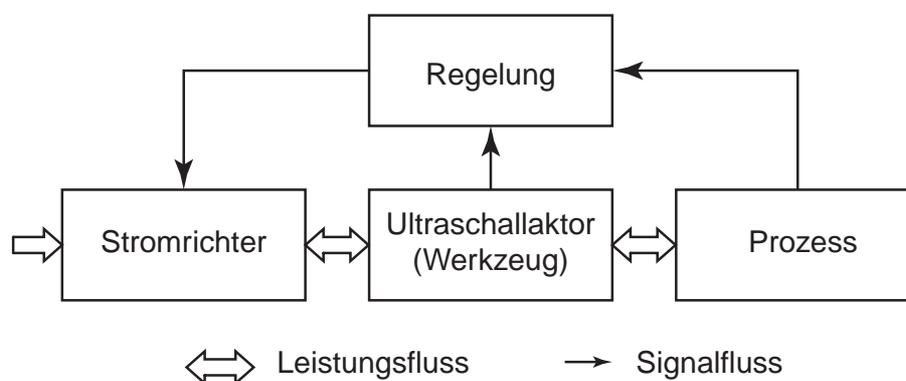


Bild 1.1: Komponenten eines Ultraschallsystems.

von Messwerten aus dem Ultraschallprozess über den Stromrichter und den Aktor der Prozess selbst beeinflusst wird.

Die Energieversorgung sollte einerseits möglichst effizient arbeiten, andererseits aber auch eine Miniaturisierung und kostengünstige Realisierung zulassen. Allerdings ändern sich die Lastparameter für die Energieversorgung abhängig vom jeweiligen Ultraschallprozess oder vom verwendeten Ultraschallaktor und Werkzeug. Dabei liegen komplexe Verkopplungen mechanischer und elektrischer Teilsysteme vor, die den Entwurf optimal aufeinander abgestimmter Systeme erschweren. Daher kann eine Gesamtoptimierung nur zum Ziel führen, wenn ein ganzheitliches Modell vorliegt.

Motivation dieser Arbeit ist daher, die Grundlagen für ein abgestimmtes Stromrichter/Ultraschallwerkzeugsystem zu erarbeiten. Dazu sollen die folgenden Fragen beantwortet werden:

- *Wie können Ultraschall-Schwingeinheiten modelliert werden, um ihre Last für eine elektrische Spannungsversorgung zu beschreiben?*
- *Welche Stromrichterkonzepte sind zur Speisung piezoelektrischer Aktoren geeignet? Welche Größen sind geeignet, um die untersuchten Konzepte bezüglich ihrer Eignung zu charakterisieren, und mit welchen Modellen und Methoden können sie beschrieben werden?*
- *Welche wesentlichen Erkenntnisse lassen sich hinsichtlich des Systementwurfs daraus ableiten?*

Die Beantwortung dieser Fragen wird in den nächsten Kapiteln erfolgen. Auf Basis einer Literaturrecherche in Kap. 2 werden zunächst unterschiedlichste Anwendungen piezoelektrischer Aktoren gesammelt und vorgestellt. Anschließend werden mathematische Modelle und Betriebsarten der piezoelektrischen Aktoren vorgestellt, die den zuvor behandelten Anwendungen zugeordnet werden. Die jeweilige Betriebsart erlaubt außerdem die Formulierung der Anforderungen an die speisende Leistungselektronik (Stromrichter). Für die jeweilige Betriebsart werden im Folgenden prinzipiell geeignete Stromrichterkonzepte vorgestellt. In der vorliegenden Arbeit liegt der Fokus insbesondere auf der Klasse der schwach gedämpften Ultraschallsysteme, deren stark veränderliches Klemmenverhalten bei Resonanznahem Betrieb hohe Ansprüche an die speisende Leistungselektronik stellt und bislang nur unzureichend untersucht wurden. Die geeignetsten Stromrichterkonzepte für diese Systeme werden dann im weiteren Verlauf der Arbeit detaillierter betrachtet.

In Kap. 3 wird ein mathematisches Modell einer Ultraschall-Schwingeinheit vorgestellt. Die Validierung des Modells mit einem realen System schließt dieses Kapitel ab.

Kap. 4 beschäftigt sich mit ausgewählten Stromrichterkonzepten. Im Rahmen dieses Kapitels erfolgt eine Gegenüberstellung, die unterschiedliche Kriterien zur Bewertung piezoelektrischer Aktoren berücksichtigt. Dazu gehören z. B. die Eignung zur Speisung schwach gedämpfter Systeme, Miniaturisierbarkeit der notwendigen Filterkomponenten und erreichbare Wirkungsgrade. Wichtig ist in diesem Zusammenhang auch die Eignung einer jeden Stromrichtertopologie, flexibel für unterschiedliche piezoelektrische Systeme eingesetzt werden zu können. Schließlich wird die Entwicklung eines Stromrichtersystems für eine

Ultraschall-Stehwellenanlage vorgestellt, die als Beispiel für die hier betrachteten schwach gedämpften Ultraschallprozesse dient.

Die in Kap. 3 und Kap. 4 ermittelten Ergebnisse werden in Kap. 5 zusammengeführt. Hier wird das gesamte Ultraschallsystem, welches sich aus der Mechanik in Form einer Ultraschall-Schwingeinheit und aus der Leistungsstufe zusammensetzt, betrachtet. Dabei werden insbesondere die Kopplungen zwischen Mechanik und Elektrik näher beleuchtet. Ziel ist ein besseres Verständnis und „ein Blick für das Ganze“, was vielfach auch als mechatronischer Entwurf bezeichnet wird. Es sollen Antworten darauf gefunden werden, wie sich z. B. eine Änderung der Kapazität des piezoelektrischen Anregesystems auf das Volumen der Filterspulen der Leistungsstufe auswirkt, oder mit welchen Maßnahmen sich bei der Auslegung des Schwingereinheit ein günstiger Gesamtwirkungsgrad erzielen lässt.

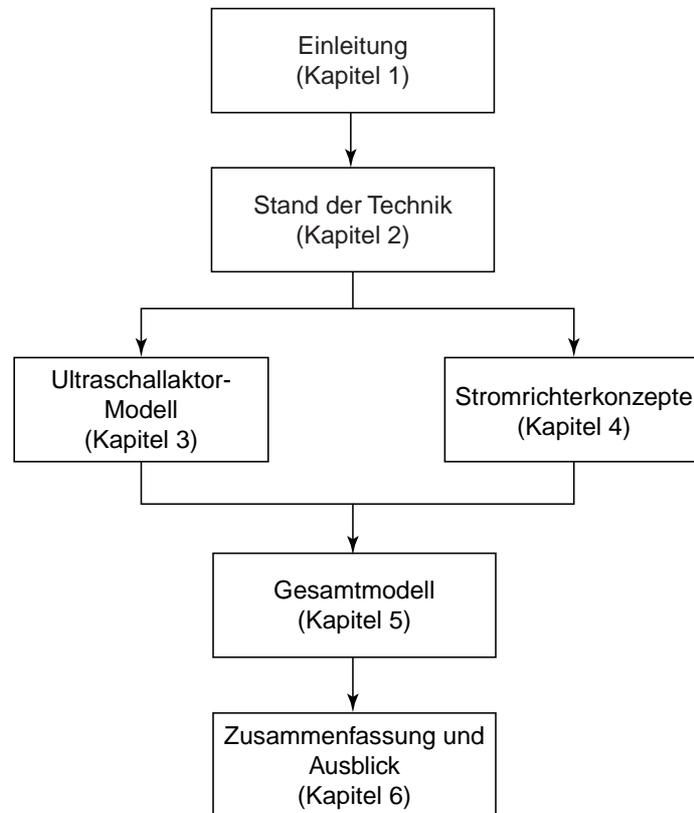


Bild 1.2: Kapitelstruktur.

2 Piezoelektrische Systeme

Dieses Kapitel dient dazu, piezoelektrische Systeme im Allgemeinen vorzustellen. Dazu werden nach einer kurzen Erläuterung der Wirkungsweise des piezoelektrischen Effekts ausgewählte Anwendungsgebiete präsentiert. Die Auswahl der behandelten Einsatzgebiete ist bewusst breit gewählt, um im nächsten Schritt eine schärfere Abgrenzung und Klassifizierung der Betriebsarten der jeweils eingesetzten piezoelektrischen Systeme zu erlauben.

In den darauf folgenden Abschnitten wird der aktuelle Stand der einschlägig eingesetzten Stromrichtertechnik aufgearbeitet, wobei insbesondere die leistungselektronischen Spannungsversorgungen der Ultraschallaktoren thematisiert werden. In diesem Zusammenhang werden die jeweiligen Anforderungen an die speisende Leistungselektronik aufgrund unterschiedlicher Lastcharakteristiken aus der Anwendung herausgearbeitet, wobei Unterschiede der Speisekonzepte deutlich werden. Die Besonderheiten der resonant betriebenen, piezoelektrischen Ultraschallaktoren (auch Ultraschall-Wandler oder Ultraschall-Schwingeinheiten) mit schwacher Dämpfung bzw. großer Gütezahl, der sich die vorliegende Arbeit hauptsächlich widmet, werden in diesem Zusammenhang ebenfalls dargelegt. Ferner werden regelungstechnische Maßnahmen zur Gewährleistung eines optimalen Betriebspunktes vorgestellt.

2.1 Wirkprinzip

Piezoelektrische Materialien haben die Eigenschaft, dass durch mechanische Verformung elektrische Ladungen an ihren Oberflächen generiert werden (piezoelektrischer Effekt). Dieser Effekt wird in technischen Anwendungen z. B. in Gaszündern, Mikrofonen und Beschleunigungssensoren genutzt. Der inverse piezoelektrische Effekt ist zu beobachten, wenn einem piezoelektrischen Material eine elektrische Spannung aufgeprägt wird: Das Material verformt sich entsprechend seiner inneren Struktur und der Intensität des elektrischen Feldes. Genutzt wird dieses Verhalten zur Erzeugung von Bewegungen beispielsweise in Lautsprechern, Ventilsteuerungen und Ultraschallwandlern.

Voraussetzung für das Auftreten des beschriebenen Effektes ist das fehlende Symmetriezentrum in der Kristallstruktur. Natürliche piezoelektrische Werkstoffe sind Kristalle wie z. B. Quarz, Turmalin und Seignettesalz. Künstlich hergestellte Materialien sind Piezokeramiken wie Bariumtitanat, Bleizirkonattitanat (PZT) und Bleimetaniobat. Bei diesen Piezokeramiken handelt es sich um polykristallines Sintermaterialien, welche in den verschiedenen Raumrichtungen unterschiedliches Verhalten zeigen (Anisotropie).

Das Material unterteilt sich in verschiedene, homogen polarisierte Bereiche. Diese sogenannten Domänen (Weissche Bezirke) zeigen insgesamt zunächst noch kein piezoelektrisches Verhalten. Knapp unterhalb der vom Werkstoff abhängigen Curie-Temperatur können die Domänen mit Hilfe eines starken elektrischen Feldes polarisiert werden, so dass sie eine Vorzugsrichtung einnehmen. Nach dem Abkühlen des Materials bei gleichzeitiger Aufrechterhaltung des angelegten Feldes weist die Keramik piezoelektrische Eigenschaften auf,

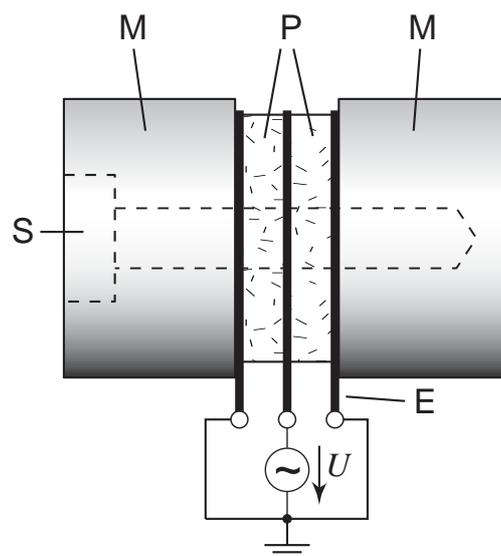
da die Vorzugsrichtung unterhalb der Curie-Temperatur erhalten bleibt. Sie kann durch hohe Temperaturen, Kräfte oder durch die Polarisierung entgegengerichteter, starker, elektrischer Felder wieder aufgehoben werden.

Durch äußere elektrische Felder kann nun die Ausrichtung der Dipole und somit die Kristallgeometrie beeinflusst werden. Dies äußert sich in einer Längenänderung des Körpers. Legt man an den piezoelektrischen Körper statt einer konstanten Spannung eine Wechselspannung an, tritt eine Längenänderung auf, die die gleiche Frequenz wie die angelegte Spannung aufweist. Fällt die anregende Frequenz in die Nähe einer Eigenfrequenz des angeschlossenen piezoelektrischen Systems, sind die erreichbaren Bewegungen besonders groß.

Für die Erzielung der nutzbaren Dehnungen sind hohe Werte der elektrischen Feldstärke erforderlich, die meistens auf problematisch hohe Betriebsspannungen führen. Aus diesem Grund wird das piezoelektrische Element üblicherweise in mehrere Schichten unterteilt, die mechanisch in Reihe und elektrisch parallel wirken. Ferner muss wegen der dynamischen Längenänderungen und der hohen Zugempfindlichkeit darauf geachtet werden, dass das Material aufgrund hoher innerer Zugkräfte beschädigt werden könnte. Man baut daher so genannte Verbundschwinger auf; eine Prinzipskizze zeigt Bild 2.1.

Zwischen zwei Metallmassen befindet sich die meist in Form von piezoelektrischen Kreisringen (Piezoringe)¹ verwendete Keramik. Das piezoelektrische Material wird üblicherweise mit Hilfe einer Schraube zwischen den beiden Metallblöcken zusammengepresst. Die Kraft, mit der das piezoelektrische Material vorgespannt wird, muss wenigstens so groß sein wie die während des dynamischen Betriebs auftretenden Zugkräfte. Damit verhindert man außerdem das „Klappern“ des Schwingers, d. h. die Kontaktflächen zwischen den einzelnen Bauelementen des Verbundschwingers dürfen sich während des Betriebes nicht kurzzeitig voneinander lösen.

Bild 2.1: Prinzipskizze eines piezoelektrischen Verbundschwingers. Vorspannung der piezoelektrischen Ringe (P) zwischen den beiden metallischen Endmassen (M) durch eine Schraube (S). Anregung der Piezoringe durch die Spannung U über die Elektroden (E). Die beiden Endmassen und die Spannungsversorgung liegen auf gemeinsamem Potential.



1. Im Rahmen der vorliegenden Arbeit werden die Kurzformen „Piezoringe“, „Piezokapazität“ usw. verwendet, die sich immer auf Eigenschaften des piezoelektrischen Materials beziehen.

Der Bereich genutzter Arbeitsfrequenzen beginnt üblicherweise knapp oberhalb des vom menschlichen Gehörs nicht mehr wahrnehmbaren Bereichs bei ca. 20 kHz und erstreckt sich bis hin zu mehreren hundert kHz.

Den Aufbau einer vollständigen kaskadierten Ultraschall-Schwingeinheit oder auch Ultraschallaktor zeigt Bild 2.2. Die Schwingungsanregung erfolgt, wie oben beschrieben, durch die Piezoelemente P. Die beiden Massen, zwischen denen die Piezoelemente vorgespannt werden, sind hier als Endmasse M und Horn H bezeichnet. Zur Verstärkung der Schwingamplituden wird ein Transformationsstück, auch Booster bezeichnet, vorgesehen, welches an das Horn angeschraubt wird. Die Amplitudenverstärkung erfolgt durch eine Querschnittsänderung des Materials. Die Auskopplung der Ultraschallschwingung erfolgt über das Werkzeug oder über die sog. Sonotrode. Die Konstruktion dieses Bauteils sieht meist eine weitere Amplitudenverstärkung in Form eines Querschnittüberganges vor. Weiterführende Erläuterungen insbesondere zur Auslegung der jeweiligen Komponenten finden sich in Kap. 3.

Die Wirkprinzipien der piezoelektrischen Schwingeinheiten sind hier nur knapp umrissen. Für weitergehende Erklärungen sei auf die Literatur wie z. B. [1,3-5, 9, 44-47] verwiesen.

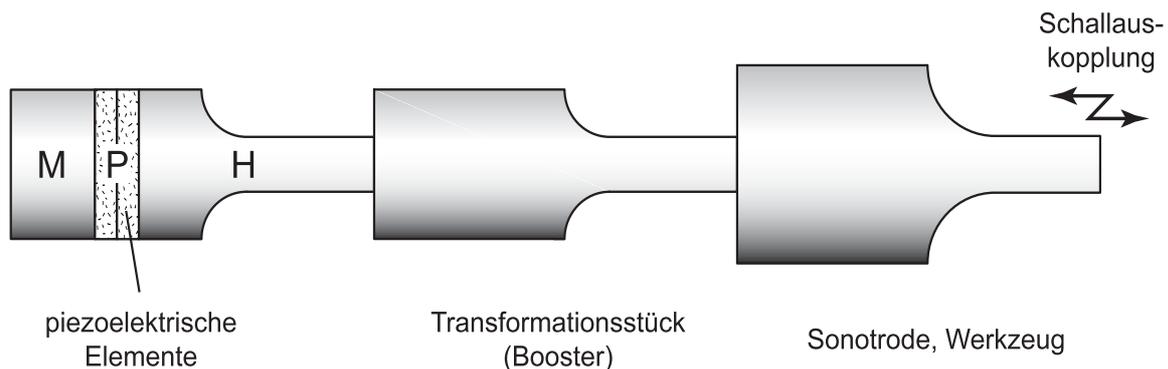


Bild 2.2: Ultraschall-Schwingeinheit.

2.2 Anwendungen

Piezoelektrische Systeme haben sich in der Technik auf breiter Front durchgesetzt. Genutzt wird dabei sowohl der piezoelektrische Effekt im Rahmen messtechnischer Anwendungen und zur Energiegewinnung (*Energy Harvesting*), als auch sein inverses Pendant für Stellaufgaben und zur Schwingungserzeugung. Die in diesem Kapitel vorgestellten Anwendungen stellen angesichts des außerordentlichen Umfangs der Anwendungsbereiche keinen Anspruch auf Vollständigkeit. Sie sind als Beispielanwendungen zu verstehen, anhand derer die grundlegenden Arbeitsweisen und genutzten Effekte erläutert werden.

Die Anwendungen piezoelektrischer Systeme unterscheiden sich maßgeblich hinsichtlich der Energiewandlung des verwendeten Piezomaterials und des genutzten Effekts. Zu den Anwendungen, die den direkten piezoelektrischen Effekt nutzen gehören z. B.:

- Druck- und Kraftmessung, Beschleunigungsaufnehmer, *Energy Harvesting*,
- Medizinische Diagnostik,
- Werkstoff- und Materialprüfung.

Zur **Druck-** bzw. **Kraftmessung** oder beim Einsatz als **Beschleunigungsaufnehmer** wird das piezoelektrische Element prinzipiell als Generator genutzt. Die auf die Oberfläche wirkende Kraft erzeugt eine elektrische Spannung, die über Ladungsmessverstärker abgegriffen und ausgewertet wird.

Eine Erweiterung dieses Verfahrens ist die Energieerzeugung aus Umgebungskräften und deren Zwischenspeicherung und Versorgung kleinerer elektrischer Schaltungen (*Energy Harvesting*). Ziel ist, Batterien oder Akkumulatoren, die sonst für die Energieversorgung der jeweiligen Schaltung benötigt würden, zu ersetzen [6, 47]. Dies führt zu einem reduzierten Wartungsaufwand und stellt eine umweltschonende Energieversorgungstechnologie dar. In Bild 2.3 ist beispielhaft das Prinzip

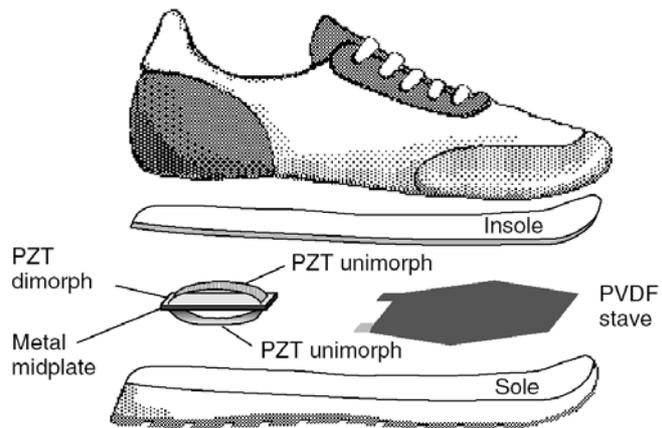


Bild 2.3: Beispiel für *Energy Harvesting* aus [6].

der Energiegewinnung aus der Umgebung anhand eines Schuhs abgebildet. Dabei soll die Energie beim Auftreten mit Hilfe mehrerer mechanisch vorgespannter PZT-Biegeaktoren, die im Absatz des Schuhs platziert wurden, genutzt werden. Ein zweites System, bestehend aus einer Polyvinyl-Flourid Folie (*PVDF stave*), die ebenfalls als Biegeaktor eingesetzt wird, nutzt die Energie beim Biegen der Schuhsohle. Die gewonnene Energie reicht aus, einen Radiofrequenzsender zu betreiben, mit dem an die Umgebung Identifikationsdaten des Schuhträgers gesendet werden können. Die gesendeten Daten können genutzt werden, um z. B. Schließsysteme zu steuern.

Eine einschlägige Anwendung ist die **medizinische Diagnostik**, die als Ergänzung zur Röntgentechnik einzuordnen ist. Die Arbeitsweise ist ähnlich wie bei der **Werkstoffprüfung**. Ein kurzer Ultraschallimpuls wird in das zu untersuchende Medium abgestrahlt.² Aufgrund unterschiedlicher Wellenimpedanzen treten an Störstellen innerhalb des zu untersuchenden Objekts Reflexionen und Interferenzen auf, die mit Hilfe einer entsprechenden

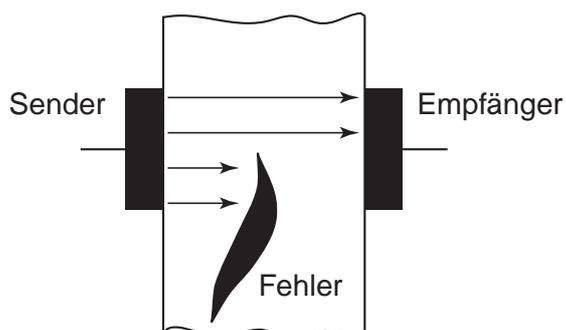


Bild 2.4: Prinzip der Ultraschall-Werkstoffprüfung mit dem Durchstrahlungverfahren, siehe [14]. Der Vergleich zwischen dem vom Sender ausgesendeten und dem mit dem Empfänger aufgenommenen Signals erlaubt Rückschlüsse auf Störungen im untersuchten Medium.

Informationsaufbereitung bildlich dargestellt werden können. Je nach verwendetem Prüfverfahren kann dabei zum Aussenden und Empfangen der Messsignale der gleiche Prüfkopf verwendet werden (z. B. beim Impulsechoverfahren).

Beispiele für Anwendungen, bei denen der inverse piezoelektrische Effekt genutzt wird – das piezoelektrische System arbeitet also als Aktor – lassen sich grob in drei Klassen unterteilen:

a) Quasistatisch betriebene Aktoren:

- Mikropositioniersysteme, Manipulatoren, Dieselinjektoren, aktive Schwingungsdämpfer

b) Resonant betriebene Aktoren zur Erzeugung einer Schwingbewegung

- Ultraschalltherapie, Dentalmedizin, Materialbe- und -verarbeitung in der Prozess- und Verfahrenstechnik z. B. Reinigung, Drehen, Fräsen, Bohren, Schweißen, Drahtziehen, Zerstäubung und Desintegration

c) Resonant betriebene Aktoren zur Erzeugung einer kontinuierlichen Bewegung

- Schwingungsantriebe: Ultraschall-Wanderwellenmotor, Paderborner Ruderer Motor,

Diese Klassifizierung wird im Folgenden näher betrachtet.

Piezoelektrische Aktoren liefern bei kleinen Stellwegen eine hohe Kraft und eignen sich besonders für hoch genaue Positioniersysteme. Sie werden z. B. in der Medizin zur Zellmanipulation oder zur genauen Steuerung empfindlicher Optiken eingesetzt. Dabei werden Positionieraufgaben im Sub-Nanometerbereich realisiert, wie sie in der Mikroskopie, für Kippspiegelanordnungen oder zur Steuerung faseroptischer Systeme benötigt werden.

Ein prominentes Einsatzgebiet sind Vielschichtaktoren³ piezoelektrischer Dieselinjektoren der aktuellen Common-Rail-Diesel Motoren. Hier muss bei kleinen Stellwegen gegen einen sehr hohen Druck in den Zuleitungen (1600 bar in der 2. Produktgeneration) eine kontrollierte Menge Kraftstoff in den Zylinder gebracht werden. Piezoelektrische Dieselinjektoren erlauben das mehrfache Einspritzen des Kraftstoffes je Verbrennungszyklus und sorgen so für einen ruhigen Motorlauf, hohes Motordrehmoment und Reduktion der Stickoxidemissionen.

Als weitere Applikation sei hier noch die aktive Schwingungsdämpfung genannt. Dabei werden Aktoren in eine schwingfähige Struktur eingebunden, und durch entsprechende Ansteuerung können gezielt unerwünschte Schwingungen unterbunden werden. Verwendet wird dieses Verfahren in Werkzeugmaschinen zur Versteifung der Gesamtstruktur im Automobilbau, in der Luft- und Raumfahrt usw. [7, 8].

Eine eigene Aktorkategorie stellen die Ultraschallwandler dar, die z. B. mit geringen Leistungen (ca. 10-12 W, Schallintensität 3-4 W/cm²) in der medizinischen Ultraschallthera-

-
2. Dieser Ultraschallimpuls wird mit Hilfe piezoelektrischer Aktoren erzeugt, die demzufolge den inversen piezoelektrischen Effekt nutzen. Das Anwendungsgebiet ist aber der Messtechnik zuzuordnen, da für die Auswertung der direkte piezoelektrische Effekt genutzt wird.
 3. Zur Stellwegvergrößerung werden üblicherweise mehrere Schichten Piezomaterial verwendet. Diese Ausführungsformen werden als Stapel- oder Vielschichtaktoren (engl. *Stack-* bzw. *Multilayer-actuator*) bezeichnet.

pie eingesetzt werden. Durch Einwirkungen des Ultraschalls wird der Stoffwechselprozess der Zellen stimuliert, was zu einer erhöhten Durchblutung des Gewebes führt. Verwendet wird Ultraschall zur Schmerztherapie und zur Hemmung von Entzündungsprozessen [4, 14].

Hohe Ultraschallintensitäten werden üblicherweise bei der Prozess- und Verfahrenstechnik benötigt. Dazu gehört z. B. die Ultraschallreinigung, die mit Beginn der 50er Jahre zu den frühen Anwendungen des Ultraschalls gehört. In einer mit Reinigungsflüssigkeit gefüllten Wanne erzeugen piezoelektrische Aktoren ein Schallfeld hoher Intensität. Infolgedessen entsteht in der Flüssigkeit Kavitation: Kleine Gasbläschen, die beim Kollabieren in der Druckphase kleine Implosionen mit sehr hohen Druckspitzen auslösen. Dies führt in ihrer unmittelbaren Umgebung zu extremen Beschleunigungskräften, die auf den zu reinigenden Objekten anhaftenden Schmutz lösen. Neben dieser mechanischen Funktion der Kavitation, erzeugt man außerdem eine Strömung innerhalb des Reinigungsfluids, was zusätzliche Reinigungswirkung hat [4, 14]. Die Ultraschallreinigung hat sich besonders in der metallverarbeitenden und Elektroindustrie durchgesetzt. Aber auch die optische und glasverarbeitende sowie Uhren- und Schmuckindustrie setzen dieses Verfahren ein. Vorteile sind kurze Reinigungszeiten und eine besondere Eignung für unregelmäßige und verwinkelte Oberflächen. Die Frequenzen, mit denen gearbeitet wird, liegen bei ca. 20 kHz. Niedrigere Frequenzen würden bereits im hörbaren Bereich liegen, während bei höheren Frequenzen für Kavitation höhere Schallintensitäten benötigt werden. Für eine schonendere Reinigung empfiehlt sich aber dennoch die Verwendung höherer Frequenzen. Die Schallintensitäten bei der Ultraschallreinigung liegen bei ca. $0,5\text{-}5\text{ W/cm}^2$. Für große Anlagen beläuft sich die benötigte Gesamtleistung auf 10 W/l .

Zur Verfahrenstechnik gehört auch die Ultraschall-Stehwellenzerstäubung, die eine innovative Alternative zur Herstellung von Pulverlacken darstellt [12, 15, 16, 79]. Dieses Verfahren nutzt ein durch piezoelektrische Ultraschall-Leistungswandler erzeugtes Ultraschall-

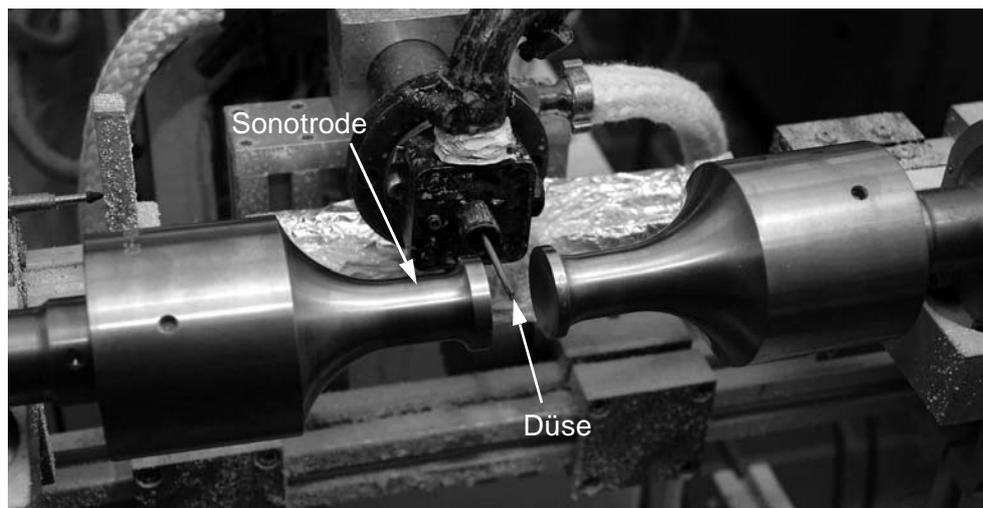


Bild 2.5: Sonotroden und Zerstäuberdüse einer Ultraschallzerstäubungsanlage. Flüssiges Polymer wird von dem im Hintergrund befindlichen Extruder einer Zahnradpumpe zugeführt. Letztere pumpt das Fluid durch die Düse in einen Schwingungsknoten des Stehwellenfeldes zwischen den beiden Sonotroden.

Stehwellenfeld hoher Intensität. Die beiden Schwingeinheiten stehen sich gegenüber, und mit Hilfe konkaver Sonotrodenflächen werden die benötigten hohen Schallwechseldrücke erzielt. Den Aufbau veranschaulicht Bild 2.5. Polymerschmelze wird tropfenförmig in einen Schwingungsknoten des Stehwellenfeldes eingebracht, wo es aufgrund der hohen Schallwechseldrücke zerstäubt wird. Damit sich ein Stehwellenfeld aufbaut, muss der Abstand der beiden Sonotroden in Abhängigkeit von der Ultraschallfrequenz genau eingestellt werden. Das entstehende Polymerpulver ist die Basis für Pulverlacke und weist aufgrund des Zerstäubungsvorganges sphärische Partikelformen definierter Größe auf. Dies führt zu einer höheren Produktqualität, wodurch sich die Verarbeitung des Pulvers und die Güte der bearbeiteten Oberfläche im Vergleich zu herkömmlich hergestellten Pulverlacken verbessert. Weitere Vorteile der Stehwellenzerstäubung gegenüber der konventionellen Herstellungsmethode ist die Einsparung des energieaufwändigen Zermahlens und Sichtens. Das Verfahren lässt sich ebenfalls auf die Zerstäubung von Metallschmelzen anwenden.

Im Rahmen der Materialverarbeitung finden sich etliche Einsatzgebiete von Ultraschall. Wie bei der Ultraschallreinigung oder -Stehwellenzerstäubung werden hier hohe Schallintensitäten benötigt. Industriell wird Ultraschall z. B. beim Kunststoffschweißen sehr häufig eingesetzt, welcher über eine Sonotrode in das Material geleitet wird (vgl. Bild 2.6). Aufgrund der inneren Reibungsverluste des zu verschweißenden Materials erwärmt sich dieses soweit, bis es schmilzt oder sogar flüssig wird. Unter Druck können die Teile zusammengefügt werden und gehen eine feste Verbindung ein. Vorteilhaft an diesem Verfahren ist u. a., dass die Wärme zum Schmelzen des Materials nicht von außen zugeführt werden muss, und somit einerseits die Erhitzung des Werkzeuges entfällt, und andererseits eine sehr gleichmäßige Erwärmung an der Fügestelle erreicht wird. Damit Unebenheiten der Teile an der Schweißnaht ausgeglichen werden, sind oftmals Energierichtungsgeber an den Rohteilen vorgesehen. Sie sorgen für einen linienförmigen Kontakt zwischen den zu verschweißenden Teilen und konzentrieren die lokale Erwärmung des Materials. Abhängig vom Material kann der Schall sowohl im Nah- als auch im Fernfeld zugeführt werden. Beim Nahfeldschweißen befindet sich die energiezuführende Sonotrode in unmittelbarer Nähe zur Schweißverbindung, während beim Fernfeldschweißen der Schall über das Bauteil selbst

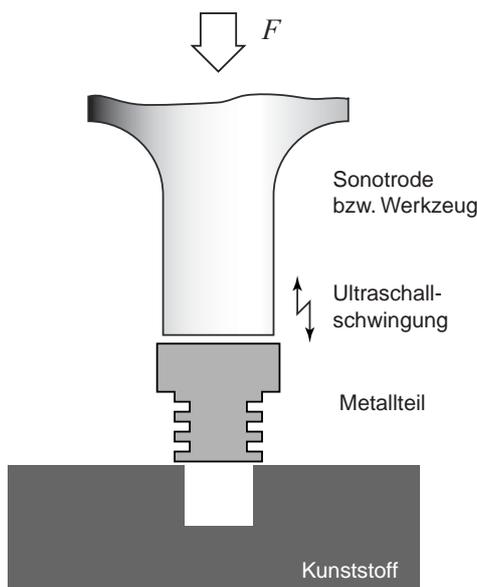


Bild 2.6: Kunststoffschweißen, Verarbeitung von Metallteilen. Unter Einwirken der Ultraschallschwingung und gleichzeitigem Anpressen der Sonotrode auf das zu verarbeitende Metallteil, sinkt dieses beim Schmelzen des Kunststoffs ein. Nachfließendes Material füllt die Rillen des Metallteils und bettet dieses nach Abkühlen fest ein [14].

zur Schweißfläche geleitet wird. Im zweiten Verfahren muß allerdings vorausgesetzt werden, dass die innere Dämpfung des Materials klein ist, so dass noch ausreichend Energie an der vorgesehenen Schweißnaht ankommt. Ohnehin können nur thermoplastische Kunststoffe mit diesem Verfahren verarbeitet werden [1, 4].

Neben der Verbindung mehrerer Kunststoffteile untereinander können auch metallische Komponenten verarbeitet werden. So ist es möglich, Nietverbindungen herzustellen und Metallteile wie z. B. Gewindebuchsen aus Metall in Kunststoff einzubetten. Dazu presst die Sonotrode das Metallteil auf eine zuvor gefertigte Bohrung, deren Durchmesser kleiner als der Durchmesser des zu verarbeitenden Metallteils selbst ist. Die Ultraschallschwingungen werden vom Metallteil weitergeleitet, was zur Erwärmung des Kunststoffes an den Kontaktstellen zwischen Metallteil und Kunststoff führt. Durch den aufgebrauchten Druck sinkt das mit Rillen ausgestattete Metallteil in den Kunststoff ein, und nach dem Abkühlen und Erhitzen besteht eine feste Verbindung, siehe Bild 2.6.

Ein Vorteil des Ultraschallschweißens ist die sehr kurze Prozesszeit, die auf die Erwärmung im Inneren des Materials zurückzuführen ist. Die Ausführung einer Schweißverbindung beläuft sich auf ca. eine Sekunde zuzüglich einer gewissen Zeit zur Abkühlung. Eingesetzt wird das Verfahren in vielfältigen Industriezweigen. Beispielhaft genannt sei hier die Automobilindustrie sowie die Verpackungs- und Spielzeugindustrie.

Ultraschallschweißen lässt sich ebenfalls auf Metalle anwenden. Allerdings sind die Schweißprozesse hier anderer Natur als beim Kunststoffschweißen, da es nicht zu einer thermischen Verformung und somit auch nicht zu einem Verschmelzen kommt. Nach [1] gehen die zu verschweißenden Teile eine Festkörperverbindung ein. Diese Art der Verbindung tritt dann ein, wenn der Abstand zwischen den Molekülen der beiden Schweißteile so gering wird, dass die Van-der-Waalschen Bindungskräfte wirksam werden. Der geringe Molekül- abstand muss demzufolge durch den Schweißvorgang erzielt werden, wobei zunächst die immer vorhandene Oberflächenrauigkeit überwunden werden muss. Darüberhinaus müssen Oxidschichten und Flüssigkeitsfilme auf den Oberflächen abgetragen werden. Durch die Ultraschallschwingung, die unter Druck auf die Verbindungsstellen gebracht wird, dispergieren zunächst diese Störschichten und die Rauigkeitsspitzen der Oberflächen kön-

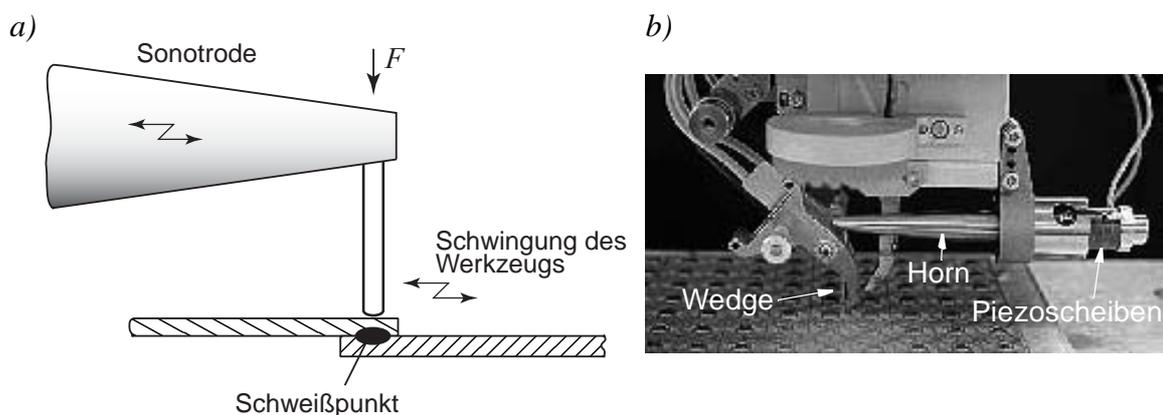


Bild 2.7: Verschweißen von Metallteilen mit Ultraschall:

a) Prinzip; die Transversalschwingung des Werkzeugs und die gleichzeitig aufgebrachte Anpresskraft F auf die Sonotrode sorgen für eine Festkörperverbindung.

b) Aufbau einer Bondsonotrode [76].

nen sich berühren. Durch plastische Verformung werden die Rauigkeitsspitzen weiter abgebaut, und eine Vergrößerung der Kontaktfläche tritt ein. Die Schallenergie wird dann vollständig der Kontaktfläche zugeführt. Wichtig ist, den Ultraschall rechtzeitig abzuschalten. Ansonsten wird die gerade fertig gestellte Schweißverbindung aufgrund von Ermüdungserscheinungen wieder geschwächt, was ihre Festigkeit reduziert [1].

Das Verfahren lässt sich gut verwenden, um auch Aluminium und Kupfer mit anderen Metallen, Halbleitermaterialien oder keramischen Stoffen zu verschweißen. Die erzielten Verbindungen zeichnen sich durch eine hohe Festigkeit aus, die laut [14] sogar die des Materials selbst übersteigen kann. Die Anwendungen sind vielfältig, und das Verfahren wird z. B. in der Elektroindustrie reichlich angewendet. Beginnend mit den Drahtbondern, die feine Drahtverbindungen von der Chipfläche zur „Außenwelt“ herstellen, gibt es auch Möglichkeiten zur Herstellung von Elektrolytkondensatoren. Dabei wird die verwendete Aluminiumfolie mit dem Dielektrikum verschweißt. Auch das Verschweißen von Kupferlitze ist möglich.

Mit Ultraschall ist auch die Bearbeitung harter, spröder Werkstoffe wie Glas, Keramik, Ferrit, Halbleiter und Edelsteine möglich. Es handelt sich dabei in erster Linie um einen Schleifvorgang, bei dem ein mit Ultraschallfrequenzen schwingender so genannter Bohrrüssel und eine Schleifsuspension das Material abtragen. Dadurch können beliebige Formen gebohrt werden. Die mit dem Schleifmittel versetzte Flüssigkeit wird zweckmäßigerweise durch eine Mittelbohrung des Bohrrüssels zugeführt, so dass immer frisches Schleifmittel an der Bohrstelle vorhanden ist. Außerdem wird so verbrauchtes Schleifmittel und abgetragenes Material fortgespült. Die Leistungen, die für diesen Vorgang benötigt werden, betragen einige hundert Watt. In [1] und [14] wird beschrieben, dass die Bearbeitungsgeschwindigkeit mit zunehmender Leistung bzw. Schwingamplitude des Werkzeugs zunächst stark zunimmt, dann aber ein Sättigungseffekt eintritt. Eine weitere Erhöhung der zugeführten Leistung hat dann keinen Sinn mehr.

Die Überlagerung eines klassischen spangebenden Bearbeitungsprozess wie Drehen, Fräsen und Bohren mit einer im Ultraschallbereich ablaufenden Zusatzkinematik führt im Allgemeinen zu einer Reduktion der Schnittkraft sowie zur Erhöhung der Arbeitsgeschwindigkeit. Als weiterer positiver Nebeneffekt ist eine Verbesserung der Oberflächengüte des bearbeiteten Materials zu verzeichnen, z. T. verbunden mit einer längeren Haltbarkeit der Werkzeugschneiden. Dieser Themenkomplex ist aktuelles Forschungsgebiet in Industrie und Hochschulen [12, 13].

Die in der obigen Aufzählung genannten Schwingungsantriebe nutzen ebenfalls Ultraschallschwingungen. Es gibt sie sowohl in rotatorischen als auch in translatorischen Ausführungsformen. Der Stator wird zu mikroskopischen, mechanischen Schwingungen angeregt, die zu elliptischen Bewegungen der Oberflächenpunkte führen. Durch Aufpressen eines zweiten Bauteils (Rotor) mit der Kraft F_A wirken die rotierenden Oberflächenpunkte im Kontaktbereich wie Stößel, die aufgrund der Reibkraft zwischen antreibendem Stator und Rotor eine Vorwärtsbewegung initiieren. Das Prinzip verdeutlicht Bild 2.8.

Ausschlaggebend ist die Art und Weise, mit der die elliptische Bewegung der Oberflächenpunkte erreicht wird. Das ist u. a. durch die konstruktive Auslegung des schwingenden Stators zu realisieren. Eine Alternative besteht darin, eine zweisträngige, orthogonale Anregung vorzusehen, bei der zwei voneinander unabhängige Piezosysteme von zwei ebenfalls unabhängigen Stromversorgungen gespeist werden müssen. Ein typischer Vertreter dieses

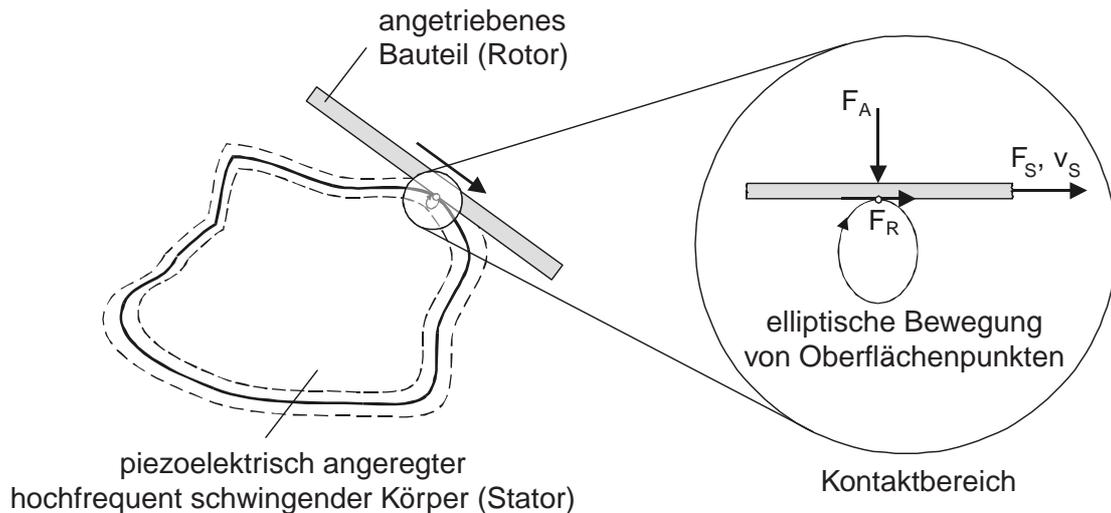


Bild 2.8: Wirkprinzip piezoelektrischer Schwingungsmotoren, aus [2].

Konzepts ist der Ultraschall-Wanderwellenmotor. Er besteht aus einem ringförmigen Stator, in dem mittels piezoelektrischer Elemente durch eine orthogonale Anregung eine umlaufende Wanderwelle erzeugt wird. Wie oben bereits beschrieben führen die Oberflächenpunkte des Stators dabei eine elliptische Bewegung aus. Der Rotor wird mit seiner so genannten Kontaktschicht, bestehend aus einem elastischen, speziellen Kontaktwerkstoff, durch eine Tellerfeder auf den schwingenden Stator gepresst, woraufhin die Oberflächenpunkte in die Kontaktschicht eindringen und für den Vortrieb des Rotors sorgen. Die Kraftübertragung auf die Antriebswelle erfolgt über eine Tellerfeder. Bei translatorischen Antrieben, wie z. B. beim Paderborner Ruderer-Motor, liegen sehr ähnliche Wirkungsprinzipien vor. Der Hauptunterschied besteht darin, dass der Rotor durch einen Schlitten ersetzt wird, der mit Hilfe einer Lagerung auf den antreibenden Stößel gepresst werden muss [2].



Bild 2.9: Ultraschallmotor für Autofokusobjektive der Firma Canon [74].

Im Vergleich mit konventionellen Elektromotoren weisen piezoelektrische Schwingungsantriebe ohne Getriebe ein vergleichsweise hohes Drehmoment bei kleinen Geschwindigkeiten auf. Dies macht sie für den Einsatz als Direktantriebe besonders interessant. Sie bieten bei hoher Kraftdichte eine kompakte Bauform und sind selbsthemmend, wenn sie sich im energielosen Zustand befinden. Prinzipbedingt sind Ultraschall-Antriebe unempfindlich gegenüber magnetischen Feldern und verursachen selbst auch nur geringe elektromagnetische Emissionen. Zur Speisung werden hochfrequente Wechselspannungen benötigt, und für einen effizienten Betrieb würde man ein schaltendes Konzept auswählen (siehe nachfolgende Kapitel), welches indessen seinerseits zu nicht vernachlässigbaren elektromagnetischen Emissionen führen kann. Aufgrund ihres reibkraftschlüssigen Antriebskonzepts weisen diese Motortypen eine geringere Haltbarkeit auf [11]. Die genannten Vorteile und insbesondere der geräuscharme Betrieb führten zur Anwendung der Schwingungsantriebe im Komfortbereich, wie z. B. im Automobil (Kopfstützen- und Lenkradverstellung). Inzwischen haben sich Wanderwellenmotoren zum Antrieb von Autofokusobjektiven von Spiegelre-

flexkamas fest etabliert und werden in aktuellen Produktgenerationen verbaut. Ihr Vorteil ist der ringförmige Aufbau (siehe Bild 2.9) sowie die hohe Präzision und Geschwindigkeit, die sie als ideale Antriebe für diese Anwendung auszeichnet. Als Hersteller, die diese Objektivtypen verwenden, seien hier insbesondere *Canon* und *Nikon* genannt [74, 75].

2.3 Charakterisierung piezoelektrischer Aktorsysteme

Nachdem im vorangegangenen Abschnitt eine breite Auswahl bekannter und etablierter Anwendungen präsentiert wurden, soll im Folgenden eine Einordnung und Klassifizierung der verwendeten piezoelektrischen Aktoren erfolgen. Daraus werden die Anforderungen an die jeweils zu verwendende speisende Elektronik sowie ihre Abgrenzungen untereinander abgeleitet.

Piezoelektrische Materialien wirken anisotrop, d. h. sie weisen in den unterschiedlichen Raumrichtungen voneinander abweichendes Verhalten auf. Daher sind in den folgenden Gleichungen streng genommen Tensoren einzusetzen, siehe [2, 9, 44]. Relevant sind in der Praxis jedoch häufig nur bestimmte Raumrichtungen (z. B. in 3-Richtung), die dann durch Indizes an Materialparametern und Variablen gekennzeichnet werden. So wird das Verhalten eines piezoelektrischen d_{33} -Aktors durch die linearen Materialgesetze folgendermaßen beschrieben:

$$S_3 = s_{33}^E T_3 + d_{33} E_3 \quad (2.1)$$

$$D_3 = d_{33} T_3 + \epsilon_{33}^T E_3. \quad (2.2)$$

Dabei liegt das E -Feld zusammen mit der Polarisationsrichtung des Materials in 3-Richtung, und genutzt werden die auftretenden Dehnungen ebenfalls in 3-Richtung. Die Dehnung S_3 ergibt sich aus der mechanischen Spannung T_3 und der elektrischen Feldstärke E_3 . Bei der Variablen s_{33}^E handelt es sich um die Elastizitätskonstante des Materials bei konstantem elektrischen Feld (das konstante E -Feld wird durch das hochgestellte „ E “ gekennzeichnet). Der Parameter d_{33} ist die piezoelektrische Ladungskonstante und verknüpft mechanisches und elektrisches System miteinander. Die elektrische Verschiebungsdichte D_3 ergibt sich aus dem Produkt der piezoelektrischen Ladungskonstante d_{33} mit der mechanischen Spannung T_3 im Material sowie aus dem Produkt der elektrischen Feldstärke E_3 mit der Dielektrizitätskonstante ϵ_{33}^T bei konstanter mechanischer Spannung. Aus Gründen der besseren Übersichtlichkeit wird im Folgenden die Darstellung

$$S_P = s_P^E T_P + d_P E_P \quad (2.3)$$

$$D_P = d_P T_P + \epsilon_P^T E_P \quad (2.4)$$

verwendet, wobei der Index „ P “ alle Größen kennzeichnet, die die Piezokeramik betreffen. Entsprechend [9] kann das oben angegebene Gleichungssystem in die Form

$$F_P = c_P w_P - K_P u_{C_P} \quad (2.5)$$

$$q_P = K_P w_P + C_P u_{C_P} \quad (2.6)$$

gebracht werden. Darin ist F_P die auf den Aktor wirkende Kraft, u_{C_P} die anliegende Spannung und q_P die im Aktor gespeicherte Ladung. Der Parameter c_P beschreibt die Steifigkeit des mechanischen Teilsystems und C_P ist die Piezokapazität. Der Faktor K_P gibt die Kopplung zwischen mechanischem und elektrischem Teilsystem des Aktors wieder. Letzgenannte Parameter ergeben sich aus Geometrie- und Materialkonstanten, und lauten für einen d_{33} -Aktor:

$$c_P = \frac{1}{s_P^E} \cdot \frac{A_P}{l_{ges}}, \quad K_P = \frac{d_P}{s_P^E} \cdot \frac{A_P}{h_P} \quad \text{und} \quad C_P = \frac{k_P A_P}{h_P} \cdot \left(\varepsilon_P^T - \frac{d_P^2}{s_P^E} \right), \quad (2.7)$$

mit A_P als Fläche der piezoelektrischen Elemente, l_{ges} als Gesamtlänge und h_P als Piezoschichtdicke. k_P gibt die Anzahl der Piezoschichten an. Die Materialparameter sind die Nachgiebigkeit s_P^E , die piezoelektrische Ladungskonstante d_P und die Dielektrizitätszahl des piezoelektrischen Materials ε_P^T . In allgemeiner Darstellung ergibt sich der Wirkungsplan nach Bild 2.10, der zunächst eine beliebige, mechanische, an den Aktor angekoppelte Struktur berücksichtigt, die eine mechanische Last repräsentiert, siehe z. B. [17], [42].

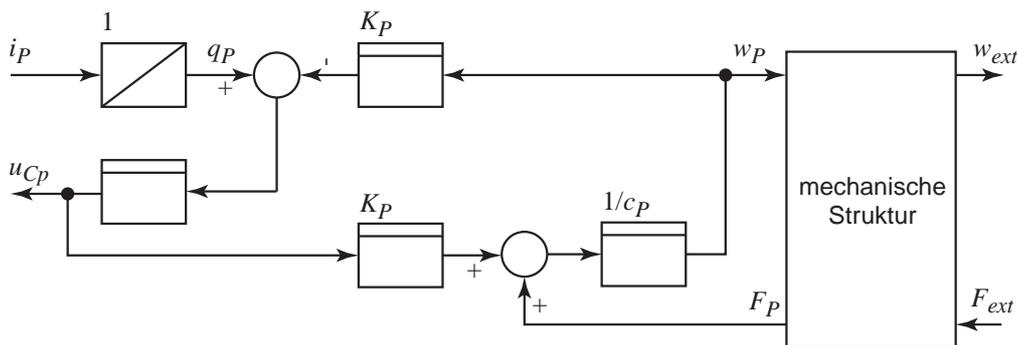


Bild 2.10: Wirkungsplan eines piezoelektrischen Aktors.

In Einsatzgebieten piezoelektrischer Aktoren wie z. B. Positionieraufgaben, wo es darauf ankommt, definierte Stellwege auszuführen wie auch bei den im vorangegangenen Kapitel erwähnten Dieselinjektoren, wird das resultierende Klemmenverhalten durch eine kapazitive Last abgebildet. Voraussetzung dazu ist allerdings, dass das Gesamtsystem weit unterhalb seiner ersten Eigenfrequenz betrieben wird. Im Falle vergleichsweise langsam ausgeführter Bewegungen, bei denen innerhalb der mechanischen Last keine dynamischen Vorgänge auftreten, spricht man vom quasistatischen Betrieb. Elektrische Verluste im Dielektrikum werden durch einen ohmschen Widerstand modelliert. In der Praxis sind die Verluste allerdings sehr gering, so dass sie üblicherweise vernachlässigt werden können [22]. Berücksichtigung muss allerdings das nichtlineare Hystereseverhalten des piezoelektrischen Materials finden, was besonders wichtig für das Einsatzgebiet der Mikropositioniertechnik ist, siehe [19]. Die Hysterese, die sich bei Spannung- bzw. Ladungsspeisung in der Auslenkung ergibt, veranschaulicht Bild 2.11. Dabei fällt auf, dass die Auslenkung bei Ladungsspeisung näherungsweise linear verläuft. Aus diesem Grund werden derartige

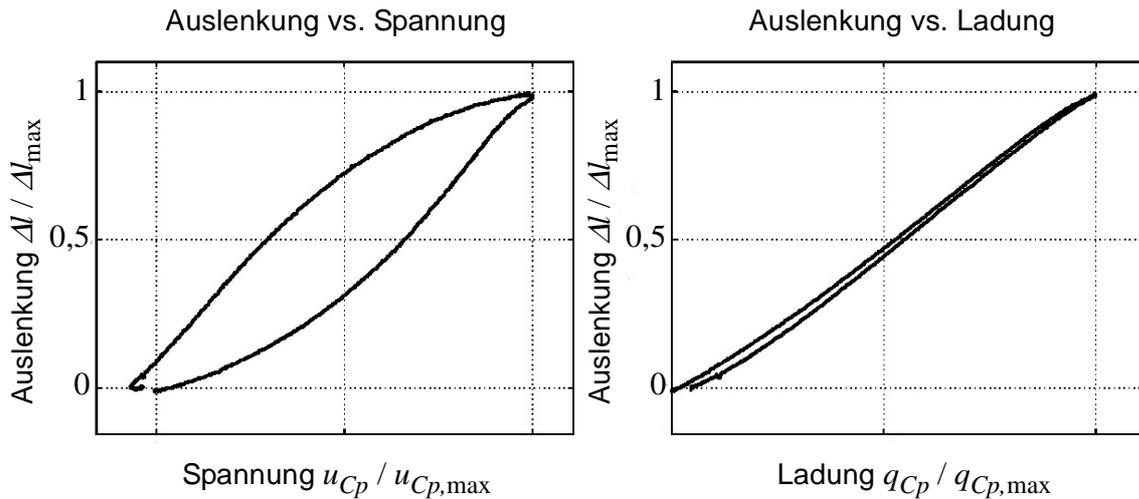


Bild 2.11: *Hystereseverhalten eines piezoelektrischen Aktors für Positionieraufgaben (aus [20]): Die Auslenkung eines Aktors weist unterschiedliche Hystereseschleifen auf, je nachdem ob eine Spannungs- oder Ladungsspeisung vorliegt.*

Systeme bevorzugt mit Hilfe ladungs- oder stromeinprägenden Konzepten gespeist. Einige Beispiele dazu werden in Kap. 2.4.1 aufgeführt.

Im Falle der Anregung in der Nähe einer Systemeigenfrequenz (resonanter oder resonanznaher Betrieb) erzielt man höhere Schwingamplituden, die sonst nur mit erheblich höheren elektrischen Spannungsamplituden möglich wären. Das Klemmenverhalten wird dann durch eine komplexe Impedanz beschrieben, welche sich abhängig von der gewählten Anregefrequenz und der vorliegenden Dämpfung ändert. Das elektrische Ersatzschaltbild eines Piezoaktors, der in der Nähe seiner Resonanz betrieben wird, ist in Bild 2.12 dargestellt. Diese Darstellung macht sich die elektrisch-mechanische Analogie zu nutze, bei der eine Masse m durch eine Induktivität L , die Steifigkeit c durch eine Kapazität C und Dämpfungsanteile d durch ohmsche Widerstände R repräsentiert werden [9]. Damit erhält man eine Darstellung, die ausschließlich elektrische Bauelemente verwendet. Die dielektrischen Verluste sind in der Regel frequenzabhängig. Da die Betriebsfrequenz des Aktors allerdings nur auf einen engen Frequenzbereich beschränkt ist, kann eine Modellierung mit Hilfe eines ohmschen Widerstandes R_V erfolgen. Des Weiteren sind die dielektrischen Verluste so gering, dass sie üblicherweise vernachlässigt werden können (siehe auch Kap. 2.3). Parallel zu diesem Verlustwiderstand liegt die so genannte Piezokapazität C_p , die bereits bei den Betrachtungen des Klemmenverhaltens quasistatisch betriebener Piezoaktoren erläutert wurde.

In Bild 2.12 a wird die Kopplung zwischen elektrischem und mechanischem Teilsystem durch einen idealen Übertrager mit dem Übersetzungsverhältnis $1:K_p$ beschrieben. Das mechanische Teilsystem setzt sich aus dem Dämpfer d_m , der Masse m_m und der mechanischen Steifigkeit c_m des Aktors zusammen. Dieses System ist ein schwingfähiger Serienschwingkreis der in unmittelbarer Nähe seiner Resonanz betrieben wird.

An seinem Ende schwingt der Aktor mit der Geschwindigkeit v_m , und an der mechanischen Last greift die Kraft F_L an. Für die Last selbst wird die Annahme getroffen (vgl. [45]), dass sie durch veränderliche Dämpfung und Steifigkeit ersetzt werden kann (Kontaktmechanis-

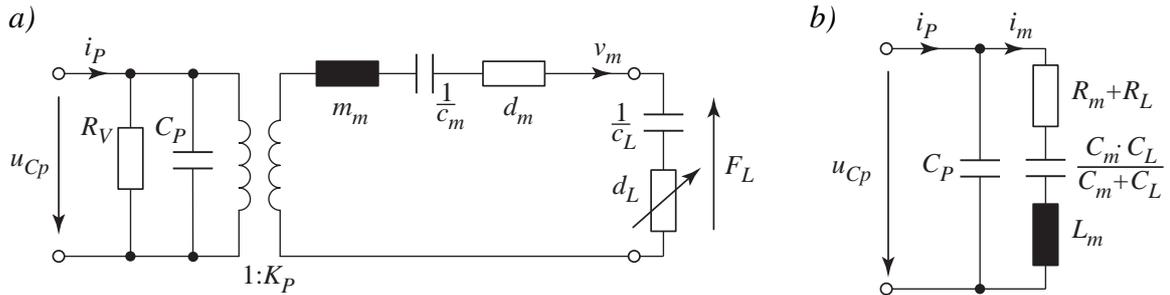


Bild 2.12: Ersatzschaltbild eines resonanznah betriebenen Ultraschall-Aktors.
a) Darstellung mit Berücksichtigung der mechanischen Kopplung in Form eines idealen Übertragers, b) vereinfachte Darstellungsweise.

mus). Im Betriebspunkt wird eine Linearisierung mittels eines Feder-Dämpfer-Systems durchgeführt. Diese Linearisierung führt zu der zusätzlichen lastabhängigen Dämpfung d_L bzw. Steifigkeit c_L im Ersatzmodell.

Wird das mechanische Teilsystem über den Übertrager auf die Primärseite transformiert, und vernachlässigt man den Verlustwiderstand R_V , erhält man das in der Literatur etablierte vereinfachte Ersatzschaltbild nach Bild 2.12 b. Die entsprechenden Werte der Bauelemente berechnen sich dann aus

$$L_m = \frac{m_m}{K_P^2}, C_m = \frac{K_P^2}{c_m} \text{ und } R_m = \frac{d_m}{K_P^2}. \quad (2.8)$$

Die Parameter m_m , c_m , K_P und d_m können z. B. mit Hilfe von Identifikationsverfahren nach [41] oder [45] ermittelt werden.

In der Praxis liegen typischerweise mehrere Resonanzfrequenzen des mechanischen Teils vor. Diese können im Ersatzschaltbild durch zusätzliche, parallel zur Piezokapazität angeordnete Serienschwingkreise dargestellt werden.

Die Parameter der beiden verwendeten Ersatzschaltbilder können z. B. aus Messungen gewonnen werden [45]. Analytische Berechnungen, die auf die verwendeten Induktivitäts- und Kapazitätswerte und den Übertragungsfaktor des idealen Übertragers führen, sind Thema in Kap. 3.

Aus dem angegebenen Ersatzmodell kann nach der Vierpoltheorie für den Fall der harmonischen Anregung eine Admittanzmatrix erstellt werden. Die Admittanzmatrix stellt den Zusammenhang zwischen den komplexen Amplituden des Eingangsstroms \hat{I}_P , der Spannung \hat{U}_{Cp} , sowie zwischen der mechanischen Schwinggeschwindigkeit \hat{V}_m und der am Aktor befindlichen Last, an der die Kraft \hat{F}_L angreift, dar. Die Amplitude der Kraft \hat{F}_L bestimmt sich aus

$$-\hat{F}_L = d_L \hat{V}_m + c_L \hat{W}_m = \hat{V}_m \left(d_L - j \frac{c_L}{\omega} \right), \quad (2.9)$$

wobei $\hat{W}_m = \hat{V}_m / (j\omega)$. Die Admittanzmatrix lautet somit

$$\begin{bmatrix} \hat{I}_P \\ \hat{V}_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{Y}_{11}(j\omega) & \underline{Y}_{12}(j\omega) \\ \underline{Y}_{21}(j\omega) & \underline{Y}_{22}(j\omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{U}_{Cp} \\ \hat{F}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{Y}_{11}(j\omega) & \underline{Y}_{12}(j\omega) \\ \underline{Y}_{21}(j\omega) & \underline{Y}_{22}(j\omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{U}_{Cp} \\ \hat{V}_m \left(d_L - j \frac{c_L}{\omega} \right) \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

mit

$$\underline{Y}_{11} = \left. \frac{\hat{I}_P}{\hat{U}_{Cp}} \right|_{\hat{F}_L = 0}, \quad \underline{Y}_{12} = \left. \frac{\hat{I}_P}{\hat{F}_L} \right|_{\hat{U}_{Cp} = 0}, \quad (2.11)$$

$$\underline{Y}_{21} = \left. \frac{\hat{V}_m}{\hat{U}_{Cp}} \right|_{\hat{F}_L = 0} \quad \text{sowie} \quad \underline{Y}_{22} = \left. \frac{\hat{V}_m}{\hat{F}_L} \right|_{\hat{U}_{Cp} = 0}. \quad (2.12)$$

\underline{Y}_{11} ist die Kurzschluß-Eingangsadmittanz, \underline{Y}_{12} und \underline{Y}_{21} werden als Kurzschluss-Kernadmittanzen rückwärts bzw. vorwärts, und \underline{Y}_{22} wird als Kurzschluss-Ausgangsadmittanz bezeichnet. Mit Anwendung der Kirchhoffschen Gleichungen und unter Berücksichtigung der in Gl. (2.11) bzw. Gl. (2.12) angegebenen Bedingungen ($\underline{U}_{Cp} = 0$ bzw. $\underline{F}_L = 0$) ergibt sich $\underline{Y}_{12} = \underline{Y}_{21}$. Zur besseren Lesbarkeit werden im folgenden die Abkürzungen $\underline{Y}_{el} = \underline{Y}_{11}$ und $\underline{Y}_m = \underline{Y}_{12} = \underline{Y}_{21}$ verwendet. Die Admittanzen berechnen sich zu

$$\underline{Y}_{el}(j\omega) = j\omega C_p + \frac{K_p^2}{j\omega m_m + d_m + \frac{c_m}{j\omega}} = j\omega C_p + \frac{1}{j\omega L_m + R_m + \frac{1}{j\omega C_m}}, \quad (2.13)$$

$$\underline{Y}_m(j\omega) = \frac{K_p}{j\omega m_m + d_m + \frac{c_m}{j\omega}} = \frac{1/K_p}{j\omega L_m + R_m + \frac{1}{j\omega C_m}} \quad (2.14)$$

und

$$\underline{Y}_{22}(j\omega) = \frac{1}{j\omega m_m + d_m + \frac{c_m}{j\omega}} = \frac{1/K_p^2}{j\omega L_m + R_m + \frac{1}{j\omega C_m}}. \quad (2.15)$$

In der Kurzschluss-Eingangsadmittanz \underline{Y}_{el} treten bei Anregung mit entsprechender Frequenz zwei wichtige Sonderfälle auf. Es handelt sich um den Fall der Resonanz bzw. Anti-resonanz. Die Resonanzfrequenz $f_0 = \omega_0/(2\pi)$ berechnet sich bei Vernachlässigung der mechanischen Dämpfung aus

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{c_m}{m_m}} \quad \text{bzw.} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{L_m C_m}}. \quad (2.16)$$

In diesem Betriebsfall wird das mechanische Teilsystem, bestehend aus Steifigkeit, Masse und Dämpfung, resonant angeregt.

Die Antiresonanzfrequenz f_a wird mit

$$f_a = f_0 \sqrt{1 + \frac{K_P^2}{m_m C_P}} \quad \text{bzw.} \quad f_a = f_0 \sqrt{1 + \frac{C_m}{C_P}} \quad (2.17)$$

berechnet. Hier wird der Parallelschwingkreis, bestehend aus der Piezokapazität C_P und dem mechanischen Teilsystem, resonant angeregt.

Die beiden Admittanzen \underline{Y}_{el} und \underline{Y}_m in Abhängigkeit von der Frequenz sind in Bild 2.13 dargestellt. Man erkennt am Verlauf der Beträge der betrachteten Admittanzen eine Resonanzüberhöhung. Neben der Frequenzabhängigkeit ist noch der Einfluss der mechanischen Last auf das Klemmenverhalten abgebildet. Dazu wurden Lastdämpfung und -steifigkeit, repräsentiert durch R_m bzw. C_m , variiert. Für zunehmendes R_m wird die Betragskennlinie der Admittanzen in vertikaler Richtung gestaucht, was auf die reduzierte Güte Q_m des Serienschwingkreises, gebildet von R_m - L_m - C_m , zurückzuführen ist. Die Güte berechnet sich gemäß

$$Q_m = \frac{1}{R_m} \sqrt{\frac{L_m}{C_m}}. \quad (2.18)$$

Die Phase der beiden Admittanzen wird ebenfalls von der Dämpfung beeinflusst. Während für ein schwach gedämpftes System (Kennlinie 1) das Maximum mit einem Phasennulldurchgang näherungsweise zusammenfällt, verschwindet dieser Nulldurchgang in der elektrischen Eingangsadmittanz \underline{Y}_{el} , sobald eine kritische Dämpfung überschritten wird (Kennlinie 3). Dieser kritische Wert wird mit Hilfe der Gütezahl M bestimmt (siehe [44] und [48]), und berechnet sich aus:

$$M = Q_m \cdot \frac{C_m}{C_P} = \frac{1}{\omega_0 R_m C_P}. \quad (2.19)$$

Die Gleichung stellt das Verhältnis von Blind- zu Wirkwiderstand bzw. Wirk- zu Blindleistungsaufnahme des Aktors bei Betrieb in seiner mechanischen Resonanzfrequenz dar. In [48] ist gezeigt, dass für Gütezahlen $M < 2$ bzw. $\cos \varphi_{el} > 0,89$ kein Phasennulldurchgang mehr auftritt. Der Wert $M = 2$ ist ein Näherungswert, für den die Phasenkennlinie von \underline{Y}_{el} die 0° -Linie tangiert. Gültig ist diese Näherung im Falle einer hohen mechanischen Güte ($Q_m > 50$). Für $M > 2$ sind wieder zwei Phasennulldurchgänge vorhanden. Geht man zunächst von einem System mit großer Gütezahl aus, und vergrößert die Dämpfung, beobachtet man, dass der Phasennulldurchgang bei höheren Frequenzen liegt als das Maximum der Admittanzkennlinie. Ähnlich verhält es sich mit der Frequenz des Phasennulldurchgangs der Antiresonanz, die sich unterhalb des Minimums der Admittanz bewegt. Die beiden Phasennulldurchgänge bewegen sich also aufeinander zu. Damit gilt für stärker gedämpfte Systeme nicht mehr die Annahme, dass die Lage des Phasennulldurchgangs mit dem Resonanzmaximum übereinstimmt. Die Kernadmittanz \underline{Y}_m weist hingegen immer nur einen Phasennulldurchgang auf. Allerdings verringert sich mit zunehmender Dämpfung die Steigung in diesem Punkt. Das gleiche Verhalten wird beobachtet, wenn die Piezokapazität

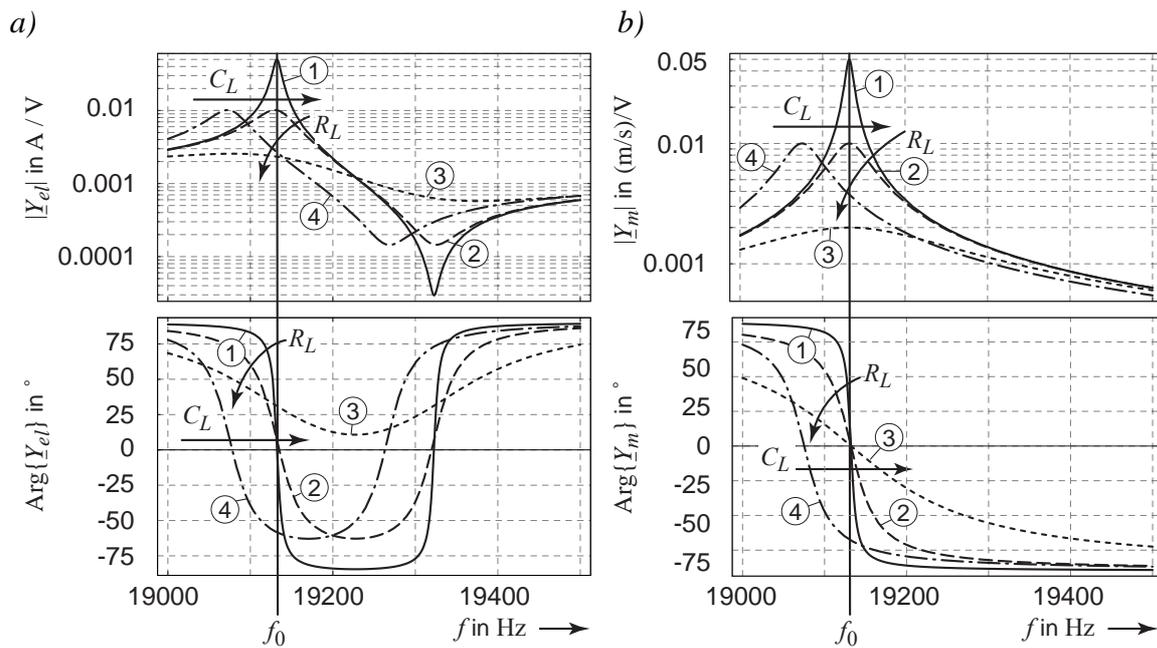


Bild 2.13: Admittanzen eines Piezoaktors in der Umgebung seiner Resonanz:

a) Kurzschluss-Eingangsadmittanz $\underline{Y}_{el}(\omega)$ und b) Kurzschluss-Kernadmittanz $\underline{Y}_m(\omega)$ mit $\omega = 2\pi f$, Parameter:

(1) $R_m=20 \Omega$, $C_m=0,2 \text{ nF}$, $L_m=0,346 \text{ H}$, $C_p=10 \text{ nF}$,

(2) $R_m=100 \Omega$, $C_m=0,2 \text{ nF}$, $L_m=0,346 \text{ H}$, $C_p=10 \text{ nF}$,

(3) $R_m=500 \Omega$, $C_m=0,2 \text{ nF}$, $L_m=0,346 \text{ H}$, $C_p=10 \text{ nF}$,

(4) $R_m=100 \Omega$, $C_m=0,2012 \text{ nF}$, $L_m=0,346 \text{ H}$, $C_p=10 \text{ nF}$.

C_p vergrößert wird.

Als weitere Variation wurde die Laststeifigkeit c_L angepasst, deren Erhöhung eine Verschiebung der Kennlinien entlang der Frequenzachse verursacht (Kennlinie 4). In der Praxis ist immer mit der Überlagerung einer Lastdämpfung mit einer Steifigkeitsänderung zu rechnen. Wie bereits angedeutet, werden piezoelektrische Ultraschallaktoren mit ihrer Eigenfrequenz, also mit der Resonanzfrequenz f_0 , betrieben. Aufgrund der in Bild 2.13 dokumentierten Lastabhängigkeit ist offenbar eine Regelung nötig, die für die Nachführung der Anregefrequenz sorgt. Aspekte zur Phasenregelung werden noch detaillierter in Kap. 2.5 thematisiert.

Die Last, die ein Piezoaktor für die speisende Leistungselektronik darstellt, ist sehr stark von der Frequenz abhängig, und es lassen sich folgende Schlussfolgerungen formulieren:

Unterhalb der Resonanzfrequenz und oberhalb der Antiresonanzfrequenz liegt kapazitives Klemmenverhalten vor. Zwischen Resonanz- und Antiresonanzfrequenz wirkt der Aktor induktiv, solange die Gütezahl M größer 2 ist. Im Falle einer Anregung genau in einem der beiden Phasennulldurchgänge der elektrischen Eingangsadmittanz \underline{Y}_{el} ist der Aktor rein resistiv.

Oberschwingungen, die typischerweise in der Wechselrichterspannung enthalten sind, werden über den niederimpedanten Pfad, den die Piezokapazität C_p bildet, oder auch durch die bereits erläuterten Serienschwingkreise anderer Schwingungsformen kurzge-

geschlossen. Um die damit verbundenen Verluste innerhalb des Aktors gering zu halten, sind deswegen Mindestanforderungen an die spektrale Güte der Speisespannung zu stellen. Andernfalls muss man zusätzliche Erwärmung und mechanische Belastungen des piezoelektrischen Aktors in Kauf nehmen.

Anwendungsbeispiele, bei denen eine sehr hohe Systemdämpfung und somit keine ausgeprägte Resonanzüberhöhung vorliegen, finden sich bei der Ultraschall-Reinigung, bei der das Reinigungsbad eine sehr hohe Dämpfung darstellt, oder auch bei den Schwingungsantrieben. Für die Antriebe stellen einerseits die prinzipbedingte Reibung durch reibkraftschlüssigen Kontakt der schwingenden Oberflächenpunkte als auch die angetriebene Last eine hohe Dämpfung dar. Bei hoher Dämpfung kann man das elektrische Klemmenverhalten, ähnlich wie beim quasistatischen Betrieb, durch eine Parallelschaltung der Piezokapazität mit einem Widerstand abbilden [48]. Für den Fall der schwachen Dämpfung stellt sich eine Lastimpedanz ein, die sowohl kapazitiv, als auch induktiv und resistiv sein kann. In den Anwendungen findet man diesen Fall z. B. bei der aktiven Schwingungsdämpfung, bei Schwingköpfen medizinischer Anwendung und zur Werkstoffprüfung und bei Aktoren der Ultraschallbe- und -verarbeitung.

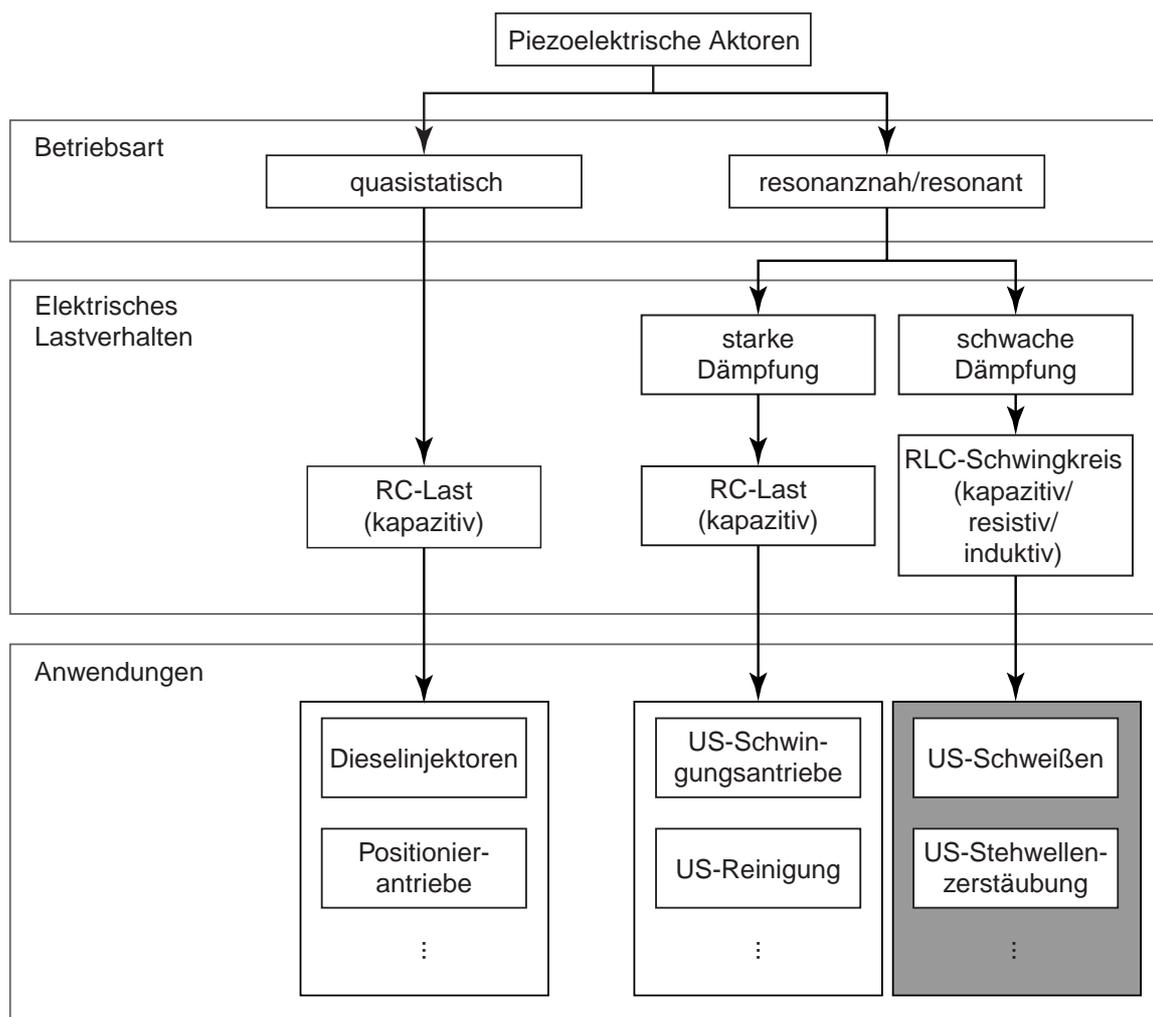


Bild 2.14: Einordnung piezoelektrischer Aktoren.

Die relevanten Betriebsarten und ihre Bedeutung hinsichtlich möglicher Anwendungen sind in Bild 2.14 noch einmal zusammengefasst. Hervorgehoben sind dabei Anwendungen die den Aktor so nutzen, dass sein Klemmenverhalten einer kapazitiv/resistiv/induktiven Last entspricht. Zu dieser Anwendungsgruppe gehört das Ultraschall-Schweißen und die Ultraschall-Stehwellenzerstäubung. Außerdem gehören zu dieser Gruppe auch Verfahren, bei denen eine Ultraschallschwingung einem konventionellen Prozess überlagert wird, um z. B. eine Verringerung der Schnittkräfte bei der Materialverarbeitung oder eine Erhöhung von Verarbeitungsgeschwindigkeiten zu erzielen.

Das stark veränderliche Klemmenverhalten stellt – wie im nächsten Kapitel noch gezeigt wird – hohe Ansprüche an die speisende Leistungselektronik. Detaillierte Betrachtungen erfolgen im weiteren Verlauf der Arbeit.

2.4 Speisekonzepte

Nachdem im vorangegangenen Abschnitt eine Einordnung der piezoelektrischen Aktorsysteme erfolgt ist, werden nun unterschiedliche Konzepte zu ihrer Speisung vorgestellt. Bewusst wurden auch Konzepte für quasistatisch betriebene Aktoren in dieses Kapitel aufgenommen. In diesem Kapitel soll deutlich werden, in welcher Weise die Leistungselektronik den jeweiligen Anforderungen der unterschiedlichen Betriebsfälle gerecht werden muss. Damit wird einerseits eine Beurteilung andererseits eine schnelle Einordnung hinsichtlich des technischen Einsatzgebietes neuer oder alternativer Speisekonzepte ermöglicht. Da das Hauptaugenmerk der vorliegenden Arbeit auf den schwach gedämpften, resonant betriebenen Aktorsystemen liegt, können Konzepte für die anderen Betriebsfälle nur am Rande behandelt werden.

Analoge Verstärkerkonzepte

Die Arbeitsweise analoger Verstärker wird anhand einer Gegentaktstufe nach Bild 2.15 erläutert. Die Spannung U_B des Zwischenkreises wird mit Hilfe einer direkten Netzgleichrichtung, die einen Zwischenkreiskondensator speist, gewonnen. Die Transistoren der Gegentaktstufe arbeiten – sehr vereinfacht ausgedrückt – als einstellbare Widerstände. Dazu wird das Eingangssignal des Verstärkers in Steuersignale für die Transistoren umgewandelt, die dadurch einen verstellbaren Spannungsteiler bilden. Es stellen sich bei sinusförmigem Eingangssignal in den Transistoren die in Bild 2.15 gezeigten Strom- und Spannungsverläufe ein. Zum Zeitpunkt t_1 wird der Aktor mit maximalem Strom geladen, der Zeitpunkt t_2 ist erreicht, wenn die Aktorspannung ihren Scheitelwert erreicht, und bei t_3 wird der Aktor wieder mit maximalem Strom entladen.

Ein entscheidender Nachteil dieses Verstärkerkonzepts sind die prinzipbedingten hohen Verluste in der Leistungsstufe. Nach [22] sind für analoge Verstärker theoretisch Wirkungsgrade von maximal 78,5% möglich. In der Praxis ist aber eher mit Werten von nur ca. 65% für reine Sinussignale bzw. 45-50% für praktisch auftretende Signalformen, die mit Oberschwingungen behaftet sind, zu rechnen. Zurückzuführen sind die hohen Verluste darauf, dass immer sowohl Strom als auch Spannung über dem aktiven Transistor anliegen, und somit permanent Leistung im Bauteil umgesetzt wird.

Mit Analogverstärkern können sehr hohe Stromspitzen in Verbindung mit geringen Verzugszeiten realisiert werden, wodurch der sehr hohe Dynamikbereich der Piezoaktoren nutzbar wird. Allerdings müssen diese positiven Eigenschaften mit sehr hohem Kühlaufwand bezahlt werden. Eine Miniaturisierung eines piezoelektrischen Systems mit einem Analogverstärker ist daher kaum möglich. Sinnvoll eingesetzt werden sie, wenn geringe Leistungen bei gleichzeitig hoher Güte der Speisespannung verlangt werden.

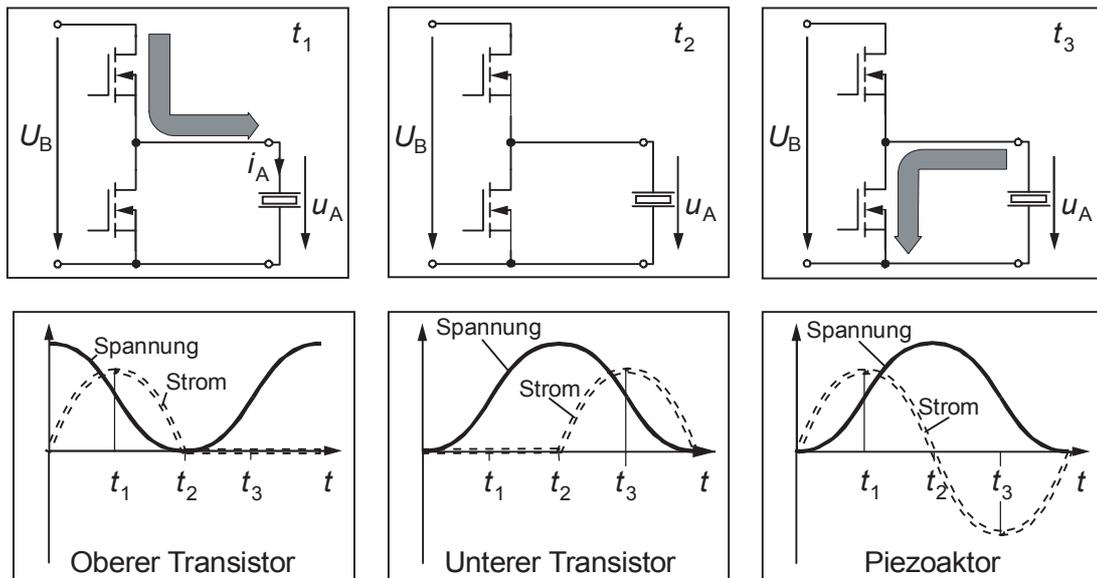


Bild 2.15: Funktionsweise eines Linearverstärkers, aus [23]. In dieser Veröffentlichung wird beispielhaft ein sinusförmiger Strom diskutiert.

Schaltende Verstärker

Eine Alternative zu Analogverstärkern sind schaltende Verstärkerkonzepte (Stromrichter). Diese Verstärkertypen nutzen die Transistoren der Leistungsstufe nicht als veränderliche Widerstände, sondern als Schalter. So erreicht man, dass im sperrenden Zustand der Strom, oder im leitenden Zustand die Spannung, zu Null wird. Es ergeben sich daher keine prinzipbedingten Verluste. In der Praxis treten Durchlassverluste und während der Umschaltzeitpunkte Schaltverluste auf, die den Wirkungsgrad auf 85-95% senken.

Die schaltenden Leistungsverstärker setzen sich im Wesentlichen aus den in Bild 2.16 dargestellten Baugruppen zusammen. Die Eingangsstufe erzeugt aus der Netzspannung

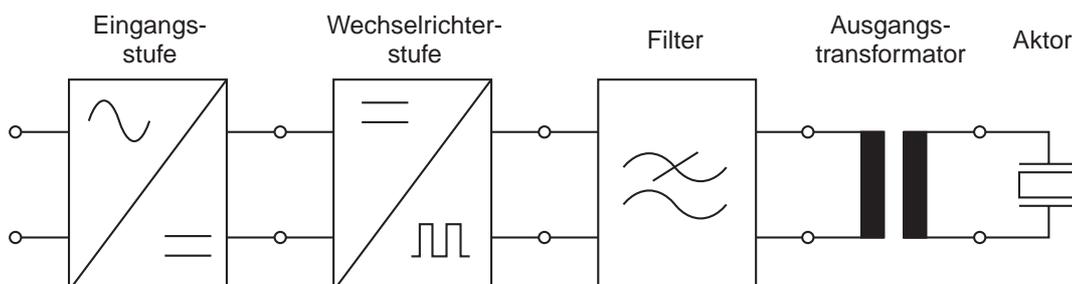


Bild 2.16: Allgemeines Blockdiagramm zur Struktur eines Stromrichters.

zunächst entweder eine Gleichspannung oder einen Gleichstrom. Dies führt zu der Unterscheidung zwischen spannungs- oder stromeinprägend arbeitenden Stromrichtern.⁴ Im weiteren Leistungspfad befindet sich eine Wechselrichterstufe, die mit der jeweiligen Eingangsstufe als DC-Quelle die benötigte hochfrequente Wechselgröße erzeugt. Typischerweise sind in dieser Wechselgröße harmonische Anteile enthalten, die zu einer unnötig hohen Belastung der Wechselrichterstufe führen. Vermindern kann man diese Verzerrungsblindleistung durch ein Filter. Dieses Ausgangsfilter bildet außerdem die passende Abschluss-Impedanz. So muss ein spannungseinprägender Wechselrichter durch ein stromeinprägendes Filter, und anders herum ein stromeinprägender Wechselrichter durch ein spannungseinprägendes Filter abgeschlossen werden. Die Anpassung an den hohen Spannungsbedarf des Piezoaktors und eine galvanische Trennung erfolgt schließlich mit Hilfe eines Ausgangstransformators. Je nach Aufbau des Stromrichters können einzelne Komponenten entfallen. So kann z. B. die Spannungsanpassung auch durch die Eingangsstufe erfolgen. Im Allgemeinen erreicht man mit schaltenden Verstärkerkonzepten gute Wirkungsgrade. Sind bei Analogverstärkern Wirkungsgrade um 78% erreichbar, weisen schaltende Konzepte Wirkungsgrade bis zu 95% auf (siehe [25]).

Die einfachste Form der AC-DC-Eingangsstufe ist die direkte Netzgleichrichtung mit einem typischerweise kapazitiven Zwischenkreis. Die Wechselrichterstufe ist oftmals entweder eine Halbbrücken- oder eine Vollbrückentopologie. Die Halbbrückentopologie zeichnet sich durch eine einfachere Ansteuerung der Leistungstransistoren aus. Aufgrund der Verfügbarkeit integrierter Schaltungen, die sowohl die Aufgaben der Modulation als auch die Ansteuerung der Transistoren erfüllen, kann dies allerdings nicht als echter Vorteil der Halbbrückentopologie angeführt werden. Als Nachteil der Halbbrückentopologie ist zu werten, dass bei gleicher Eingangsspannung die doppelte Strombelastung der Halbleiterkomponenten bei halber Ausgangsspannung auftritt. Ferner muß zur Vermeidung der Überdimensionierung des meist geforderten Ausgangstransformators ein Mittenpotential im Zwischenkreis vorgesehen werden, welches zusätzlich durch eine Regelung symmetriert werden muss.

Die Wechselrichterstufe in Halbbrücken- oder Vollbrückentopologie erzeugt entsprechend den Steuersignalen der Brückentransistoren blockförmige Spannungspulse mit hoher Flankensteilheit. Ist die Topologie z. B. ein Resonanzstromrichter, so wird bei einer Halbbrücke pro Halbschwingung der Ausgangsspannung des Stromrichters eine rechteckförmige Spannung einfacher Polarität erzeugt. Bei der Vollbrückentopologie wechselt dagegen die Polarität. Je nach gewünschter Amplitude der Ausgangsspannung kann Blockbreite angepasst werden. Bei Verwendung einer Vollbrückentopologie werden die beiden Transistorenpaare derart angesteuert, dass sie immer die Hälfte der Periodendauer der Ausgangsspannung leitend sind. Die Blockbreite wird dann durch phasenversetztes Ansteuern der beiden Brückenarme eingestellt (Phasensteuerung). Alternativ können auch aufwändigere Pulsmuster erzeugt werden (z. B. Sinus-Dreieck-Modulation), indem entsprechend dem zeitlichen Verlauf einer sinusförmigen Grundschiwingung Spannungsimpulse unterschiedlicher Länge generiert werden. Aufgrund der häufigeren Schaltvorgänge während einer Periode der Grundschiwingung sind bei diesen sog. Pulsstromrichtern die Schaltfrequenz der Transistoren in der Wechselrichterstufe höher als bei der Generierung einer einfachen Rechteckspan-

4. VSI - voltage source inverter; CSI - current source inverter

nung. Weiterführende Erläuterungen finden sich in Kap. 4.3.

Wegen des kapazitiven Verhaltens des piezoelektrischen Systems, muß bei den behandelten spannungseinprägenden Konzepten immer ein Ausgangsfilter zwischen Wechselrichterstufe und piezoelektrischem Aktor vorgesehen werden. Dies verhindert einerseits hohe Stromspitzen bei der Aufschaltung der Spannung auf die Kapazität, andererseits werden höherharmonische Anteile der Wechselrichterspannung gefiltert. Wie bereits ausgeführt, führen höherfrequente Schwingungsanteile zu höheren Verlustleistungen in der Wechselrichterstufe und zu einer zusätzlichen Erwärmung des piezoelektrischen Materials.

2.4.1 Leistungsverstärker für quasistatisch betriebene Aktoren

In diesem Abschnitt wird nur grundlegend die Speisung quasistatisch betriebener Aktoren behandelt. Für eine detailliertere Aufstellung bekannter und dokumentierter Konzepte zu diesem Themengebiet sei auf [18] verwiesen.

Es wurde bereits in Kap. 2.3 erläutert, dass aufgrund des Hystereseverhaltens des Aktors eine ladungs- bzw. stromeinprägende Speisung vorteilhaft ist. Der Spannungsbedarf der quasistatisch betriebenen piezoelektrischen Aktoren reicht dabei, wie bei resonant betriebenen Aktoren auch, von 100 V bis 1000 V für Hochvoltaktoren. Darüber hinaus wird teilweise eine sehr hohe Dynamik mit hohen Stromanstiegszeiten ($< 100 \mu\text{s}$) verlangt. Aufgrund des kapazitiven Klemmenverhaltens treten beim schlagartigen Umladen der Piezokapazität sehr hohe Stromspitzen auf. Da die mit Piezoaktoren erreichbare Dynamik denen magnetischer Aktoren z. T. weit überlegen ist, stellt der verwendete Verstärker demnach den „Flaschenhals“ des Systems dar. Tatsächlich wird in [18] beschrieben, dass viele handelsübliche Verstärker nur relativ geringe Spitzenströme zulassen und daher für den hochdynamischen Aktorbetrieb ungeeignet sind.

Als weitere Anforderung wird verlangt, dass trotz der hochdynamischen Speisung keine mechanischen Transienten angeregt werden [21].

Analoge Verstärkerkonzepte

Prinzipiell sind Analogverstärker auch zur Speisung quasistatisch betriebener Aktoren geeignet. Ihr Vorteil ist ihre Fähigkeit, den hohen Dynamikbereich der Piezoaktoren nutzbar zu machen. Wesentlicher Nachteil ist ihr hoher Kühlaufwand, der eine Miniaturisierung erschwert. Soll der Aktor äußerst präzise einem vorgegebenen Bewegungsprofil folgen, verlangt dies eine hohe Güte der Speisespannung. Hier hat der Analogverstärker eine seine Stärken.

Schaltende Verstärker

Damit der Aktor im quasistatischen Betrieb, wie eingangs erläutert, strom- bzw. ladungsgepeist betrieben werden kann, ist, wie in [19] beschrieben, neben der Eingangsstufe, die die Anbindung an das Netz herstellt, ein stromeinprägender Schaltungsteil vorzusehen. Realisiert werden kann dieser z. B. durch einen Tiefsetzsteller, wie in Bild 2.17 gezeigt. Er setzt sich aus dem Transistor T_0 , der Diode D_0 und der Längsspule L_0 zusammen. Der Strom wird über eine Vollbrückenschaltung auf den Aktor geschaltet. Bei leitendem Transistor T_0 und durchgeschaltetem Brückenweig T_1 und T_2 (oder T_3 und T_4) baut sich in L_0 der Strom I_0 auf. Wird dann die Brückendiagonale aus T_1 und T_4 (bzw. T_2 und T_3) durchge-

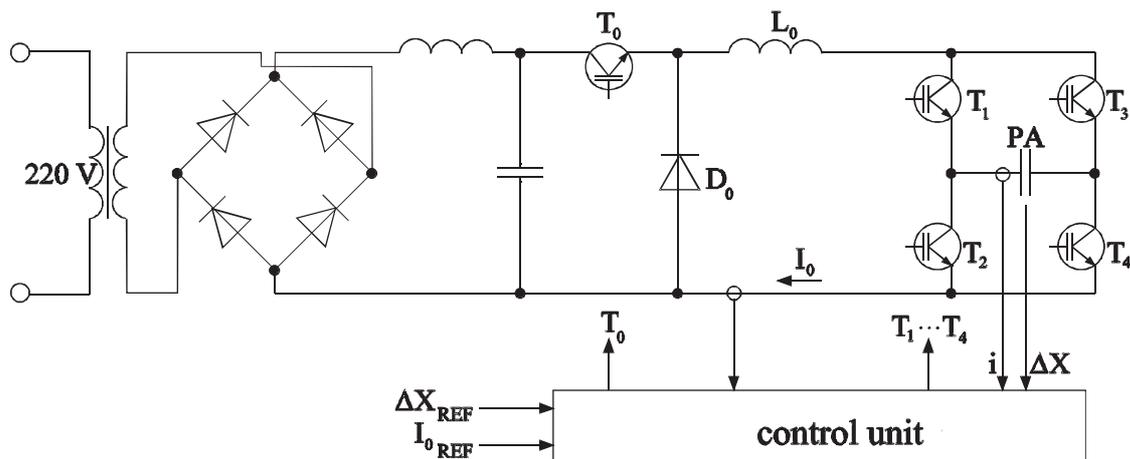


Bild 2.17: Stromgespeicher Piezoaktor mit Tiefsetzsteller und Vollbrücke, aus [19].
Der piezoelektrische Aktor (PA) wird in dieser Veröffentlichung auf die Darstellung einer einfachen Kapazität reduziert.

schaltet, wird dieser Strom in die Aktorkapazität eingepreßt, die sich daraufhin auf- oder entlädt. Durch Takten des Transistors T_0 kann der Strom I_0 vorgegeben und konstant gehalten werden.

Anstatt eine Eingangsstufe vor der Vollbrücke vorzusehen, kann die Stromeinprägung auch durch eine Längsspule zwischen Brückenschaltung und Piezoaktor realisiert werden. Ein mögliches Konzept wird in [23] vorgestellt. Die einzelnen Betriebsphasen dieser Verstärkerlösung sind in Bild 2.18 dargelegt.

Der obere Transistor der Halbbrücke ist während Phase I eingeschaltet. Ohne Längsspule würde sich aufgrund des kapazitiven Aktorverhaltens nun eine Stromspitze mit hoher Amplitude bilden, die den Transistor zerstören könnte. Die Spule sorgt daher für eine begrenzte Stromsteilheit. Nach dem Abschalten des oberen Transistors (Phase II) prägt die Spule den Strom in die Aktorkapazität ein, wobei der Strompfad über die inhärente Diode des unteren Transistors geschlossen wird. Ist der Strom vollständig abgebaut, ist der Ladevorgang abgeschlossen. Zum Entladen (Phase III) wird der untere Transistor eingeschaltet, und die Aktorkapazität entlädt sich über die Spule. Auch hier wirkt die Spule strombegrenzend. Wird zu Beginn von Phase IV der untere Transistor abgeschaltet, fließt der Strom über die inhärente Diode des oberen Transistors und ermöglicht auf diese Weise die Energierückspeisung in den Zwischenkreis. Die Energierückspeisung ist übrigens ein entscheidender Vorteil der schaltenden Verstärkerkonzepte und stellt auch ein Unterscheidungsmerkmal für die beiden hier vorgestellten Konzepte dar. Während bei der Variante nach Bild 2.18 die Rückspeisung in den Zwischenkreis erfolgt, wird bei Verwendung des Tiefsetzstellers die Spule L_0 als Zwischenspeicher genutzt.

Aufgrund der Strombegrenzung der Spule, die gem. [23] für den maximalen Ladestrom des Aktors dimensioniert werden muss, sind im Vergleich zu Analogverstärkern geringere Spitzenströme möglich. Allerdings erlaubt der schaltende Verstärker, dauerhaft hohe Leistungen zu entnehmen. Unter solchen Betriebszuständen würden im Analogverstärker sehr hohe Dauerverluste auftreten.

Wenn der Aktor mit einer konstanten Spannung beaufschlagt werden soll, muss die Aktor-

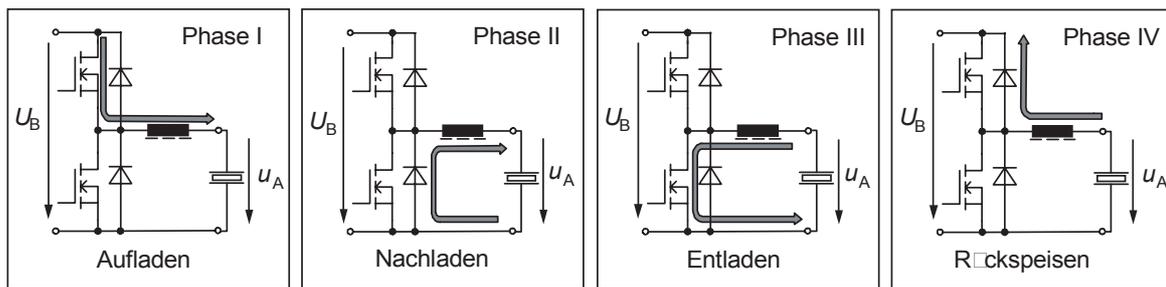


Bild 2.18: *Stromeinprägender Stromrichter mit Längsspule zwischen Halbbrücke und Piezoaktor, aus [23].*

kapazität ständig umgeladen und somit die Transistoren dauerhaft getaktet werden. Dies führt bei diesen Betriebszuständen zu erhöhten Schaltverlusten in der Halbbrücke. Darüber hinaus entsteht ein dauerhafter Wechselstrom, der einzelne Piezoschichten des Aktors zu Bewegung anregt. Als Folge wird der Aktor zusätzlich mechanisch belastet, und es treten wegen Hystereseverluste Erwärmungen auf. Die geschilderten Probleme können durch besondere Anforderungen an die Modulation aus dem Weg geräumt werden. Für weitere Informationen dazu sei auf [23] und [24] verwiesen.

2.4.2 Schaltende Leistungsverstärker für resonant erregte Aktoren

In den folgenden Abschnitten werden Konzepte erörtert, mit denen die oben genannten Anforderungen an die Verstärker erfüllt werden können. Berücksichtigt werden analoge und schaltende Verstärkerkonzepte.

Analoge Verstärker

Analoge Verstärker lassen sich prinzipiell auch für resonant betriebene Aktoren verwenden. Hier zeichnen sie sich ebenfalls durch eine sehr hohe Dynamik und Flexibilität aus. Der Gesichtspunkt der Flexibilität spielt eine gewichtige Rolle, wenn z. B. mit ein und demselben Verstärker verschiedene Aktoren mit unterschiedlichen Resonanzfrequenzen betrieben werden sollen.

Natürlich besteht auch hier der Nachteil, dass für die Kühlung der Leistungsstufe erheblicher Aufwand betrieben werden muss, was zum bereits erläuterten voluminösen Aufbau führt. Aus diesem Grund ist auch bei dieser Anwendung der Einsatz analoger Verstärker auf kleine Leistungen beschränkt [35]. Eine Ausnahme bildet die Verwendung im Labor. Da ist es hilfreich, einen flexiblen Verstärker zur Verfügung zu haben, und Volumen und Wirkungsgrad spielen nur eine untergeordnete Rolle.

Analoge Verstärker werden im Rahmen der Regelung piezoelektrischer Aktoren noch einmal aufgegriffen. Sie wurden in der Vergangenheit im Zusammenhang mit selbsterregten Schwingungssystemen häufig verwendet (siehe Kap. 2.5.1).

Schaltende Verstärker

In [28] wird ein Stromrichter vorgestellt, der ohne Filterung den Aktor speist. Als Ergebnis werden höhere Schwingungsmoden des Aktors angeregt. Ein weiterer Effekt, der beobach-

tet werden kann, sind massive elektromagnetische Störungen aufgrund der hohen auftretenden Stromimpulse, die beim schlagartigen Umladen der Piezokapazität auftreten. Aus diesen Gründen ist die direkte, blockförmige Speisung des Piezoaktors nicht empfehlenswert, und ein Filter sollte immer vorgesehen werden.

Ein ähnlicher Ansatz wird in [25] verfolgt. Hier wird ebenfalls auf eine Ausgangsfilterung verzichtet. Aufgrund hoher impulsförmiger Umladeströme und den damit einhergehenden elektromagnetischen Emissionen wurde ein LC-Filter ausgelegt, welches eine Butterworth-Charakteristik aufweist. Bei der Auslegung wurde die Knickfrequenz des Filters zu relativ hohen Frequenzen gelegt, sodass die Aktorspannung weiterhin näherungsweise rechteckförmig verläuft und harmonische Schwingungsanteile hoher Frequenzen gefiltert werden. Erreicht wird durch diese Auslegung, dass die elektromagnetischen Emissionen reduziert werden. Ferner ist das Volumen der benötigten Filterspule aufgrund der hohen Knickfrequenz gering. Alle anderen Schwingungsanteile müssen trotzdem den Strompfad durch die Piezokapazität wählen, was zu der bereits erwähnten Erwärmung des Aktors führt. Anstatt die Schaltfrequenz der Wechselrichterstufe gleich der Betriebsfrequenz des Aktors zu wählen, kann durch eine aufwändigere Pulsweitenmodulation erreicht werden, dass harmonische Schwingungsanteile zu höheren Frequenzen verschoben werden. Durch entsprechende Auslegung des Filters können somit harmonische Schwingungsanteile effektiv gefiltert werden, siehe [48] und [69], was bei hartem Schalten aber zu Lasten der Schaltverluste geht. Aufgrund der Zusatzbelastung des Aktors durch höher harmonische Schwingungsanteile kommen die beiden zuletzt angegebenen Verstärkerkonzepte für den Leistungsschall nicht in Frage. Darüber hinaus stellen die elektromagnetischen Emissionen ein Ausschlusskriterium dar.

In der Literatur weit verbreitet sind Resonanzfilter, die entsprechend ihrer reaktiven Bauelemente und ihrer Anordnung als LC- oder LLCC-Resonanzfilter bezeichnet werden [29, 35, 48, 49, 68, 69]. Die Wechselrichterstufe wird dabei mit der Resonanzfrequenz des Aktors getaktet. Aufgrund des resonanten Betriebs des Filters werden Harmonische sehr effektiv gefiltert, und ermöglichen darüber hinaus die Minimierung der Schaltverluste. Bezüglich der unterschiedlichen Betriebsarten der Ausgangsfilter unterscheidet man zwischen resonanten und nicht-resonanten Filtern [48]. Ausgewählte Topologien spannungseinprägend arbeitender Stromrichter mit einer direkten Netzgleichrichtung sind in Bild 2.19 dargestellt. Allen dargestellten Konzepten gemein ist die Verwendung einer Wechselrichterstufe als Vollbrückentopologie, die aus dem Zwischenkreis gespeist wird (U_d). Die wesentlichen Unterscheidungsmerkmale ergeben sich aus dem Ausgangsfilter, welches sich im Fall eines LC-Filters aus einer Längsspule L_{fs} und der Piezokapazität C_p zusammensetzt. Je nach Auslegung unterscheidet man beim LC-Filter zwischen resonantem Filter, wenn die Filterresonanzfrequenz in unmittelbarer Nähe zur Resonanzfrequenz des Aktors liegt, oder nicht-resonantem Filter. In diesem Fall liegt die Filterresonanzfrequenz oberhalb der Resonanzfrequenz des Aktors. Das Übertragungsverhalten eines LC-Filters ist einem Tiefpass gleichzusetzen. Das LLCC-Filter besteht zusätzlich aus einer Längskapazität C_{fs} und einer Parallelspeise L_{fp} . Es zeigt Bandpassverhalten. Verstärker mit einem Resonanzfilter sind aufgrund der erreichbaren hohen Wirkungsgrade und mit ihren geringen Belastungen des Aktors durch Oberschwingungen gut zur Speisung von Ultraschallaktoren geeignet. Nachteilig ist ihr eingeschränkter Arbeitsbereich, sodass meistens eine präzise Abstimmung auf

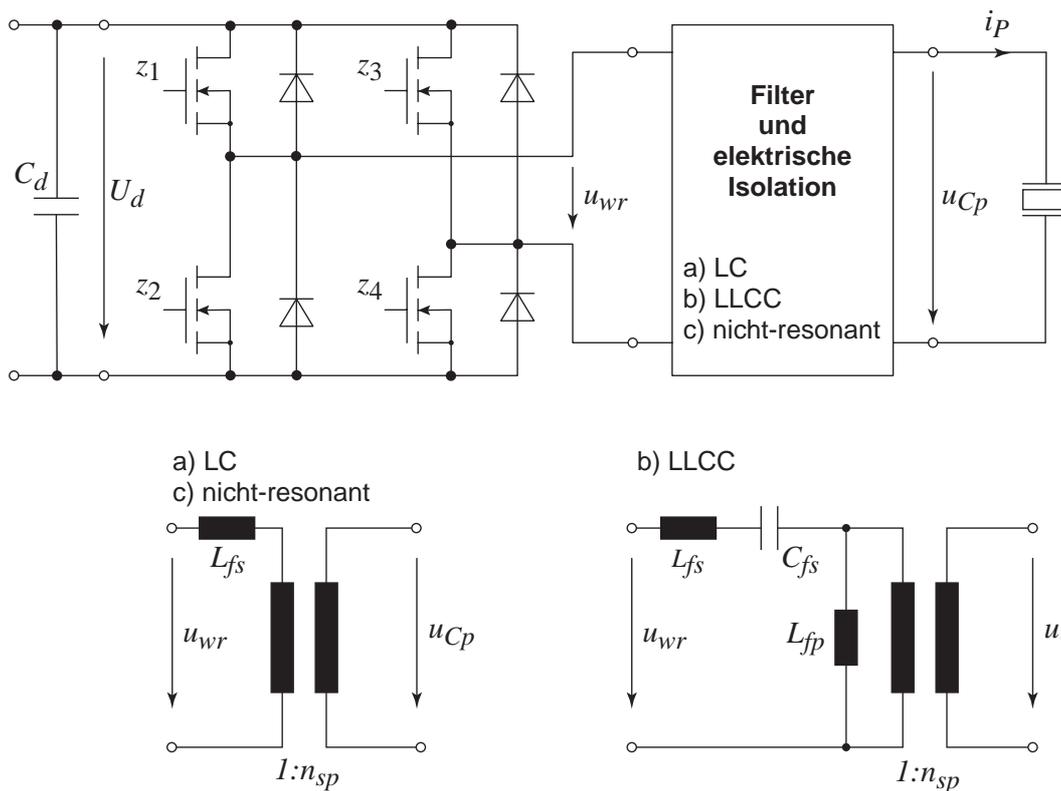


Bild 2.19: Spannungseingepögte Wechselrichterstufe in Vollbröckentopologie mit Ausgangsfilter und Aktorlast. Als Filter werden oft Resonanzfilter des Typs LC und LLCC verwendet. Alternativen sind nicht-resonante Filter [48, 69], die sich aus der Piezokapazität und der Längsspule L_{fs} zusammensetzen.

den piezoelektrischen Aktor erfolgen muss. In Kap. 4 wird detailliert auf die Unterschiede, Eigenschaften und Auslegung der angegebenen Konzepte eingegangen.

Weil bei Stromrichtern mit direkter Netzgleichrichtung eine annähernd konstante Gleichspannung zur Verfügung steht ($U_d \approx 325 \text{ V}$), muss die Amplitude der Aktorspannung u_{Cp} mittels Einstellung des Tastverhältnisses der Transistoren der Wechselrichterstufe eingestellt werden. Das hat zur Folge, dass die Wechselrichterstufe bei kleinen Spannungen nur schlechte Wirkungsgrade erzielt.

Topologien, die über eine aktive Eingangsstufe mit Regelung des Zwischenkreises verfügen verlagern die Teilaussteuerungen der aktiven Komponenten und schlechtere Wirkungsgrade in diese Stufe. Allerdings kann hier die Wechselrichterstufe permanent mit maximalem Tastverhältnis arbeiten und gewährleistet dabei den höchstmöglichen Wirkungsgrad. Ein Vorteil einer aktiven Eingangsstufe ist der geringe Klirrfaktor der erzeugten Aktorspannung zu nennen, der besonders niedrig ist, wenn die Wechselrichterschaltung mit maximalem Tastverhältnis arbeiten kann. Außerdem wird die Möglichkeit, dass die beiden Gegentaktwandler-Transistoren (T_1 und T_2) bezüglich eines gemeinsamen Potentials angesteuert werden können, häufig als Vorteil angeführt. Allerdings sind moderne sog. Controller-ICs in der Lage, ohne nennenswerten Mehraufwand Transistoren auch potentialgetrennt anzusteuern (z. B. *Bootstrap*-Technologie). Aus diesem Grund kann diese Aussage nicht als echter Vorteil angesehen werden.

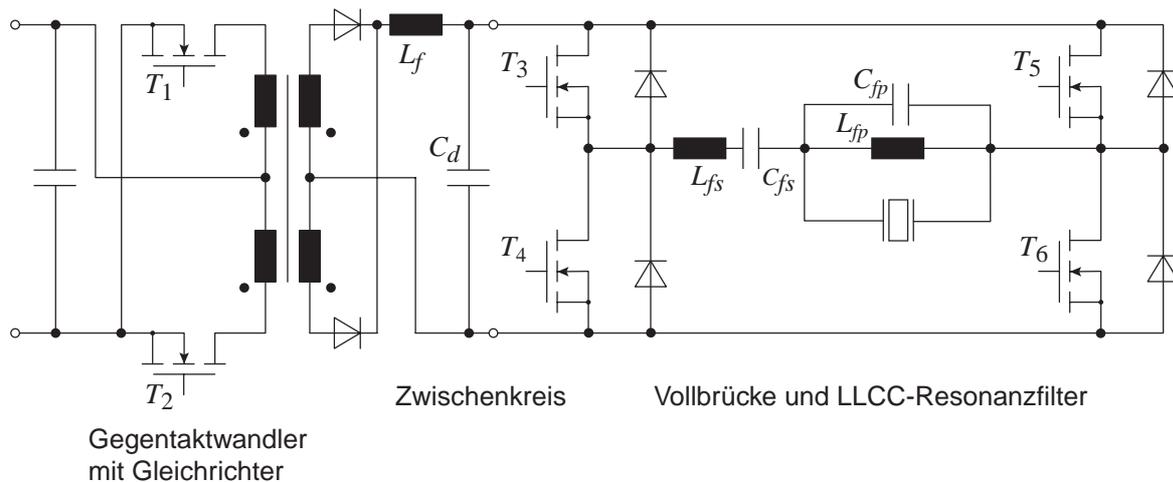


Bild 2.20: *Eingangsstufe mit spannungseinprägendem Gegentaktwandler mit Gleichrichter, siehe [26, 29, 36]. Die Wechselspannung wird mittels einer Vollbrücke erzeugt, die mit konstantem maximalen Tastverhältnis arbeitet. Die Amplitude der Aktorspannung wird durch den Gegentaktwandler eingestellt. Das LLCC-Filter filtert harmonische Schwingungsanteile.*

In [26, 29, 36] findet man Stromrichterbeispiele, bei denen die Zwischenkreisspannung mit Hilfe eines Gegentaktwandlers mit Gleichrichter erzeugt wird. Den Aufbau eines solchen Stromrichters mit einem LLCC-Resonanzfilter verdeutlicht Bild 2.20.

Nachteilig an diesem Verstärkerkonzept ist der aufwändige und schlecht ausgenutzte Transformator des Gegentaktwandlers. Wichtig für die Verminderung der transienten Überspannungen an Transistor T_1 und T_2 durch Streuinduktivitäten ist insbesondere, dass die Wicklungen eine gute magnetische Kopplung aufweisen. Erreichen kann man dies durch einen bifilaren Aufbau der Primär- und Sekundärwicklung, der allerdings sehr kostenintensiv ist. Weiterhin müssen die Transistoren T_1 und T_2 die doppelte stationäre Sperrspannung als beim Einsatz in einer Brückenschaltung aufweisen. Darüber hinaus ist die erreichbare Dynamik der Amplitudenregelung geringer, als bei einer Änderung des Tastverhältnisses der Vollbrücke. Zusätzlich muss, obwohl die Wechselrichterstufe mit maximalem Wirkungsgrad betrieben werden kann, mit zusätzlichen Verlusten aufgrund der zusätzlichen aktiven Bauelemente gerechnet werden. Eine erweiterte Variante dieser Topologie wird in [36] vorgestellt. Dabei wird zur Energierückgewinnung ein Transformator im Ausgangskreis vorgesehen, der über einen weiteren Gleichrichter in den Spannungszwischenkreis einspeist. Außerdem wird eine Stromeinprägung mit Hilfe einer zusätzlichen Längsinduktivität vorgesehen. Wegen des vergleichsweise sehr hohen Aufwandes ist allerdings, wie auch schon in [48] eingeschätzt, eine breite Anwendung dieses Konzepts fraglich.

Gegentaktwandler sind prinzipiell auch für die Wechselrichterstufe geeignet. In [27] wird ein durch einen Tiefsetzsteller (*buck converter*) stromgespeicherter Gegentaktwandler vorgestellt, der zusätzlich mit einem LC-Filter in Parallelschaltung abgeschlossen wird. Die entsprechende Topologie zeigt Bild 2.21.

Die Eingangsstufe stellt den gewünschten Strom ein, während der Gegentaktwandler mit konstantem, maximalem Tastverhältnis arbeitet. Nach [27] wird in der Praxis statt zweier diskreter Bauelemente in Form des Transformators und der Parallelspeule des Ausgangsfil-

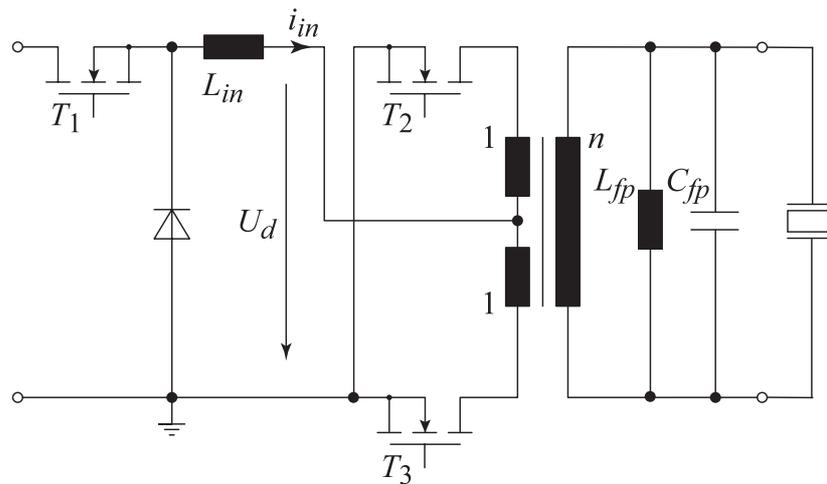


Bild 2.21: Stromgespeister Gegentaktwandler mit LC-Parallelschwingkreis nach [27].

ters der Aufbau eines integrierten Bauelementes bevorzugt. Dadurch können Kosten und Volumen reduziert werden. Dabei bleibt aber natürlich die Forderung nach einer guten magnetischen Kopplung bestehen, sodass aufgrund der bifilaren Wicklungsweise eine aufwändigere Fertigung vorliegt. Ein weiterer Vorteil des LC-Parallelschwingkreises ist die Möglichkeit, Kabelkapazitäten (C_{cbl}) der Versorgungsleitungen des Aktors mit als Schwingkreiskapazität zu nutzen. Die Kapazität C_{fp} sorgt für eine Stabilisierung der Aktorimpedanz, die – wie bereits ausgeführt – aufgrund der z. T. sehr hohen Güte stark veränderlich ist. Diese Aspekte werden auch in [69] behandelt. Die Vor- und Nachteile des Gegentaktwandlers bei Verwendung als Wechselrichter können direkt von seinem Einsatz als Eingangsstufe übernommen werden.

In [33] wird eine Topologie vorgestellt, die eingangsseitig aus einem Hochsetzsteller (*boost converter*) besteht. Dessen Ausgang stellt eine Zwischenkreisspannung zur Verfügung, die eine Halbbrücke speist. Ein LC-Resonanzfilter sorgt für sinusförmige Spannungsverläufe am Aktor.

Zusammenfassend lässt sich festhalten, dass es eine breite Auswahl möglicher Topologien auf Basis schaltender Verstärker gibt, die prinzipiell geeignet zur Speisung piezoelektrischer Aktoren sind. Eine Prinzipübersicht der in der Literatur vorgestellten Schaltungsvarianten stellt Bild 2.22 dar.

Zwar erlauben aktive Eingangsstufen einen optimierten Betrieb der Wechselrichterstufe, allerdings werden bei geringen Aussteuerungen die schlechten Wirkungsgrade in eben diese Eingangsstufe verlagert. Aufgrund des erhöhten Schaltungsaufwands ist im Rahmen dieser Arbeit kein wesentlicher Vorteil gegenüber einer einfacheren direkten Netzgleichrichtung ersichtlich. Damit einher geht, dass der Miniaturisierungsgrad derartiger Realisierungen abnimmt. Problematisch ist auch die geringere Dynamik bei der Einstellung der Spannungsamplituden im Vergleich zur Änderung des Tastverhältnisses direkt durch die Wechselrichterstufe.

Gegentaktwandler stellen vergleichsweise hohe Anforderungen an den Transformator, was sich in hohem Herstellungsaufwand und Kosten niederschlägt. Halbbrücken und Voll-

brückentopologien sind in ihrer Wirkungsweise sehr ähnlich, wobei die Transistoren der Halbbrücke mit der doppelten Strombelastung ausgelegt werden müssen, als bei Verwendung einer Vollbrücke. Der höhere Realisierungsaufwand der Vollbrücke ist aufgrund der verfügbaren integrierten Controller-Bausteine heute aber vertretbar.

Resonanzfilter erlauben die Speisung des Piezoaktors mit sinusförmigen Strömen bzw. Spannungen, was nach [31] auch einem optimalen Spannungsverlauf entspricht. Ihr entscheidender Nachteil sind einerseits hohe Kosten der Filterkomponenten und andererseits ihr benötigtes Volumen. Der Verzicht auf ein Ausgangsfilter ist gerade bei höheren Leistungen keine Alternative und führt zu hohen elektromagnetischen Emissionen und höheren Belastungen des Aktors. Aus Sicht der Miniaturisierung und hoher spektraler Güte der Speisespannung sind Pulsstromrichter auf Basis einer Vollbrücke mit nachgeschaltetem nicht-resonanten Ausgangsfilter hervorzuheben.

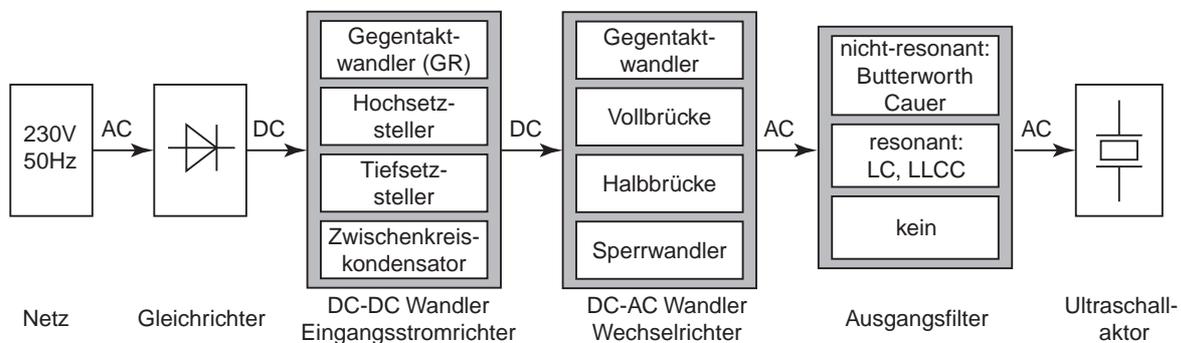


Bild 2.22: Zusammenfassung bekannter und dokumentierter Schaltungsvarianten schaltender Verstärker zur resonanten Speisung piezoelektrischer Ultraschall-Aktoren.

2.5 Regelungsverfahren für Ultraschall-Aktoren

Im vorangegangenen Abschnitt wurde gezeigt, daß für einen effizienten Betrieb die Regelung der Phase zwischen Aktorstrom und -spannung und der Auslenkung bzw. Stromamplitude notwendig ist. Für die Regelung sind verschiedene Konzepte denkbar, die diese Aufgabe erfüllen können, von denen hier die Wichtigsten vorgestellt werden. Das Prinzip der selbsterregten Schwingungssysteme nimmt dabei eine Sonderstellung ein, weil die Regelung des optimalen Betriebspunktes in die Leistungsstufe integriert ist. Bei den anderen Regelungsverfahren ist die Regelung unabhängig von der Leistungsstufe.

2.5.1 Selbsterregte Schwingungssysteme

Die Verwendung von Oszillatorschaltungen ist eine klassische Methode der Speisung piezoelektrischer Ultraschallaktoren bei gleichzeitiger Frequenznachführung. Der Ultraschall-Leistungswandler wird als Resonator eingesetzt, der die Frequenz, mit der das System arbeiten soll, vorgibt. Dieses Verfahren wird z. B. auch zur Taktgenerierung bei digitalen

Schaltungen verwendet. Die Funktionsweise beruht auf einem rückgekoppelten linearen Verstärker, wobei die Rückkopplung über ein geeignetes Netzwerk und den Piezoaktor erfolgt. Bemerkenswert an diesem Aufbau ist, dass der Piezoaktor integraler Bestandteil des Leistungsteils ist, und daher eine separate Meßwerterfassung nicht notwendig ist. Realisierungsvarianten sind z. B. in [1] oder in [4] beschrieben. In [37] wird erläutert, wie ein so genannter *Colpitts*-Oszillator verwendet wird, um den Vibrationsalarm einer Armbanduhr zu realisieren. Der *Colpitts*-Oszillator ist als Schaltung zur Takterzeugung digitaler Schaltungen weit verbreitet. Dann werden allerdings Quarze verwendet, die bei sehr hohen Frequenzen schwingen. Andere Schaltungskonzepte verwenden eine zusätzliche Sensorelektrode des Aktors, um ein Signal auf den Steuerkreis der Leistungsstufe zurückzukoppeln, siehe z. B. [38, 39].

Nachteilig am Prinzip der selbsterregten Schwingungen ist, dass die Bauteile sehr hohen Anforderungen entsprechen müssen, damit die Schaltung zuverlässig arbeitet. Bereits geringe Variationen der Bauteilparameter, z. B. Bauteiltoleranzen oder Temperaturschwankungen, können zur Verletzung der Schwingbedingungen führen, so daß sich keine selbsthaltende Schwingung etablieren kann. Das verlangt eine sorgfältige Abstimmung der Bauteile des Gesamtsystems und große Erfahrung bei der Auslegung.

An ein und derselben Leistungsstufe können ohne sorgfältige erneute Abstimmung nicht unterschiedliche Ultraschallaktoren betrieben werden. Berücksichtigt man außerdem, dass die Piezokapazität stark von der Umgebungstemperatur bzw. Betriebstemperatur abhängt, kann ein zuverlässiger und robuster Betrieb dieser Schaltung kaum erwartet werden. Nach [41] ist der Arbeitspunkt piezoelektrischer Aktoren mit hoher mechanischer Güte kaum mit diesem Verfahren regelbar. Das ist mit den hohen Fluktuationen der Impedanz durch angreifende Kräfte begründbar. Aus diesem Grund beschränkt sich das Einsatzgebiet dieser Kombination aus Verstärker und Regelung auf vergleichsweise stark gedämpfte Systeme, wie sie z. B. bei der Ultraschall-Reinigung vorliegen.

Die Verwendung selbsterregter Schwingungssysteme für die resonante Ansteuerung piezoelektrischer Ultraschallaktoren war in den 60er und 70er Jahren verbreitet. Aufgrund der beschriebenen Nachteile und der Verfügbarkeit preiswerter, geeigneter, integrierter Steuer-ICs hat ein derart betriebenes System heute eine beschränkte Anwendungsbandbreite.

2.5.2 Phasenregelkreise (*Phase Locked Loop, PLL*)

Im Gegensatz zu den selbsterregten Oszillatorschaltungen, bei denen der Aktor Bestandteil des Rückkopplungssystems des Verstärkers ist, stellt er bei den Phasenregelkreisen eine eigenständige Komponente dar. Man wertet hier die Phasenverschiebung zwischen der Speisespannung und dem vom Aktor aufgenommenen Strom aus. Entsprechend der elektrischen Eingangsadmittanzkennlinie nach Bild 2.13 kann auf diese Weise der Phasennulldurchgang als Indikator für die Resonanz des Aktors verwendet werden. Wie Bild 2.13 und den dazugehörigen Ausführungen entnommen werden kann, ist allerdings zu berücksichtigen, dass dieser Phasennulldurchgang nur eine Näherung ist. Ohne weitere Ergänzungen des Regelalgorithmus muss darüber hinaus vorausgesetzt werden, dass ein Phasennulldurchgang vorhanden ist (also $M > 2$, siehe Kap. 2.3).

Unter der Annahme, dass zu Beginn des Regelvorganges die Arbeitsfrequenz unterhalb der Resonanz liegt, wird eine positive Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung gemessen. Demzufolge wird die Frequenz vergrößert. Sobald diese größer als die Resonanzfrequenz wird, wird eine negative Phasenverschiebung detektiert, und die Anregefrequenz muss verringert werden. Wird die Phasenverschiebung zu Null, stimmen Anrege- und Aktorkennfrequenz überein, und der Aktor wird im optimalen Betriebspunkt betrieben. Liegt eine hohe Dämpfung des Aktors vor ($M < 2$), wird immer eine positive Phasenverschiebung gemessen und somit die Anregefrequenz immer weiter vergrößert. Die Regelung ist in diesem Fall instabil.

In Bild 2.23 ist ein Phasenregelkreis in einem Blockdiagramm dargestellt. Als Frequenzgenerator wird ein spannungsgesteuerter Oszillator (VCO, *voltage controlled oscillator*) verwendet. Der VCO steuert die leistungselektronische Speiseeinrichtung an, welche die für den Betrieb des Aktors erforderliche Leistung bereitstellt. Der am Aktor gemessene Strom $i_P(t)$ und die Spannung $u_{Cp}(t)$ weisen die Phasenverschiebung $\varphi_{el}(t)$ auf, die mittels eines Phasendetektors gemessen wird. Dessen Ausgangssignal $u_{PD}(t)$ wird einem so genannten Schleifenfilter zugeführt, das die Funktion eines Reglers übernimmt. Es beeinflusst z. B. das dynamische Verhalten der Phasenregelung und den verbleibenden Fehler der Phasenverschiebung zwischen Aktorstrom und -spannung. Das Ausgangssignal $u_F(t)$ des Filters dient als Eingangssignal für den VCO.

Für eine gegenüber dem Strom voreilende Spannung $u_{Cp}(t)$ detektiert der Phasendetektor eine positive Phasenverschiebung. Dieses Signal gelangt über das Schleifenfilter zum VCO und veranlasst somit eine Erhöhung der Frequenz von $u_{VCO}(t)$. Bei negativen Phasenverschiebungen wird die Frequenz verringert. Sobald die Resonanzfrequenz des Aktors erreicht ist, verschwindet die Phasenverschiebung.

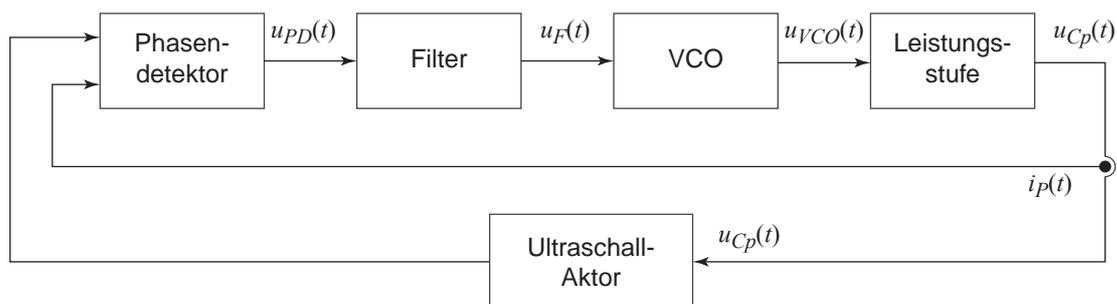


Bild 2.23: Betriebsfrequenzregelung mit einem Phasenregelkreis (PLL).

Die aufwändigere Meßwerterfassung, die für den Phasenregelkreis notwendig ist, stellt einen Nachteil dieses Verfahrens gegenüber dem in Kap. 2.5.1 behandelten dar. Der bedeutende Vorteil ist, dass mit Hilfe integrierter Schaltkreise eine Arbeitspunktregelung realisiert werden kann, mit der durch einfache Änderungen von Schaltungsparametern verschiedenste Piezoaktoren mit nahezu beliebiger Resonanzfrequenz betrieben werden können. Die Phasenregelung ermöglicht die Nachführung der Frequenz, sodass auch Ultraschall-Aktoren betrieben werden können, deren Belastung die Kennfrequenz verschiebt. Neben

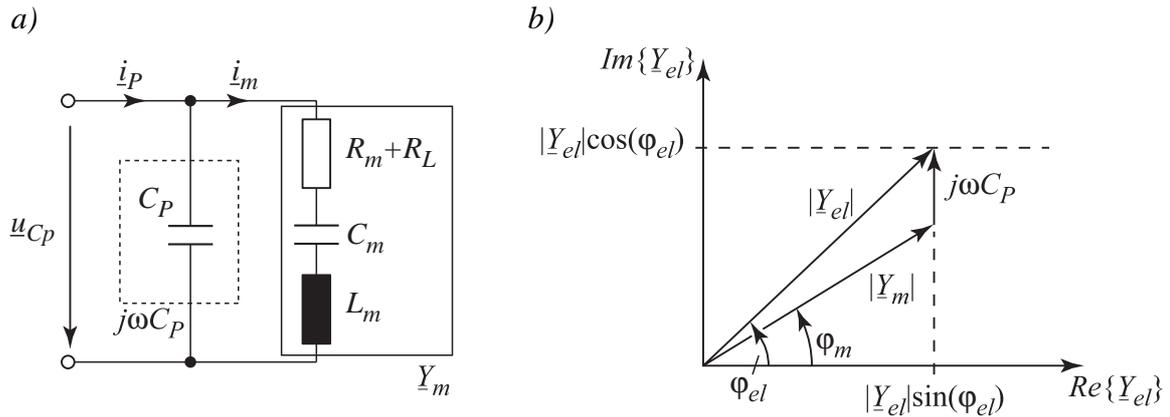


Bild 2.24: Berechnung der Phase des mechanischen Subsystems anhand a) des Ersatzschaltbildes und b) des dazugehörigen Zeigerdiagramms.

der höheren Robustheit liegt darin auch der entscheidende Vorteil im Vergleich zu den selbsterregten Schwingungssystemen.

Ist für einen vorliegenden Aktor die Piezokapazität bekannt, ist eine Anpassung des PLL-Prinzips möglich, siehe [40, 45]. Dies erlaubt dann die Regelung stärker gedämpfter Aktoren mit $M < 2$. Dazu bestimmt man aus der Aktor-Klemmenspannung und dem Laststrom zunächst die komplexe elektrische Eingangsadmittanz (siehe auch Bild 2.24)

$$\underline{Y}_{el} = \frac{\hat{I}_P}{\hat{U}_{Cp}} = j\omega C_P + \frac{1}{R_m + j\omega L_m + \frac{1}{j\omega C_m}}. \quad (2.20)$$

Durch Subtrahieren des Anteils der Piezokapazität $j\omega C_P$ erhält man daraus die Kernadmittanz \underline{Y}_m . Aufgelöst nach Real- und Imaginärteil ergibt sich

$$\begin{aligned} \operatorname{Im}\{\underline{Y}_m\} &= \operatorname{Im}\{\underline{Y}_{el}\} - \omega C_P = |\underline{Y}_{el}| \sin(\varphi_{el}) - \omega C_P \\ \operatorname{Re}\{\underline{Y}_m\} &= \operatorname{Re}\{\underline{Y}_{el}\} = |\underline{Y}_{el}| \cos(\varphi_{el}). \end{aligned} \quad (2.21)$$

Die Phase φ_m dient nun als Eingangsgröße für das Schleifenfilter eines herkömmlichen Phasenregelkreises und berechnet sich aus

$$\varphi_m = \operatorname{atan}\left(\frac{\operatorname{Im}\{\underline{Y}_m\}}{\operatorname{Re}\{\underline{Y}_m\}}\right) = \operatorname{atan}\left(\frac{|\underline{Y}_{el}| \sin(\varphi_{el}) - \omega C_P}{|\underline{Y}_{el}| \cos(\varphi_{el})}\right). \quad (2.22)$$

Die Folge ist, dass jetzt der Phasennulldurchgang der Kernadmittanz als Indikator für die Resonanz dient, vgl. mit Bild 2.13 b.

Eine weitere Ergänzung des PLL-Prinzips erreicht man durch eine adaptive Schleifenverstärkung des Phasenregelkreises. Dies ist dahingehend von Interesse, dass die Schleifenverstärkung u. a. maßgeblich von der Steigung der Phasenkennlinie abhängig ist. Für zunehmende Dämpfung wird aber die Steigung verringert, wie auch Bild 2.13 b verdeutlicht. Wenn diese Steigungsänderung durch Anpassung der Verstärkung des Schleifenfilters kompensiert wird, erhält man einen adaptiven Phasenregelkreis (APLL), siehe dazu auch [45].

Dazu muss die Phasenkennlinie hinsichtlich ihrer Steigung im Phasenulldurchgang ausgewertet werden, in dem zu Beginn des Regelvorganges, wenn noch keine Last auf den Aktor einwirkt, zunächst eine Initialisierung durchgeführt wird.

Diese Startroutine arbeitet folgende Arbeitsschritte ab:

1. Festlegen eines Startwertes für die Frequenz f_{Start} und eines geschätzten Verstärkungsfaktor für das Schleifenfilter, siehe Bild 2.25.
2. Der Regler startet mit den in Schritt 1 festgelegten Startparametern. Sein erster Referenzwert ist die Frequenz f_1 , bei der die Phase φ_1 zu 45° wird. Dieser Wert wird in einem Zwischenspeicher abgelegt.
3. Der Referenzwert ist im Folgenden $\varphi_0 = 0^\circ$. Die dazugehörige Frequenz ist die Resonanzfrequenz im Leerlauf des Aktors. Auch dieser Wert wird in einem Zwischenspeicher abgelegt.
4. Berechnung des Verstärkungsfaktors K_0 aus der Steigung der Phasenkennlinie des unbelasteten Aktors in Resonanz gem. Schritt 2 mit

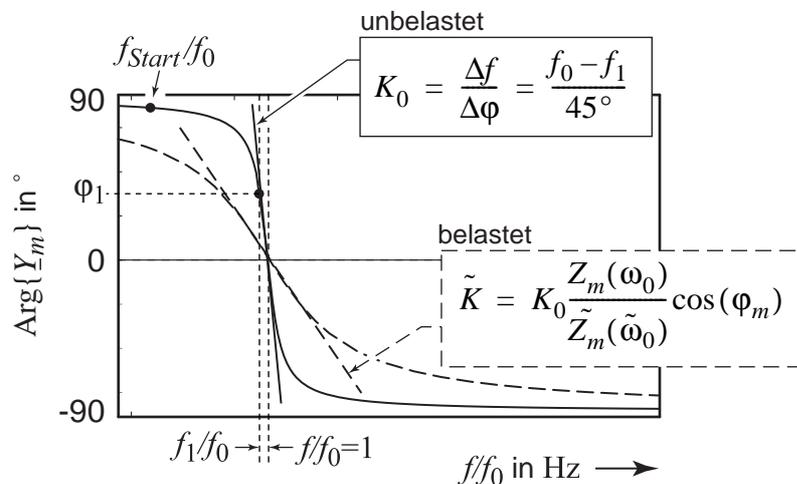
$$K_0 = \frac{\Delta f}{\Delta \varphi} = -\frac{f_0 - f_1}{45^\circ}. \quad (2.23)$$

5. Abspeichern des berechneten Wertes K_0 und der bei f_0 gemessenen Admittanz $Z_{m0} = \hat{U}_{Cp} / \hat{I}_p$, d. h. $Z_{m0} = 1/Y_{el}$.
6. Ende der Initialisierungsroutine.

Die Impedanz in der Resonanz des unbelasteten Aktors wird durch $Z_{m0}(\omega_0)$ beschrieben, während $\tilde{Z}_m(\tilde{\omega}_0)$ die Impedanz des belasteten Aktors beschreibt. Für die Resonanzfrequenz des belasteten Aktors gilt $\tilde{\omega}_0 = \sqrt{(c_m + c_L)/m_m}$. Für das Steigungsverhältnis der Phasenkennlinien des belasteten und unbelasteten Aktors erhält man (\tilde{K} : belasteter Aktor, K_0 : unbelasteter Aktor):

$$\frac{\tilde{K}}{K_0} = \frac{Z_m(\omega_0)}{\tilde{Z}_m(\tilde{\omega}_0)}. \quad (2.24)$$

Bild 2.25: Startroutine und Berechnungen für den adaptiven Phasenregelkreis (APLL). Ziel ist die Anpassung der Schleifenverstärkung des Phasenregelkreises, die wegen der Prozessdämpfung starken Schwankungen unterliegt.



Für den Fall, dass ein sehr langsamer Regelkreis aufgebaut wurde (z. B. mit Hilfe einer Laboreinrichtung auf Basis von HPIB-Schnittstellen) bietet sich nach [45] eine Erweiterung an. Dazu werden kleine Abweichungen der aktuell gemessenen Impedanzen zugelassen. Es ergibt sich dann entsprechend Bild 2.26 die Gleichung

$$\frac{\tilde{K}}{K_0} = \frac{Z_m(\omega_0)}{\tilde{Z}_m(\tilde{\omega}_0)} \cos(\varphi_m). \quad (2.25)$$

Die aktuelle Verstärkung des Schleifenfilters berechnet sich demzufolge nun aus

$$\tilde{K} = K_0 \frac{Z_m(\omega_0)}{\tilde{Z}_m(\tilde{\omega}_0)} \cos(\varphi_m), \quad (2.26)$$

und erlaubt somit die Kompensation der Steigungsänderung der PLL, die durch eine Dämpfung des piezoelektrischen Systems verursacht wird. Der Winkel φ_m ist dabei die aktuell ermittelte Phase der Kernadmittanz $\underline{Y}_m(\omega)$.

Die APLL benötigt eine möglichst genaue Vorgabe der Piezokapazität C_p . Die Genauigkeit muss dabei um so höher sein, je geringer die Gütezahl M des Aktors während des Betriebs wird. Lässt man bei der Vorgabe der Kapazität zu große Toleranzen zu, versagt ggf. der APLL-Algorithmus. Kritisch ist in diesem Zusammenhang auch die hohe Temperaturabhängigkeit der Piezokapazität zu sehen. Im Folgenden wird das APLL-Verhalten genauer erläutert und mit Messungen belegt.

Die Phasenverläufe eines Piezoaktors mit einer Gütezahl von $M \approx 3,5$ und einer Bandbreite von $B \approx 92$ Hz sind in Bild 2.27 dargestellt. Außerdem finden sich in dem Bild noch die geschätzten Verläufe für den Fall, dass die Schätzung der Piezokapazität $C_{p, ist}$ eine Abweichung aufweist:

$$\Delta C_p = \frac{C_{p, ist} - C_{p, soll}}{C_{p, soll}}. \quad (2.27)$$

Der in Bild 2.27 grau dargestellte Bereich wird begrenzt durch gestrichelte Linien welche die Maximalwerte von $\Delta C_p = 0,6 \dots 1,4$ markieren und repräsentieren eine prozentuale Abweichung der geschätzten zur tatsächlichen Kapazität von $\pm 40\%$. Diese Abweichungen können durch eine von Anfang an fehlerhaft identifizierte Kapazität oder durch die Kapazitätsdrift verursacht durch die Erwärmung des Aktors verursacht werden. Selbstverständlich ist

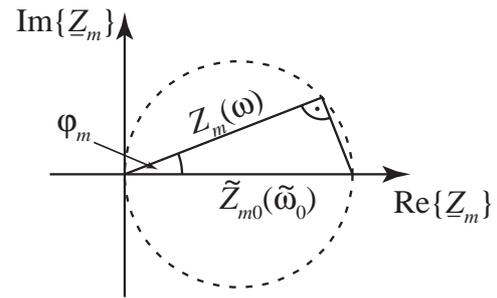


Bild 2.26: Ortskurve der Kern-Impedanz eines belasteten Aktors.

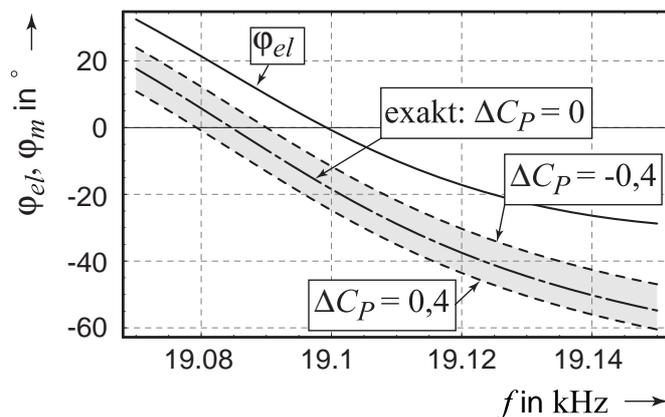


Bild 2.27: Reale und geschätzte Phasenverläufe eines Piezoaktors für $M > 2$ bei exakt bekannter Piezokapazität ($C_{p, soll}$) und bei fehlerbehafteten Schätzungen in einem Bereich von $\Delta C_p = -0,4 \dots 0,4$.

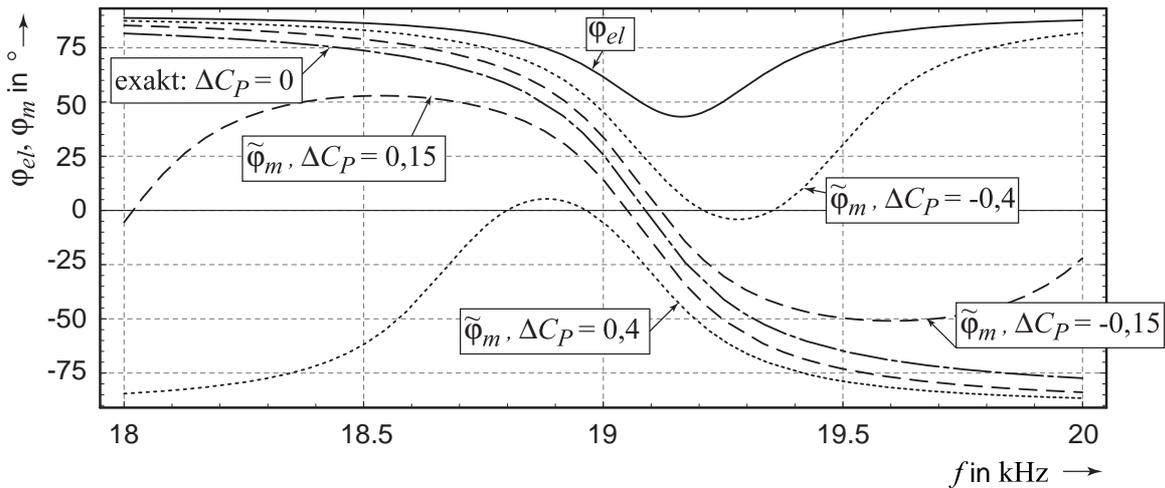


Bild 2.28: Berechnete Phasenverläufe φ_m bei Gütezahlen $M < 2$.

eine Überlagerung beider Fehler zu berücksichtigen. Erkennbar ist eine Abweichung zwischen den Phasennulldurchgängen der Eingangsadmittanz φ_{el} und der Kernadmittanz φ_m für den Fall, dass die Piezokapazität exakt bekannt ist ($C_{P, \text{soll}}$). Diese Abweichung ist auf die Näherung $\varphi_{el,0} \approx \varphi_{m,0}$ zurückzuführen, die besagt, dass der Phasennulldurchgang der elektrischen Eingangsadmittanz mit dem der Kernadmittanz zusammenfällt. Der Fehler, der sich dabei ergibt ist allerdings vernachlässigbar. Sobald sich die geschätzte Kapazität $C_{P, \text{ist}}$ von ihrem realen Wert unterscheidet, wird der berechnete Phasennulldurchgang der Kernadmittanz $\tilde{\varphi}_m$ fehlerhaft bestimmt, so dass auch die errechnete Resonanzfrequenz nicht mit dem realen Wert übereinstimmt. Wichtig ist es zu bemerken, dass der Effekt um so gravierender wird, je kleiner die Gütezahl M wird. Diese Zusammenhänge werden an Bild 2.28 erläutert. Es liegt der gleiche Aktor vor, der allerdings durch Prozessdämpfung nur noch eine Gütezahl von $M \approx 0,87$ bei einer Bandbreite von $B \approx 370$ Hz aufweist. Aufgrund der niedrigen Gütezahl weist die Phase der Eingangsadmittanz $\underline{Y}_{el}(\omega)$ keinen Nulldurchgang auf. Im Falle einer exakt bestimmten Piezokapazität stimmen der reale und der geschätzte Verlauf der Phase $\tilde{\varphi}_m$ überein. Je größer die Abweichung zwischen der geschätzten zur realen Piezokapazität ist, desto größer wird auch die Differenz zwischen Schätzung und realem System. In dem in Bild 2.28 dargestellten Fall tritt für eine Abweichung von $\Delta C_P = \pm 0,15$ links bzw. rechts vom Phasennulldurchgang der Resonanz eine weitere Nullstelle auf. Wächst der Fehler der identifizierten Kapazität weiter an (z. B. $\Delta C_P = \pm 0,4$) droht sogar der Phasennulldurchgang des geschätzten Systems zu verschwinden. In dem in Bild 2.28 dargestellten Fall würde dazu eine leichte weitere Verringerung der Gütezahl ausreichen. In diesem Fall könnte die Regelung nicht mehr funktionieren.

Die theoretisch erarbeiteten Ergebnisse zur Empfindlichkeit des APLL-Algorithmus hinsichtlich der identifizierten Piezokapazität $C_{P, \text{ist}}$ können messtechnisch belegt werden. Dazu wurde eine Messreihe durchgeführt, für die ein Aktor in ein Wasserbad eingetaucht wurde. Durch die Dämpfung des Wassers kann bequem die Gütezahl M verstellt werden, in dem die Eintauchtiefe variiert wird. Die aufgenommen Kennlinien sind in Bild 2.29 dargestellt, wobei die unterschiedlichen Eintauchtiefen mit den Buchstaben a...d gekennzeichnet sind. Der APLL-Algorithmus berechnete die geschätzten Phasenverläufe für eine exakt angegebene sowie jeweils für eine zu groß und zu niedrig vorgegebene Kapazität. Nur die

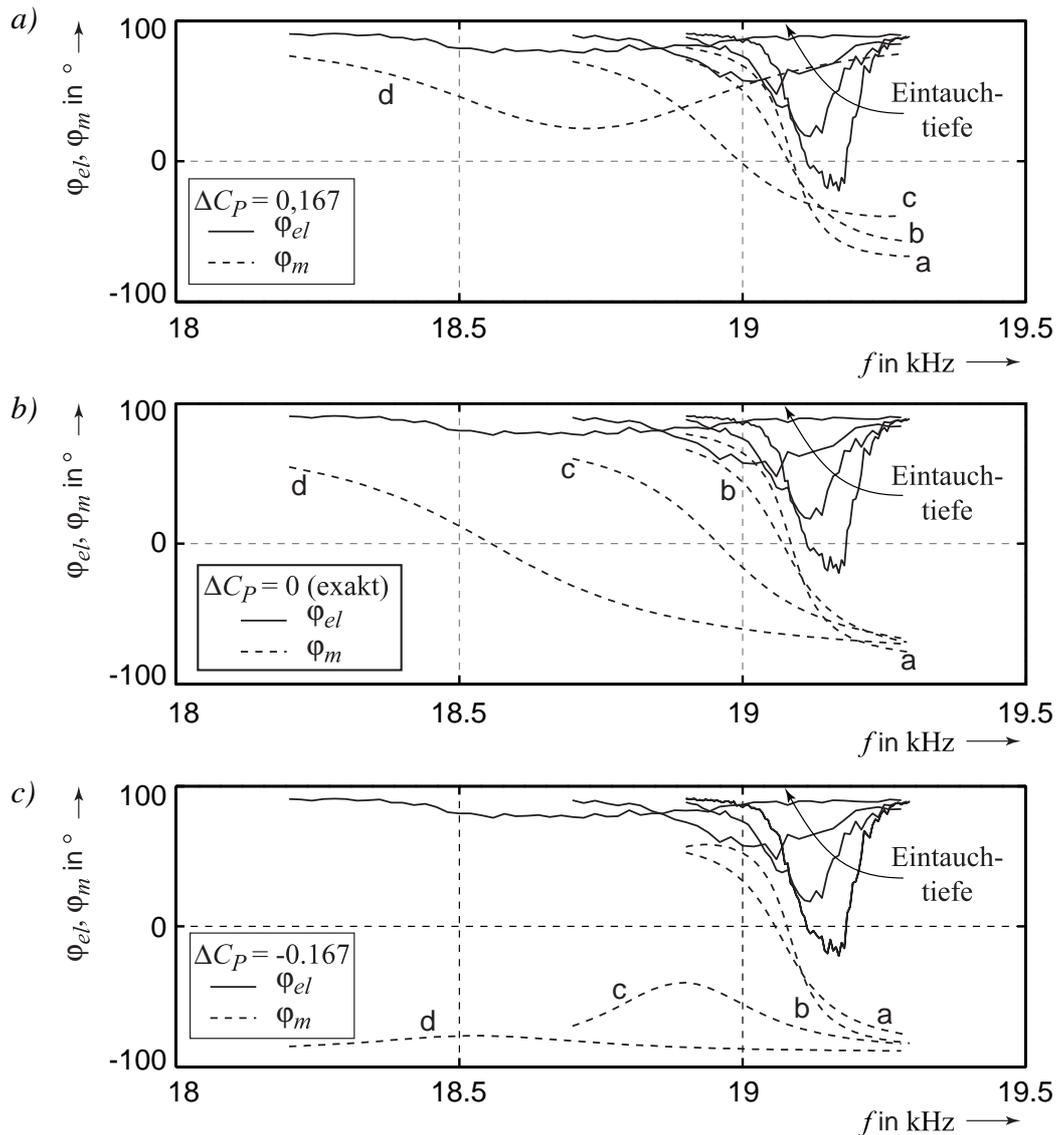


Bild 2.29: Einfluss einer fehlerhaft identifizierten Piezokapazität auf den APLL-Algorithmus. Dämpfung eines Aktors durch Eintauchen in Wasser.

- a) zu groß angenommene Kapazität $\Delta C_P = 0,167$,
 b) exakte Kapazität $\Delta C_P = 0$ und
 c) zu klein angenommene Kapazität $\Delta C_P = -0,167$.

mit dem exakt identifizierten Kapazitätswert arbeitende APLL bildet den Phasenverlauf präzise ab, vgl. Bild 2.29 b. Mit zunehmender Eintauchtiefe (oder abnehmender Gütezahl) erkennt man durch Vergleich von Bild 2.29 a und c mit Bild 2.29 b, dass die errechneten Nulldurchgänge leicht entlang der Frequenzachse verschoben sind. Gleichzeitig verdeutlichen die Kennlinien bei zunehmender Dämpfung, also für größere Eintauchtiefen, dass die berechneten Phasenkenlinien keinen Nulldurchgang mehr abbilden. Das trifft in Bild 2.29 a für Kennlinie d, und in Bild 2.29 c für die Kennlinien c und d zu.

2.5.3 Strommaximum

Der Rechenaufwand zur Regelung piezoelektrischer Aktoren mit Hilfe der Phasenregelkreise ist zum Zeitpunkt des Verfassens der vorliegenden Arbeit noch erheblich. Verwendet man statt des Phasennulldurchgangs der elektrischen Eingangsadmittanz das frequenzabhängige Amplitudenmaximum des Aktorstroms i_p als Indikator für die Resonanzfrequenz, kann ein wesentlich einfacherer Regelalgorithmus verwendet werden.

Zu jedem Abtastzeitpunkt N wird der nächste Frequenzschritt $f(N)$ aus der momentanen Laststromänderung ΔI und dem vorangegangenen Frequenzschritt $\Delta f(N-1)$ berechnet, vgl. mit der schematischen Darstellung nach Bild 2.30. Den jeweiligen Arbeitspunkten (A, B) entsprechend kann somit eine Tabelle erstellt werden, die den gesamten Regelalgorithmus abbildet.

$\Delta I(N)$	$\Delta f(N-1)$	Arbeitspunkt	$f(N)$
>0	>0	A	>0
>0	<0	B	<0
<0	>0	B	<0
<0	<0	A	>0

Tabelle 2.1: Wertetabelle für den Strommaximum-Regler.

Nachteilig an diesem Regelungskonzept ist, dass man sich je nach Frequenzschrittweite immer um das Maximum des Stromes und somit um die Resonanz des Aktors herum bewegt. Je nach gewählter Schrittweite kann man somit relativ präzise die Resonanzfrequenz treffen. Wird die Schrittweite aber sehr gering gewählt, dauert der Anregelvorgang, bis die aktuelle Resonanzfrequenz gefunden wird, länger. Sinnvoll ist demzufolge eine dynamische Schrittweitenanpassung: Ist die Änderung des Stromes nur gering, dann ist die Frequenz noch weit von der Resonanz entfernt. Daher kann eine größere Schrittweite gewählt werden. Bei kleinen Änderungen der Stromamplitude erfolgt bereits eine Anregung des Aktors in der Nähe der Resonanz, und im Interesse einer möglichst präzisen Regelung sollte die Frequenzschrittweite reduziert werden.

Eine schaltungstechnische Realisierung bestehend aus einem Abtast-Halteglied sowie einigen digitalen und analogen Bauelementen wird in [30] präsentiert.

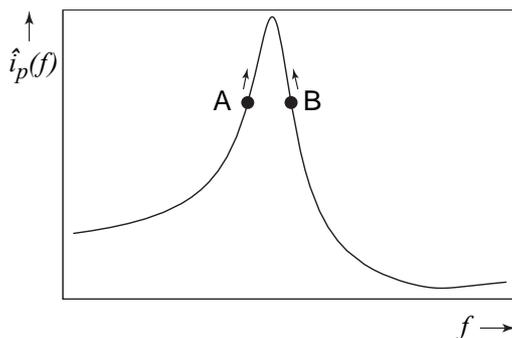


Bild 2.30: Resonanzregelung mit Hilfe des Strommaximums, vgl. [30]. Ausgehend vom momentanen Betriebspunkt A bzw. B und von der im vorherigen Abtastschritt ausgeführten Frequenzänderung, wird entweder die Frequenz vergrößert oder verringert.

2.6 Zusammenfassung und Auswahl geeigneter Leistungsverstärker-Topologien

Die Ergebnisse zum Stand der Technik zeigen, dass sich piezoelektrische Aktoren in der Ultraschalltechnik bereits seit vielen Jahren in vielfältigen Anwendung durchgesetzt haben. Neue Anwendungsgebiete sind vor allem Schwingungsmotoren, wie sie beispielsweise in Objektiven aktueller Spiegelreflexkameras zum Einsatz kommen. Klassische Anwendungen sind die Ultraschall-Reinigung sowie das Ultraschall-Schweißen.

Hinsichtlich der Spannungsversorgungen konzentrieren sich naturgemäß die Tagungsbeiträge der letzten Jahre in erster Linie auf die innovativeren Anwendungen. Da diesen aber größtenteils eine höhere Dämpfung des piezoelektrischen Aktors inne wohnt, sind ihre Energieversorgungskonzepte nur bedingt auf schwach gedämpfte Systeme übertragbar [48]. Gerade zu diesen schwächer gedämpften Systemen gibt es nur wenig Literatur. Die einschlägigen Hersteller von Leistungsverstärkern zur Speisung der Aktoren bedienen in der Hauptsache die Reinigungs- oder Schweißindustrie. Wegen der ohnehin voluminöseren Anlagen kommt es dabei nicht auf einen platzsparenden oder leichten Aufbau an. Werden diese Geräte in Ermangelung geeigneter Alternativen für neuartige Anwendungen eingesetzt, sind sie meist überdimensioniert und tragen dem jeweils vorliegendem Prozess kaum Rechnung. Aber gerade im Falle einer handgeführten Ultraschallanwendung (z. B. Dentalwerkzeuge) ist ein hohes Maß an Miniaturisierung und ein hoher Wirkungsgrad der speisenden Leistungselektronik interessant.

Zur Regelung der Aktoren existieren einige Konzepte, die einen optimalen Arbeitspunkt gewährleisten. Ihre jeweiligen Vor- und Nachteile sind in Kap. 2.5 erörtert worden. Damit die Leistungsaufnahme minimiert wird, bietet es sich an, sofern die Gütezahl M des Aktors größer zwei ist, den Aktor im Phasennulldurchgang der elektrischen Eingangsadmittanz zu betreiben. In diesem Fall nimmt der Aktor keine Blindleistung auf. In Betracht kommen aus diesem Grund nur Phasenregelkreise (PLL oder APLL).

Die Motivation der vorliegenden Arbeit ist die Erarbeitung der Grundlagen für ein ganzheitlich abgestimmtes Ultraschallwerkzeug, um auf dieser Basis schließlich weiterführende Entwurfsrichtlinien formulieren zu können. Diese Grundlagen müssen vor allem auch die Energieversorgung des Aktors beinhalten. Schließlich können nur mit einem umfassenden Systemansatz optimierte Ultraschallsysteme entworfen werden. Auf Basis der vorangegangenen Recherchen wird eine Spannungsversorgung vorgesehen, die eine einfache Eingangsstufe in Form einer direkten Netzgleichrichtung darstellt, siehe auch Bild 2.22. Dies reduziert den Aufwand zur Bereitstellung der Zwischenkreisspannung auf ein Minimum, gewährleistet geringe Verluste und eine hohe Dynamik der Amplitudenregelung. Die Auswahl der Wechselrichterstufen beschränkt sich auf zwei Resonanzstromrichter. Als weiterer Ansatz werden Pulsstromrichter mit nicht-resonantem Filter untersucht.

Bevor mit der Analyse der ausgewählten Leistungsverstärker-Topologien in Kap. 4 begonnen wird, soll in Kap. 3 zunächst noch der Entwurf und die Synthese der piezoelektrischen Aktoren und ihrer Werkzeuge (im Folgenden auch Schwingeinheiten bezeichnet) vorgestellt werden. In Kap. 5 erfolgt schließlich die Zusammenführung beider Entwurfsprozesse und die Betrachtung des Gesamtsystems.

3 Modellierung und Analyse piezoelektrischer Schwingeinheiten

Zur Berechnung der Belastungsgrößen der Wechselrichterstufe in einem Verstärker zur Speisung piezoelektrischer Schwingeinheiten wird im Allgemeinen ein Ersatzschaltbild gemäß Bild 3.1 verwendet. Diese Darstellung berücksichtigt alle möglichen Schwingungsmoden in Form von Serienresonanzschwingkreisen.

Schwingungsformen können z.B. Längs-, Dicken- oder Torsionsschwingungen sein. Das Ersatzschaltbild verdeutlicht, dass je nach Spannungsanregung der Aktor unerwünschte Bewegungen ausführt. So können auch mehrere Schwingungsformen gleichzeitig angeregt werden, was zu einer erhöhten Leistungsaufnahme führt und vermieden werden sollte. Üblicherweise interessiert je nach Anwendungsfall nur eine einzige Schwingungsform, und alle anderen können vernachlässigt werden. Im Ergebnis erhält man das vereinfachte Ersatzschaltbild gemäß Bild 2.12 b, und die im Folgenden durchgeführten Betrachtungen beziehen sich ausschließlich auf diese Darstellung. Die Parameter erhält man aus einer messtechnischen Identifikation des zuvor aufgebauten Aktors, wie sie z. B. in [45] vorgestellt wurde. Diese Parameter sind dann nur für diesen bestimmten Aktor anwendbar. Wünschenswert ist eine mathematisch basierte Auslegung, wie sie z. B. von der Entwicklung elektrischer Schaltungen bekannt ist. Idealerweise können dazu zunächst die Ersatzschaltbild-Parameter berechnet werden, bevor der Aktor physikalisch realisiert wird. Von besonderem Interesse ist dabei die Kenntnis der Parameter in Abhängigkeit von den Entwurfsvorgaben, wie z. B.

- Material der verwendeten Piezoscheiben
- Anzahl der Piezoscheiben
- Material der Endmasse und des Transformationsstückes
- gewünschte Schwingamplitude an der Sonotrode
- minimale Phase der Kurzschluß-Eingangsdmittanz bei bekannter maximaler Belastung des Aktors

Ein analytisches Modell, welches diese Parameter beinhaltet, erlaubt die Berechnung der Belastungsgrößen für alle leistungselektronischen Komponenten, wodurch u. a. Verlustleistungsberechnungen, Wirkungsgradabschätzungen, Berechnung der Volumina magnetischer Bauteile und Kühlkörper sowie Berechnungen des Scheinleistungsbedarfs möglich werden. Dies erlaubt bereits im Entwurfsprozess die Entwicklung aufeinander abgestimmter Verstärker und piezoelektrischer Aktoren. Ferner ist nur dann eine Systemoptimierung möglich, die z. B. höchstmöglichen Stromrichternutzungsgrad oder minimalen Blind-

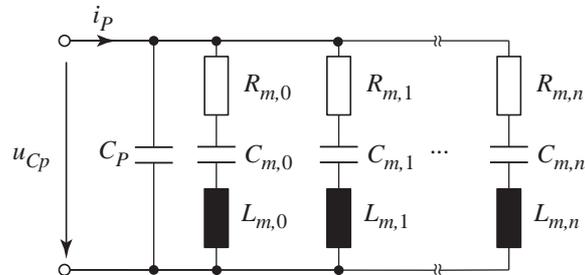


Bild 3.1: Ersatzschaltbild mit n Resonanzfrequenzen.

leistungsbedarf gewährleistet und den mechatronischen Entwurfsprozess effizient und ziel führend gestaltet.

In diesem Kapitel erfolgt zunächst die allgemeine Modellierung eines einfachen Dehnstabes, wie er als Basiselement in Form der Endmasse und des Horns des piezoelektrischen Anregesystems benötigt wird. Die Auslegung der mechanischen Teilsysteme erfolgt dabei als ungedämpfte Systeme. Ziel ist es, eine möglichst einfache, aber für den Entwurfsprozess hinreichende, analytische Beschreibung zu finden. Besonders geeignet ist dabei eine Matrixschreibweise, mit der eine Aneinanderreihung verschiedener Dehnstäbe leicht berechnet werden kann. Wichtig ist dies z. B. bei der Modellierung und Auslegung geeigneter Transformationsstücke zur Einstellung der geforderten Schwingamplitude.

In einem zweiten Schritt werden die aktiven Piezoringe, die das System zu seinen Schwingungen anregen sollen, modelliert. Die Basis dafür sind die piezoelektrischen konstitutiven Gleichungen, die letztlich auf die Berechnung der Kurzschluss-Eingangs- und -Kernadmittanz führen.

Die Zusammenführung der Einzelmodelle zu einem vollständigen piezoelektrischen Aktor erfolgt im Anschluss. Dann können die berechneten Größen auf das aus Kap. 2 bekannte Ersatzschaltbild umgerechnet werden, sodass man dessen verwendete Ersatzparameter vollständig auf Geometrie- und Materialparameter zurückführen kann. Im Rahmen der Validierung werden die Abweichungen zwischen dem mathematischen Modell und einem realen Aktor, der messtechnisch parametrisiert wurde, bestimmt.

Zu beachten ist in diesem Zusammenhang, dass die Last des Ultraschall-Prozesses in dem Ersatzschaltbild als eine Dämpfung bzw. ohmsche Last dargestellt wird. Das hier verwendete Aktormodell berücksichtigt jedoch keine Dämpfungen.

Im Gegensatz zu diesem augenscheinlichen Widerspruch hat es sich in der Praxis bewährt, den Entwurf von Ultraschallwandlern anhand der frei schwingenden Geometrie durchzuführen, und die Aktoren auf die gewünschte Resonanzfrequenz abzustimmen. Dazu passend wird der Modellansatz mit frei schwingendem Rand gewählt. Arbeitet der resonant abgestimmte piezoelektrische Aktor nun in einem dämpfenden Ultraschallprozess, sind die Randbedingungen des frei schwingenden Falles nicht mehr exakt erfüllt. Die im Rahmen der vorliegenden Arbeit durchgeführte Modellbildung für Systeme unter Last darf daher nur für diejenigen Anwendungsfälle angewendet werden, bei denen eine geringe Leistungsdurchleitung stattfindet – die Schwingungsform wird durch die Last also nicht signifikant verändert. Die Dämpfung der Schwingeinheit durch einen Ultraschallprozess wie z. B. Drahtbonden oder Stehwellenerstäubung ist oftmals nicht bekannt und kann häufig nur durch Vorversuche grob abgeschätzt werden. Daher werden in der Praxis die Schwingeinheiten der verwendeten Ultraschallwerkzeuge so gestaltet, dass selbst die stärkste auftretende Prozessdämpfung nur zu einer geringfügigen Dämpfung des Schwingkreises führt. Daraus resultiert eine vereinfachte elektrische Speisung und Regelung des Systems, da der Resonanzkreis für alle durch den Prozess aufgebrauchten Dämpfungen nur wenig verändert wird.

Für diese Anwendungsfälle, bei denen also durch konstruktive Anpassung der Ultraschall-Schwingeinheit an den Prozess für schwache Bedämpfung gesorgt wird, ist die hier gewählte vereinfachende Modellbildung in hinreichender Näherung gültig.

Die Modellierung eines vollständigen piezoelektrischen Aktors, der die Endmasse, das Horn und ein zweiteiliges Transformationsstück umfasst, erfolgt anhand der Skizze nach Bild 3.2, die den Aufbau und die Struktur einer frei schwingenden piezoelektrischen Schwingeinheit darstellt. Es handelt sich dabei um einen gegenüber Bild 2.2 leicht abgeänderten Aufbau, indem auf ein Transformationsstück verzichtet wurde.

Der Aktor besteht typischerweise aus der Endmasse M und der Sonotrode oder Horn H . Zwischen diesen beiden Komponenten befinden sich die Piezoelemente P , die üblicherweise mit Hilfe einer Schraube zwischen der Endmasse und Horn vorgespannt werden, vgl. auch mit Kap. 2.1 und [1, 4]. Im Rahmen der Modellierung wird diese Schraube vernachlässigt, und wird stattdessen als Teil der Endmasse bzw. des Horns betrachtet. Der Fehler, der durch diese Vereinfachung entsteht, ist hinsichtlich des Ziels dieser Modellierung – ein relativ einfaches analytisches Modell einer Schwingeinheit zu erstellen – vertretbar. Zur Verstärkung der Schwingamplitude wird an das Horn ein Transformationsstück T geschraubt, dessen Querschnittsübergang zur gewünschten Amplitudenverstärkung führt. Die beiden Teilbereiche des Transformationsstückes werden mit T_1 und T_2 bezeichnet. Der Verlauf der Auslenkung und der mechanischen Spannung entlang der Ortskoordinate x wird in Bild 3.2 b verdeutlicht.

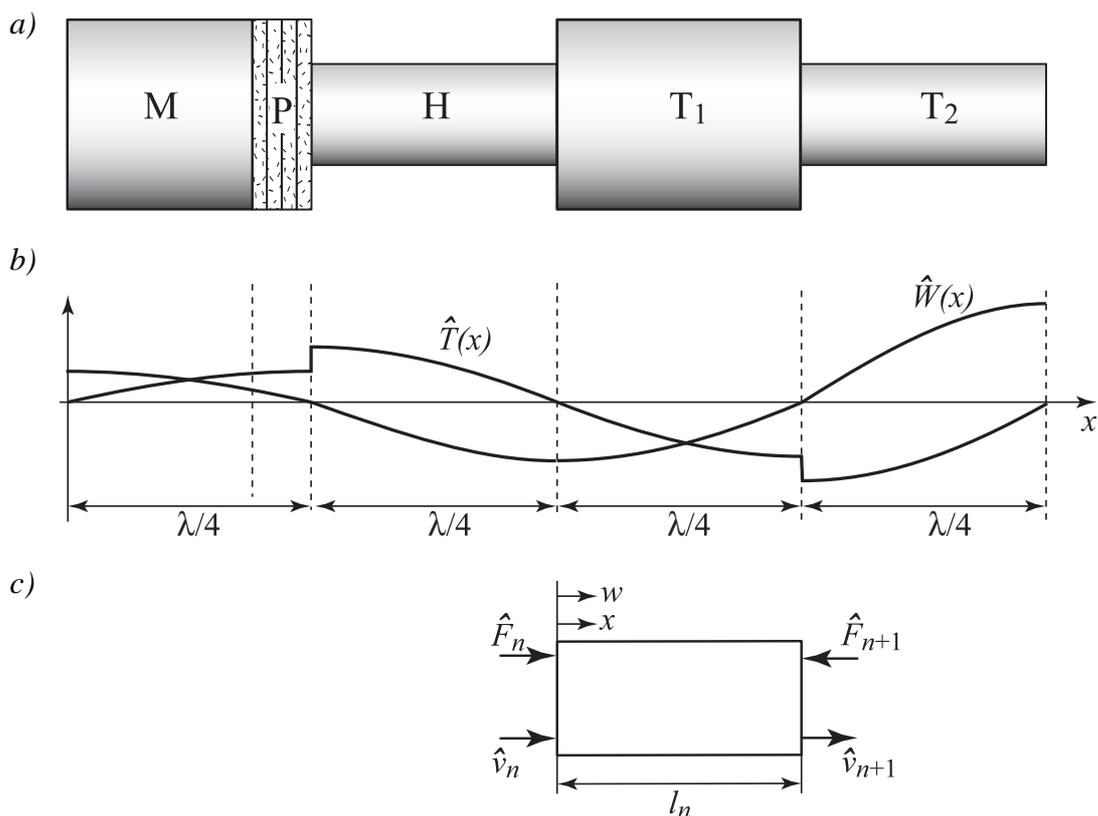


Bild 3.2: Modellierung einer frei schwingenden piezoelektrischen Ultraschall-Schwingeinheit: a) einfache Struktur bestehend aus dem piezoelektrischen Anregesystem mit der Endmasse M , Piezoelemente P , Horn H und einem Transformationsstück mit den Bereichen T_1 und T_2 , b) Verlauf der Auslenkungsamplitude $\hat{W}(x)$ und der mechanischen Spannungsamplitude $\hat{T}(x)$ des unbelasteten Aktors entlang der Ortskoordinate x , c) Freischnitt der einzelnen Aktorkomponenten

Zu beachten ist, dass hier der frei schwingende Fall dargestellt ist. Soll mit dem Aktor Leistung übertragen werden, müssen an den beiden Enden des Aktors sowohl die Geschwindigkeit als auch die Kraft ungleich Null werden. Praktisch ist dies durch eine Frequenzänderung realisierbar. Die im Bild 3.2 b skizzierten Kurvenformen würden sich entlang der x -Achse verschieben.

Ein allgemeiner Freischnitt der jeweiligen Teilbereiche, der Kräfte und Geschwindigkeiten an den einzelnen Grenzen berücksichtigt, ist in Bild 3.2 c dargestellt. Der dargestellte Übergang zwischen den Piezoelementen P und dem Horn H ist in der Praxis so nicht realisierbar und es würde eher ein Übergang gemäß Bild 2.2 vorgesehen werden. Im Rahmen der Modellierung ist diese Darstellung allerdings zweckmäßig und verursacht vertretbare Modellierungsfehler. Weitere Ausführungen, in denen die Differenz zwischen stufigem und exponentiellem Übergang genauer untersucht wird, findet man in [45]. Eine zusätzliche wesentliche Vereinfachung ist die Auslegung der Endmasse, des Horns und des Transformationsstücks unter Vernachlässigung der Materialdämpfung.

3.1 Modell eines Dehnstabes

Das Modell der Endmasse und des Horns kann auf die kontinuumsmechanischen Betrachtungen eines einfachen Dehnstabes zurückgeführt werden [45], siehe Bild 3.3. Die Querschnittsfläche A und die Materialeigenschaften sollen dabei entlang der Ortskoordinate x konstant bleiben (Elastizitätsmodul E_m und Dichte ρ). Es greifen die links- und rechtsseitigen Kräfte F_1 und F_2 an, und es stellen sich die Geschwindigkeiten an den Randflächen v_1 bzw. v_2 ein.

In dem Dehnstab breitet sich eine Welle aus, deren Auslenkung w durch eine eindimensionale Wellengleichung beschrieben wird [1, 14, 43]:

$$c^2 \underline{w}''(x, t) = \underline{\ddot{w}}(x, t). \quad (3.1)$$

Die Variable c ist die Ausbreitungsgeschwindigkeit der Welle im jeweiligen Material und berechnet sich aus dem E-Modul des verwendeten Materials und der Dichte zu $c = \sqrt{E_m / \rho}$.

Mit Verwendung des Separationsansatzes wird $w(x, t)$ in einen orts- und zeitabhängigen Anteil aufgespalten. Für harmonische Schwingungen und für den Fall, dass die Einschwingvorgänge nicht von näherem Interesse sind, kann für den zeitabhängigen Teil der Ansatz $e^{j\omega t}$ verwendet werden [9]. Man erhält dann

$$\underline{w}(x, t) = \hat{W}(x) e^{j\omega t}, \quad (3.2)$$

und die Wellengleichung reduziert sich auf die Form

$$\frac{\partial^2}{\partial x^2} \hat{W}(x) + \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^2 \hat{W}(x) = 0. \quad (3.3)$$

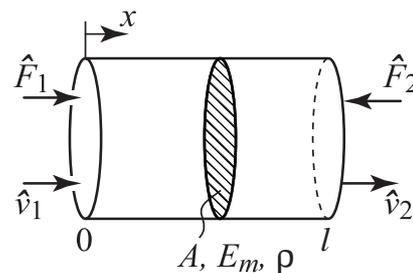


Bild 3.3: Dehnstab.

Deren stationäre Lösung ist mit

$$\hat{W}(x) = C_1 \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda}x\right) + C_2 \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda}x\right) \quad (3.4)$$

gegeben [43]. Zur Bestimmung der Konstanten C_1 und C_2 wird die Amplitude der mechanischen Spannung $\hat{T}(x)$, die ebenfalls von der Ortskoordinate abhängig ist, benötigt. Sie ergibt sich mit der Dehnung $\hat{S}(x)$ bzw. mit der Auslenkung aus

$$\hat{T}(x) = E\hat{S}(x) = E\frac{\partial}{\partial x}\hat{W}(x). \quad (3.5)$$

Als zusätzliche Nebenbedingungen werden die beidseitig angreifenden Kräfte verwendet ($T = F/A$)

$$\hat{F}_1 = -\hat{T}(0)A \quad \text{sowie} \quad \hat{F}_2 = -\hat{T}(l)A, \quad (3.6)$$

und die Geschwindigkeiten an den beiden Enden werden mit

$$\hat{V}_1 = \hat{V}(0) \quad \text{bzw.} \quad \hat{V}_2 = \hat{V}(l) \quad (3.7)$$

vorgegeben. Als Ergebnis erhält man einen Ausdruck für die Geschwindigkeit \hat{V}_2 bzw. Kraft F_2 am rechten Ende des Dehnstabes, welche mittels einer Übertragungsmatrix \mathbf{K} dargestellt werden kann:

$$\begin{bmatrix} \hat{V}_2 \\ \hat{F}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda}l\right) & -\frac{j\omega}{2\pi}AE_m \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda}l\right) \\ \frac{j2\pi}{\lambda}AE_m \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda}l\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda}l\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{V}_1 \\ \hat{F}_1 \end{bmatrix} = \mathbf{K} \begin{bmatrix} \hat{V}_1 \\ \hat{F}_1 \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

bzw.

$$\begin{bmatrix} \hat{V}_1 \\ \hat{F}_1 \end{bmatrix} = \mathbf{K}^{-1} \begin{bmatrix} \hat{V}_2 \\ \hat{F}_2 \end{bmatrix}. \quad (3.9)$$

Ein wesentlicher Vorteil der Verwendung von Matrizen ist, dass mehrere Dehnstäbe aneinandergereiht berechnet werden können. Dies spielt beispielsweise bei der Berechnung von Transformationsstücken mit der Gesamtlänge einer halben Wellenlänge $\lambda/2$ eine entscheidende Rolle, da es sich hier prinzipiell um zwei aneinandergesetzte Dehnstäbe der gleichen Länge l mit unterschiedlichen Querschnitten aber gleichem Material handelt.⁵ Angelehnt an [45] werden die Querschnittsflächen der beiden Bereiche mit $A_1 = A$ und $A_2 = \alpha_K^2 A$ vorgegeben. Die Gesamtübertragungsmatrix eines Transformationsstückes berechnet sich somit nach Gl. (3.8) zu

5. Halbwellensynthese

$$\mathbf{K}_T = \mathbf{K}_{T2} \mathbf{K}_{T1} = \begin{bmatrix} \cos^2\left(\frac{2\pi}{\lambda}l\right) - \frac{1}{\alpha_K^2} \sin^2\left(\frac{2\pi}{\lambda}l\right) & - \frac{j\omega\left(1 + \frac{1}{\alpha_K^2}\right) \sin\left(2\frac{2\pi}{\lambda}l\right)}{2\frac{2\pi}{\lambda}AE_m} \\ \frac{2\pi}{\lambda}AE_m(1 + \alpha_K^2) \sin\left(2\frac{2\pi}{\lambda}l\right)}{j2\omega} & \cos^2\left(\frac{2\pi}{\lambda}l\right) - \alpha_K^2 \sin^2\left(\frac{2\pi}{\lambda}l\right) \end{bmatrix}. \quad (3.10)$$

Da beide Teile des Transformationsstücks aus dem gleichen Material bestehen, mit der gleichen Frequenz schwingen, und sich nach [45] der Querschnittsübergang im Schwingungsknoten befinden soll, lassen sich damit entsprechende Lösungen angeben. Dazu müssen die beiden Teilbereiche der Länge l einer Viertelwellenlänge bzw. entsprechende Vielfache entsprechen. Es gilt:

$$\frac{2\pi}{\lambda} \cdot l = k \cdot \frac{\pi}{2} \quad \text{mit } k = 1, 3, 5, \dots, \quad (3.11)$$

wobei für die Grundschiwingung $k = 1$ zu verwenden ist. Die entsprechende Resonanzfrequenz lautet

$$\omega_0 = \pi \cdot \frac{c}{2l}. \quad (3.12)$$

Nach Einsetzen in Gl. (3.10) erhält man die Transformationsmatrix für den Anregungsfall genau in Resonanz

$$\mathbf{K}_T = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\alpha_K^2} & 0 \\ 0 & -\alpha_K^2 \end{bmatrix}. \quad (3.13)$$

Im Rahmen dieser Arbeit genügt es, gestufte Transformationsstücke zu betrachten. In der Praxis werden allerdings konische, exponentielle oder radiale Querschnittsübergänge bevorzugt, um die zulässigen mechanischen Spannungen nicht zu überschreiten. Ziel des hier verwendeten Aktormodells ist eine einfache mathematische Beschreibung, so dass der Fehler, der sich aus dieser Vereinfachung ergibt, in Kauf genommen wird. Darüber hinaus wurde in [45] gezeigt, dass dieser Berechnungsfehler in einem vertretbaren Rahmen liegt (um 10%). Für weitergehende Ausführungen sei ferner auf [1] hingewiesen.

3.2 Modellierung der piezoelektrischen Elemente

Nach der Berechnung der örtlichen Auslenkung des passiven Materials erfolgt nun die Betrachtung der aktiven piezoelektrischen Elemente. Dazu werden die konstitutiven Gleichungen in der Form

$$\hat{S}_P = s_P^E \hat{T}_P + d_P \frac{\hat{u}_{CP}}{h_P} \quad (3.14)$$

$$\hat{D}_P = d_P \hat{T}_P + \epsilon_P^T \frac{\hat{u}_{CP}}{h_P} \quad (3.15)$$

verwendet⁶, siehe [44, 47]. Hier ist \hat{S}_P die Dehnung, \hat{T}_P die mechanische Spannung im Material und \hat{D}_P ist die elektrische Verschiebungsdichte. Als Materialkonstanten werden die Elastizitätskonstante s_P^E , die piezoelektrische Ladungskonstante d_P sowie die Dielektrizitätskonstante ϵ_P^T eingesetzt. Diese Größen können aus Datenblättern des Herstellers entnommen werden. Es wird die Spannung \hat{u}_{CP} an die Piezoelemente mit der Anzahl k_P gelegt, und die Piezoelemente haben die Dicke h_P . Der Index P zeigt an, dass es sich hier um Größen innerhalb des piezoelektrischen Materials handelt.⁷ Die Skizze in Bild 3.4 verdeutlicht diese Angaben. Außerdem findet man hier links und rechts des piezoelektrischen Materials die Endmasse M sowie das Horn H. Verbunden werden diese beiden Bauteile durch einen Bolzen, der durch die Piezoringe hindurch geht. Er sorgt für eine mechanische Vorspannung der piezoelektrischen Ringe und verhindert deren Zugbelastung. Bei zu hohen Zugbelastungen besteht die Gefahr, dass das Material mechanisch beschädigt wird, vgl. auch Kap. 2.1.

Es wird für die hier behandelten Schwingeinheiten die Annahme getroffen, dass die resultierende Dicke der Piezoscheiben klein zur Länge der schwingenden Endmasse und zum Horn ist ($l_P \ll \lambda/2$). Mit guter Näherung kann dann der Verlauf der Dehnung (relative Längenänderung) S_P bezüglich der Ortskoordinate als konstant angenommen werden. Sie wird in der Form

$$\hat{S}_P = \frac{\Delta W_P}{k_P h_P} = \frac{\hat{W}_{P2} - \hat{W}_{P1}}{k_P h_P} \quad (3.16)$$

dargestellt. Mit Verwendung der Geschwindigkeit als Ableitung der Auslenkung \hat{W}_P nach der Zeit erhält man

6. Die Autoren, die hier behandelt werden, nutzen typischerweise den sog. d_{33} -Effekt. Damit eine übersichtliche Schreibweise eingehalten werden kann, werden die üblichen Angaben der Raumrichtungen (z. B. ϵ_{33}^T), die dem anisotropen Verhalten des piezoelektrischen Materials Rechnung tragen, weggelassen.
7. Im folgenden kennzeichnen die Indizes H, M und P, dass es sich um Materialeigenschaften des Horns H, der Endmasse M oder der Piezoringe P handelt.

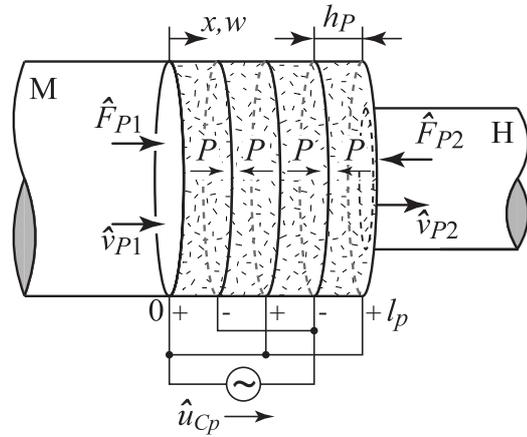


Bild 3.4: Piezoelemente mit der Endmasse M links und dem Horn H rechts.

$$\hat{S}_P = \frac{\hat{V}_{P2} - \hat{V}_{P1}}{j\omega k_P h_P}. \quad (3.17)$$

Für die weitere Berechnung werden nun zunächst die Randbedingungen für die Modellierung eingeführt. Die Kraft an der linken Randfläche der Endmasse (Index $M1$) und an der rechten Randfläche des Horns (Index $H2$) ist unter diesen Annahmen gleich Null (siehe auch Bild 3.2)

$$\hat{F}_{M1} = \hat{F}_{H2} = 0. \quad (3.18)$$

Ausgehend von den Kräften und Schwinggeschwindigkeiten an den Randflächen der Endmasse (\hat{V}_{M1}) und des Horns (\hat{V}_{H2}) werden die Schwinggeschwindigkeiten an den Grenzflächen zum piezoelektrischen Material berechnet. Dazu kann das Modell bzw. die Übertragungsmatrix des Dehnstabes verwendet werden, welche im vorangegangenen Abschnitt bestimmt wurde. An den Grenzflächen ist

$$\hat{V}_{P1} = \hat{V}_{M2} \text{ und } \hat{V}_{P2} = \hat{V}_{H1} \quad (3.19)$$

sowie

$$\hat{F}_{P1} = -\hat{F}_{M2} \text{ und } \hat{F}_{P2} = -\hat{F}_{H1} \quad (3.20)$$

einzusetzen. Setzt man die Randbedingungen nach Gl. (3.18) bis Gl. (3.20) in die Übertragungsmatrix nach Gl. (3.8) ein, ergibt sich demzufolge

$$\hat{V}_{M2} = \hat{V}_{P1} = \frac{j\omega}{n_M A_M E_M} \cdot \cot(n_M l_M) \cdot \hat{F}_{M2}. \quad (3.21)$$

Die Geschwindigkeit \hat{V}_{H1} erhält man in ähnlicher Weise durch Einsetzen in die inverse Übertragungsmatrix (Gl. (3.9))

$$\hat{V}_{H1} = \hat{V}_{P2} = \frac{\omega}{jn_H A_H E_H} \cdot \cot(n_H l_H) \cdot \hat{F}_{H1}. \quad (3.22)$$

Die beiden Geschwindigkeiten an den Randflächen des piezoelektrischen Materials sind jetzt auf die Verhältnisse an den beiden Randflächen zurückgeführt worden. Die Dehnung innerhalb des piezoelektrischen Materials kann somit durch Einsetzen in Gl. (3.17) berechnet werden. Aufgrund der Annahme des frei schwingenden Systems sind die am piezoelektrischen Material angreifenden Kräfte wegen ihrer zur Endmasse und dem Horn vernachlässigbaren Masse bezüglich ihrer Amplitude gleich. Man erhält mit $\hat{F}_P = \hat{F}_{H1} = \hat{F}_{M2} = -\hat{T}_P A_P$ die Dehnung

$$\hat{S}_P = \frac{A_P}{k_P h_P} \cdot \left(\frac{1}{n_H A_H E_H} \cot(n_H l_H) + \frac{1}{n_M A_M E_M} \cot(n_M l_M) \right) \cdot \hat{T}_P = \frac{1}{g(\omega)} \cdot \hat{T}_P. \quad (3.23)$$

Für die verwendete Funktion $g(\omega)$ werden die Substitutionen $n_M = \omega/c_M$, $n_H = \omega/c_H$ sowie $E_M = c_M^2 \rho_M$ und $E_H = c_H^2 \rho_H$ verwendet. Eine weitere Vereinfachung des Aus-

drucks kann durch Verwendung der Impedanzen $Z_M = c_M \rho_M A_M$ und $Z_H = c_H \rho_H A_H$ erreicht werden. Es ist damit

$$g(\omega) = \frac{\omega k_p h_p}{A_p} \cdot \frac{Z_M}{\frac{Z_M}{Z_H} \cdot \cot\left(\omega \frac{l_H}{c_H}\right) + \cot\left(\omega \frac{l_M}{c_M}\right)}. \quad (3.24)$$

Die Funktion $g(\omega)$ ist als frequenzabhängige Steifigkeit zu interpretieren, die alle wesentlichen geometrischen und materialbezogenen Eigenschaften des piezoelektrischen Materials berücksichtigt. Dieser Ansatz wird verwendet, um im folgenden Kapitel in den konstitutiven Gleichungen die Dehnung zu ersetzen und somit eine wesentliche Vereinfachung der weiteren Berechnung zu ermöglichen.

3.2.1 Elektrische Eingangsdmittanz

Aus Sicht des Entwurfs der Speiseeinrichtung kommt der Kurzschluss-Eingangsdmittanz $\underline{Y}_{el}(j\omega)$ besondere Bedeutung zu, da sie das Klemmenverhalten des piezoelektrischen Aktors in der Nähe zur mechanischen Resonanz repräsentiert. Sie lässt sich als Näherung berechnen, indem die Dehnung in die in Gl. (3.14) gegebene konstitutive Gleichung eingesetzt wird. Man erhält die mechanische Spannung

$$\hat{T}_P = \frac{d_p \cdot \hat{u}_{Cp}}{h_p \left(\frac{1}{g(\omega)} - s_p^E \right)}. \quad (3.25)$$

Zur weiteren Umformulierung von Gl. (3.15) wird zunächst die Ladung \hat{q}_p als Integral der dielektrischen Verschiebungsdichte über der gesamten Elektrodenoberfläche unter Berücksichtigung der Anzahl der Piezoelemente k_p berechnet:

$$\hat{q}_p = \int_{A_p} k_p \hat{D}_p dA_p. \quad (3.26)$$

Mit dem Strom \hat{i}_p als zeitliche Ableitung der Ladung erhält man somit für die dielektrische Verschiebungsdichte

$$\hat{D}_p = \frac{1}{j\omega k_p A_p} \cdot \hat{i}_p. \quad (3.27)$$

Dies eingesetzt in Gl. (3.15) und unter Verwendung von Gl. (3.27) erhält man den Ausdruck

$$\frac{\hat{i}_p}{j\omega k_p A_p} = \frac{d_p^2}{h_p \left(\frac{1}{g(\omega)} - s_p^E \right)} \cdot \hat{u}_{Cp} + \epsilon_p^T \cdot \frac{\hat{u}_{Cp}}{h_p}, \quad (3.28)$$

welcher umgestellt die elektrische Eingangsdmittanz ergibt:

$$\underline{Y}_{el}(j\omega) = \frac{\hat{i}_P}{\hat{u}_{Cp}} = \frac{j\omega k_P A_P}{h_P} \cdot \left(\frac{d_P^2 g(\omega)}{1 - s_P^E g(\omega)} + \varepsilon_P^T \right). \quad (3.29)$$

Für den statischen Fall $g(\omega \rightarrow 0)$ erhält man die Admittanz eines Kondensators mit der Kapazität (vgl. Gl. (2.5))

$$C_P = \varepsilon_P^T \cdot \frac{k_P A_P}{h_P}. \quad (3.30)$$

3.2.2 Kurzschluss-Kernadmittanz

Die Kurzschluss-Kernadmittanz, siehe Kap. 2.3, wird zur Charakterisierung und Auslegung einer piezoelektrischen Schwingeinheit ebenfalls benötigt. Ihre Definition lautet

$$\underline{Y}_m(j\omega) = \frac{\hat{V}_{H2}}{\hat{u}_{Cp}}, \quad (3.31)$$

und gibt das Verhältnis zwischen der Ausgangsgeschwindigkeit \hat{V}_{H2} am Hornende und der anregenden Spannung an den Piezoelementen \hat{u}_{Cp} an. Wegen des frei schwingenden Aktors kann die Kraft am Hornende zu Null gesetzt werden ($\hat{F}_{H2} = 0$). Zur Berechnung wird zunächst mit Hilfe der Übertragungsmatrix für das Horn die Schwinggeschwindigkeit an der rechten Randfläche berechnet. Nach Einsetzen von \hat{F}_{H2} in Gl. (3.9) und Auflösen nach \hat{V}_{H1} wird dieser Ausdruck mit Gl. (3.22) gleichgesetzt und nach \hat{V}_{H2} aufgelöst. Das Ergebnis lautet mit Gl. (3.25):

$$\hat{V}_{H2} = \frac{jA_P}{Z_H h_P} \cdot \frac{1}{\sin\left(\omega \frac{l_H}{c_H}\right)} \cdot \frac{d_P g(\omega)}{1 - s_P^E g(\omega)} \cdot \hat{u}_{Cp}. \quad (3.32)$$

Entsprechend der Definition der Kurzschluss-Kernadmittanz nach Gl. (3.31) erhält man daraus

$$\underline{Y}_m(j\omega) = \frac{jA_P}{Z_H h_P} \cdot \frac{1}{\sin\left(\omega \frac{l_H}{c_H}\right)} \cdot \frac{d_P g(\omega)}{1 - s_P^E g(\omega)}. \quad (3.33)$$

3.2.3 Längenauslegung des Horns und der Endmasse

Anhand Gl. (3.33) wird die Resonanzbedingung des Aktors abgelesen. Im Resonanzfall strebt die Kurzschluß-Kernadmittanz im ungedämpften Fall gegen Unendlich. Mit der Überlegung, dass die Länge des Horns eine viertel Wellenlänge umfassen soll ($l_H = \lambda/4$), gilt dementsprechend mit $\lambda = c_H/f_0$:

$$l_H = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{c_H}{\omega_0}. \quad (3.34)$$

Nichttriviale Lösungen der Resonanzbedingung findet man für den Fall $1 - s_P^E g(\omega_0) = 0$, woraus folgt $g(\omega_0) = 1/s_P^E$. Zur Berechnung der erforderlichen Länge der Endmasse wird Gl. (3.34) in $g(\omega_0)$ eingesetzt. Es folgt

$$g(\omega_0) = \frac{k_P h_P \omega_0}{A_P} \cdot \frac{Z_M}{\cot\left(\omega_0 \frac{l_M}{c_M}\right)} \stackrel{!}{=} \frac{1}{s_P^E}. \quad (3.35)$$

Umgestellt nach l_M und mit Einführung des Faktors $\kappa = (k_P h_P \omega_0 Z_M s_P^E)/A_P$ zur Vereinfachung berechnet sich die Endmassenlänge mit

$$l_M = \frac{c_M}{\omega_0} \cdot \operatorname{atan}\left(\frac{1}{\kappa}\right). \quad (3.36)$$

Die Länge einer Endmasse aus Stahl ist für unterschiedliche Betriebsfrequenzen $f_0 = \omega_0/(2\pi)$ im Ultraschallbereich zwischen 18 kHz und 100 kHz in Bild 3.5 dargestellt. Für diese Betrachtungen liegt eine konstante Dicke der Piezoscheiben vor. In Bild 3.6 ist zusätzlich gezeigt, wie sich die Länge eines Titanhorns gestaltet, wenn es für unterschiedliche Betriebsfrequenzen ausgelegt würde.

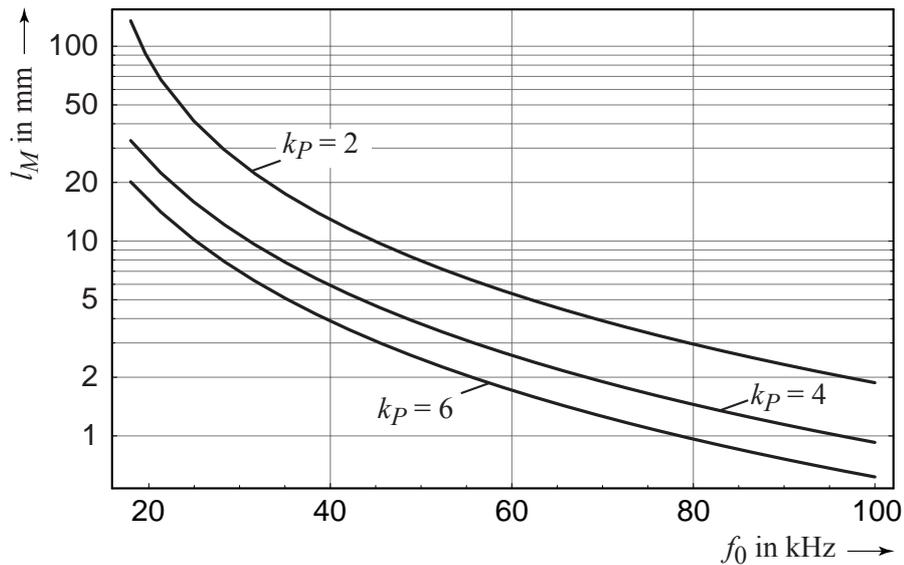


Bild 3.5: Länge der Endmasse l_M als Funktion der gewünschten Betriebsfrequenz für unterschiedliche Zahl von Piezoelementen. Das Material der Endmasse ist Stahl.

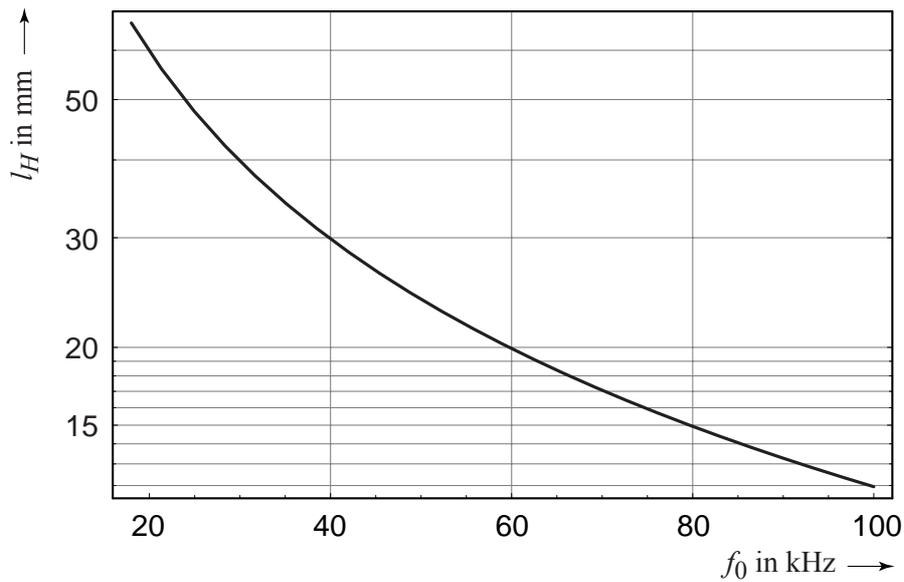


Bild 3.6: Länge des Horns l_H als Funktion der gewünschten Betriebsfrequenz. Als Material wurde Titan gewählt.

3.2.4 Normierungen des Aktormodells

Für eine übersichtliche Darstellung des Aktormodells werden einige zweckmäßige Normierungen eingeführt. Dazu wird zunächst die Frequenz mit

$$\Omega = \frac{\omega}{\omega_0} \quad (3.37)$$

normiert. Die Funktion $g(\omega)$ geht mit $\kappa = (k_p h_p \omega_0 Z_M s_P^E) / A_P$ dann über in

$$g(\Omega) = \frac{\Omega \cdot \kappa}{s_P^E} \cdot \frac{1}{\frac{Z_M}{Z_H} \cdot \cot\left(\Omega \cdot \frac{\pi}{2}\right) + \cot\left(\Omega \cdot \operatorname{atan}\left(\frac{1}{\kappa}\right)\right)}. \quad (3.38)$$

Für die Kurzschluß-Eingangsammittanz bzw. -Kernamittanz ergeben sich nunmehr die folgenden Funktionen:

$$\underline{Y}_{el}(j\Omega) = j \cdot \frac{\Omega \omega_0 k_p A_P}{h_p} \cdot \left(\varepsilon_P^T + \frac{d_P^2 g(\Omega)}{1 - s_P^E g(\Omega)} \right) \quad (3.39)$$

$$\underline{Y}_m(j\Omega) = j \cdot \frac{A_P}{Z_H h_p} \cdot \frac{1}{\sin\left(\Omega \cdot \frac{\pi}{2}\right)} \cdot \frac{d_P g(\Omega)}{1 - s_P^E g(\Omega)}. \quad (3.40)$$

In der Nähe der Resonanzfrequenz kann $\underline{Y}_m(j\Omega)$ noch vereinfacht werden, und man erhält

$$\underline{Y}_m(j\Omega) \approx j \cdot \frac{A_P}{Z_H h_P} \cdot \frac{d_P g(\Omega)}{1 - s_P^E g(\Omega)}. \quad (3.41)$$

3.3 Gesamtmodell einer Ultraschall-Schwingeinheit

In den folgenden Abschnitten werden die bisherigen Ergebnisse verwendet, um ein Gesamtmodell einer Ultraschall-Schwingeinheit auf Basis eines einfachen elektrischen Ersatzschaltbildes herzuleiten. Außerdem erfolgt eine Analyse bezüglich der Empfindlichkeit des ermittelten Modells.

3.3.1 Ersatzparameter der Schwingeinheit

Ziel der Modellierung ist die Darstellung der komplexen Gleichungen, die einen piezoelektrischen Aktor beschreiben, in die Form konzentrierter Parameter zu überführen. Das in Bild 3.7 dargestellte Ersatzschaltbild repräsentiert den Aktor in der Nähe seiner Resonanzfrequenz, wobei das mechanische Teilsystem an die Piezokapazität mit Hilfe eines idealen Übertragers angekoppelt wird. Das mechanische Teilsystem wird in Form eines elektrischen Schwingkreises dargestellt, wobei man sich der Analogie bedient, dass eine Induktivität in eine Masse und eine Kapazität in eine Steifigkeit umgerechnet werden kann. Ein zweiter Übertrager repräsentiert das Transformationsstück, welches die geforderte Schwingungsamplitude für den Prozess sicherstellt. Sein Übertragungsverhältnis ergibt sich aus der Übertragungsmatrix nach Gl. (3.13) im Resonanzfall zu $n_T = -\alpha_K^2$.

Wie auf Seite 44 ausgeführt, führt bei den hier betrachteten Systemen jeder Ultraschallprozess zu einer nur geringfügigen Dämpfung. Infolgedessen liegt immer eine hohe Güte des schwingfähigen Systems vor. Als Näherung kann aus diesem Grund weiterhin die Gültigkeit der Randbedingung $F_{H2} = 0$ angenommen werden. Anwendbar ist dieser Ansatz ausschließlich bei schwach gedämpften Systemen. Für Applikationen wie z. B. Ultraschallreinigung oder -schweißen ist diese Annahme nicht mehr gerechtfertigt. In diesen Fällen kann man nicht mehr von einem frei schwingenden System ausgehen, und der Leistungsfluss müsste durch entsprechende Wellenleitermodelle berücksichtigt werden. Der hier gewählte

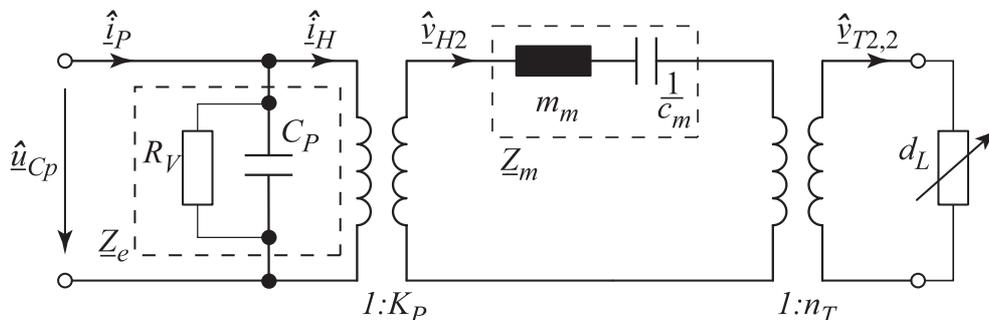


Bild 3.7: Ersatzschaltbild eines piezoelektrischen Aktors einschließlich Transformationsstück und Prozessdämpfung.

Ansatz reduziert außerdem das Modell auf das Wesentliche und unterstützt die transparente Darstellung der komplexen Zusammenhänge. Aus den genannten Gründen wird für die Dämpfung des Modells ein aus Voruntersuchungen ermittelter Wert übernommen. Auswirkungen auf die Aussagekraft des Modells bezüglich der Ersatzsteifigkeit und -masse sowie des Transformationsfaktors durch das Horn hat diese Vorgehensweise nicht. Die Darstellung der Dämpfung durch den Ultraschallprozess auf die Schwingeinheit erfolgt mit Hilfe eines veränderlichen ohmschen Widerstandes mit dem Wert d_L .

Als weitere Vereinfachung wurde angenommen, dass die dielektrischen Verluste, repräsentiert durch den Widerstand R_V , sehr gering sind. Somit kann die Bestimmung dieses Parameters entfallen.

Gesucht sind demzufolge:

- die Piezokapazität C_P
- die Steifigkeit c_m
- die Masse m_m
- das Übersetzungsverhältnis des idealen Übertragers K_P

Die Dämpfung $\tilde{d}_L = d_L/n_T^2$ ist aufgrund ihrer Abhängigkeit vom Prozess messtechnisch zu ermitteln [45]. Die zu diesem Ersatzschaltbild gehörenden Ortskurven sind in Bild 3.8 dargestellt. Aus dem Ersatzschaltbild ergibt sich die Ersatzimpedanz

$$\underline{Z}_m(j\omega) = \tilde{d}_L + j\omega m_m + \frac{c_m}{j\omega}. \quad (3.42)$$

Die Kurzschluss-Eingangs- und -Kernadmittanzen lassen sich nun zu

$$\underline{Y}_{el}(j\omega) = \frac{\hat{i}_P}{\hat{u}_{C_P}} = j\omega C_P + K_P^2 \cdot \frac{1}{\underline{Z}_m(j\omega)} \quad (3.43)$$

bzw.

$$\underline{Y}_m(j\omega) = \frac{\hat{v}_{H2}}{\hat{u}_{C_P}} = K_P \cdot \frac{1}{\underline{Z}_m(j\omega)} \quad (3.44)$$

herleiten. Betrachtet man die Kurzschluß-Eingangsadmittanz nach Gl. (3.43) exakt in der Resonanz $\omega = \omega_0$ und zieht den Anteil der Piezokapazität ab, ist nur noch die Dämpfung \tilde{d}_L des mechanischen Systems wirksam, da sich die imaginären Anteile gegeneinander aufheben. Es gilt dann

$$\underline{Y}_{el}(j\omega_0) - j\omega_0 C_P = K_P^2 \cdot \frac{1}{\tilde{d}_L}. \quad (3.45)$$

Dieser Ausdruck wird mit der mit Resonanzfrequenz $\omega = \omega_0$ angeregten Kurzschluss-Kernadmittanz

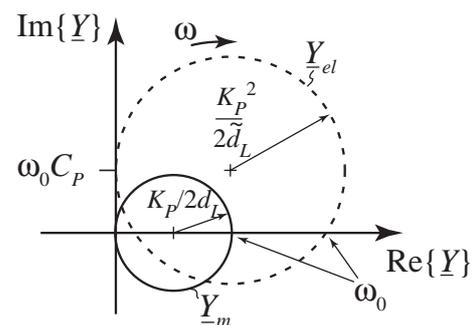


Bild 3.8: Prinzipskizze der Ortskurven für das Ersatzschaltbild nach Bild 3.7.

$$\underline{Y}_m(j\omega_0) = K_P \cdot \frac{1}{\tilde{d}_L} \quad (3.46)$$

ins Verhältnis gesetzt, und man erhält somit durch eine Grenzwertbildung in normierter Frequenz

$$K_P = \left. \frac{Y_{el}(j\Omega) - j\Omega\omega_0 C_P}{\underline{Y}_m(j\Omega)} \right|_{\Omega \rightarrow 1}. \quad (3.47)$$

Durch Einsetzen der Gleichungen (3.39) und (3.40) und Berücksichtigung von Gl. (3.38) ist das Übersetzungsverhältnis bei $\Omega = 1$ gegeben durch:

$$K_P = k_P \omega_0 d_P Z_H. \quad (3.48)$$

Die Steifigkeit c_m wird mit Hilfe der Resonanzfrequenz ausgedrückt

$$c_m = \omega_0^2 m_m, \quad (3.49)$$

und in frequenznormierter Darstellung erhält man damit aus Gl. (3.42)

$$\underline{Z}_m(j\Omega) = \tilde{d}_L + j\omega_0\Omega \cdot m_m \cdot \left(1 - \frac{1}{\Omega^2}\right). \quad (3.50)$$

Dieser Ausdruck sowie das Übersetzungsverhältnis nach Gl. (3.48) und die Kurzschluss-Kernadmittanz nach Gl. (3.40) bilden nun den Ausdruck

$$\begin{aligned} \underline{Y}_m(j\Omega) &= \frac{K_P}{\underline{Z}_e(j\Omega)} \\ \Rightarrow j \cdot \frac{A_P}{Z_H h_P} \cdot \frac{1}{\sin\left(\Omega \cdot \frac{\pi}{2}\right)} \cdot \frac{d_P g(\Omega)}{1 - s_P^E g(\Omega)} &= \frac{k_P \omega_0 d_P Z_H}{j\omega_0\Omega \cdot m_m \cdot \left(1 - \frac{1}{\Omega^2}\right)} \end{aligned} \quad (3.51)$$

der nach der Ersatzmasse m_m aufgelöst wird. Als Ergebnis erhält man eine formal von der Frequenz Ω abhängige Masse

$$m_m(\Omega) = - \frac{\kappa \cdot Z_H^2}{\omega_0 s_P^E Z_M} \cdot \frac{\sin\left(\Omega \frac{\pi}{2}\right)}{\Omega \left(1 - \frac{1}{\Omega^2}\right)} \cdot \frac{1 - s_P^E g(\Omega)}{g(\Omega)}. \quad (3.52)$$

Die in unmittelbarer Nähe der Resonanzfrequenz gültige Masse m_m erhält man durch eine Grenzwertbildung für $\Omega \rightarrow 1$:

$$m_m = \lim_{\Omega \rightarrow 1} m_m(\Omega) = \frac{1}{2\omega_0} \cdot \frac{Z_H^2}{Z_M} \cdot \left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{Z_M}{Z_H} + \kappa + (1 + \kappa)^2 \operatorname{acot}(\kappa)\right). \quad (3.53)$$

3.3.2 Empfindlichkeit des mathematischen Modells

Die Angaben der Hersteller zu den piezoelektrischen Materialparametern unterliegen für gewöhnlich sehr großen Toleranzen ($\pm 20\%$), siehe [72, 73]. Aus diesem Grund ist die Robustheit des mathematischen Modells bezüglich der Werkstoffkonstanten von besonderem Interesse. In Bild 3.9 ist die Empfindlichkeit hinsichtlich der Konstanten s_p^E , d_p und ϵ_p^T dargelegt. Dazu wird die jeweilige Konstante im typischen Toleranzbereich bezüglich ihres Nominalwertes aus Datenblättern betrachtet ($\Delta s_p^E = 0,8 \dots 1,2 s_{p,0}^E$, $\Delta d_p = 0,8 \dots 1,2 d_{p,0}$, $\Delta \epsilon_p^T = 0,8 \dots 1,2 \epsilon_{p,0}^T$). Die Parameter des Ersatzschaltbildes nach Bild 3.7 sind in normierter Form über ihrem Toleranzbereich aufgetragen. Die Nominalwerte m_{m0} , K_{P0} sowie C_{P0} berechnen sich nach den in den Datenblättern gegebenen Werten.

Man erkennt, dass in diesem Modell, nur entkoppelte Abhängigkeiten vorliegen, d. h. Abweichungen eines Parameters wirken sich nur auf eine Größe des Ersatzschaltbildes aus. Die Empfindlichkeit der Steifigkeit c_m wurde nicht dargelegt, da sich in diesem Fall das gleiche Verhalten wie für die Ersatzmasse m_m ergibt (vgl. Gl. (3.49)).

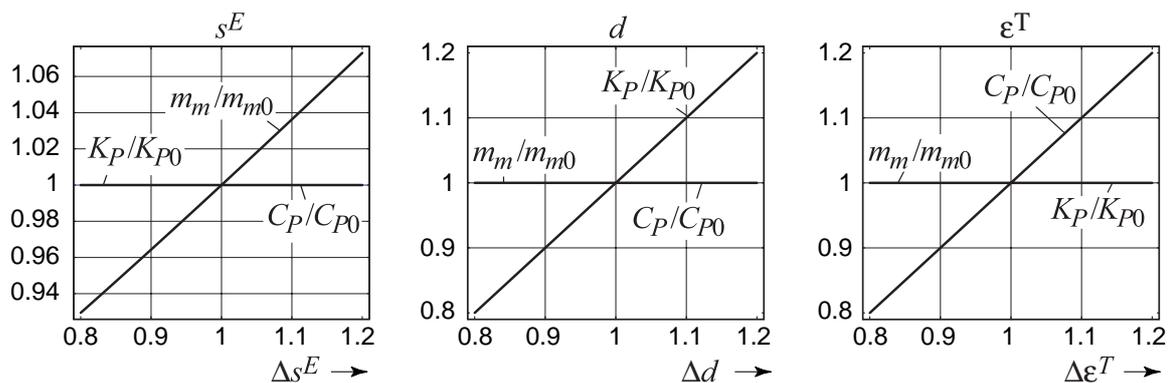


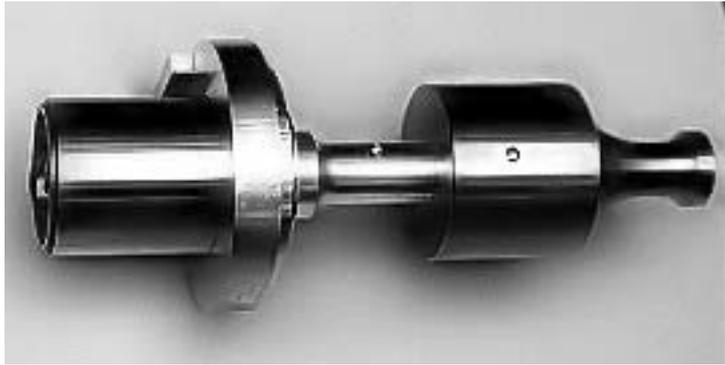
Bild 3.9: Empfindlichkeit des Modells einer Ultraschall-Schwingeinheit bezüglich Parameterschwankungen des piezoelektrischen Materials (PIC 181) innerhalb der typischen Toleranzen von $\pm 20\%$.

3.4 Modellvalidierung

Die Modellvalidierung erfolgt anhand einer Schwingeinheit (Al-K-P3), die für die Ultraschall-Stehwellenerzeugung auf Basis des vorgestellten mathematischen Modells entworfen und aufgebaut wurde. Die Konstruktionszeichnungen können Anhang A entnommen werden. Ein Foto des untersuchten Aktors sieht man in Bild 3.10. Man erkennt den Piezoaktor links mit seiner Umbauung und Halterung. Rechts angeschraubt ist eine käuflich erworbene BRANSON-Sonotrode, die bereits im Vorfeld beschafft und aus Kostengründen weiter eingesetzt wurde.

Das Einsatzgebiet dieser Schwingeinheit ist nicht nur auf das der Stehwellenerzeugung beschränkt. Prinzipiell eignet er sich zur Anregung jeglicher Ultraschallwerkzeuge mit Longitudinalschwingungen. Die Schwingungserzeugung erfolgt über einen Stapel Piezoringe

Bild 3.10: Für die Ultraschall-Stehwellenerstäubung entwickelter piezoelektrischer Aktor (Al-K-P3).



aus dem Material PIC 181 der Firma PHYSIKINSTRUMENTE. Sowohl die Endmasse als auch das Horn bestehen aus Aluminium.

Dichte	ρ_{Alu}	2790 kg/m^3
Elastizitätsmodul	E_{Alu}	$0,73 \times 10^{11} \text{ N/m}^2$

Endmasse:

Die Randfläche der Endmasse zum Piezostapel weist die gleiche Querschnittsfläche auf, wie die Piezoringe. Die Schraube zur Vorspannung des Piezostapels wird zur Endmasse bzw. zum Horn gehörig betrachtet. Der Außendurchmesser beträgt 58 mm.

Horn:

Das Horn gewährleistet eine Amplitudentransformation, die durch eine Verjüngung des Querschnitts erreicht wird.

Durchmesser zum Piezostapel	d_{H1}	50 mm
Durchmesser am Ende des Transformationsstücks	d_{H2}	30 mm

Piezomaterial:

Für das piezoelektrische Material wurde ein Durchmesser von 50 mm zugrunde gelegt. Außerdem wurde zur Vorspannung des Piezostapels eine Schraube vorgesehen, die einen Innendurchmesser der Ringe von wenigstens 20 mm voraussetzt.

Kennkreisfrequenz	ω_0	20 kHz
Außendurchmesser	d_a	aussen: 50 mm
Innendurchmesser	d_i	innen: 20 mm
Dicke einer Piezoscheibe	\bar{h}_P	4 mm

Anzahl Piezoscheiben	k_P	6
piezoelektrische Ladungskonstante	d_P	$265 \times 10^{-12} \text{ m/V}$
Elastizitätskonstante	s_P^E	$14,2 \times 10^{-12} \text{ m}^2/\text{N}$
Dielektrizitätskonstante	ϵ_P^T/ϵ_0	1200
Materialdichte	ρ_P	7800 kg/m^3

Validierung:

Bild 3.11 gibt die Betragskennlinien der elektrischen Eingangsadmittanz der realen und meßtechnisch identifizierten Schwingeinheit sowie die mit dem mathematischen Modell berechneten Kennlinien wieder. Die aus den Messungen bestimmte Dämpfung der Schwingeinheit wurde für das mathematische Modell übernommen.

Die Abweichungen im Abstand zwischen Resonanz und Antiresonanz sind vor allem auf die unbekannt dielektrische Ladungskonstante d_P zurückzuführen. Sie unterliegt einerseits den Materialtoleranzen von $\pm 20\%$, darüber hinaus aber zusätzlich noch in starkem Maß der Vorspannung, die mit der Schraube aufgebracht wird. Weitere Details werden u. a. in [2] diskutiert. Die Abweichungen zwischen Modell und Messung können daher als akzeptabel eingeschätzt werden. Ein weiterer systematischer Fehler, der in der obigen Gegenüberstellung erfolgte, ist die im Modell nicht berücksichtigte Amplitudentransformation durch das Titanhorn in Form eines stetigen Querschnittüberganges (siehe Bild 3.10), um die mechanische Spannungsamplitude und somit die mechanische Belastung für das Material zu verringern. Das mathematische Modell verwendet der Einfachheit halber aber einen stufigen Querschnittsübergang. Dies führt zu einem Fehler, der mehrere Prozent ausmachen kann. Unter diesen Umständen sind die sich ergebenden Abweichungen erklärbar und liegen in einem annehmbaren Bereich.

Die Beträge der Kurzschluss-Kernadmittanzen sowie deren Ortskurven, die wiederum auf den messtechnisch identifizierten bzw. auf den mathematisch modellierten Parametern beruhen, sind in Bild 3.12 bzw. in Bild 3.13 dargestellt. Die jeweils mit „Messung“ gekennzeichneten Graphen basieren auf den meßtechnisch identifizierten Parametern der Schwingeinheit. Alle Kennlinien wurden auf die Resonanzfrequenz f_0 normiert ($f_0: f_{Modell} = 20 \text{ kHz}, f_{Messung} = 18,73 \text{ kHz}$).

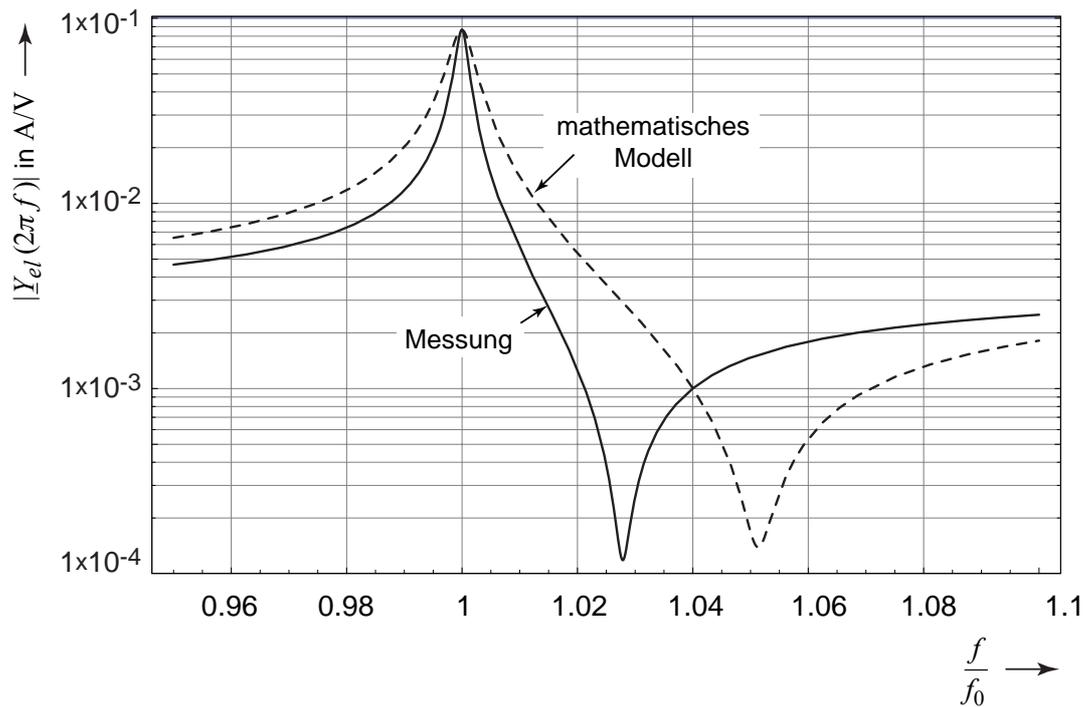


Bild 3.11: Eingangsadmittanzen des mathematisch modellierten und der messtechnisch parametrisierten Schwingeinheit.

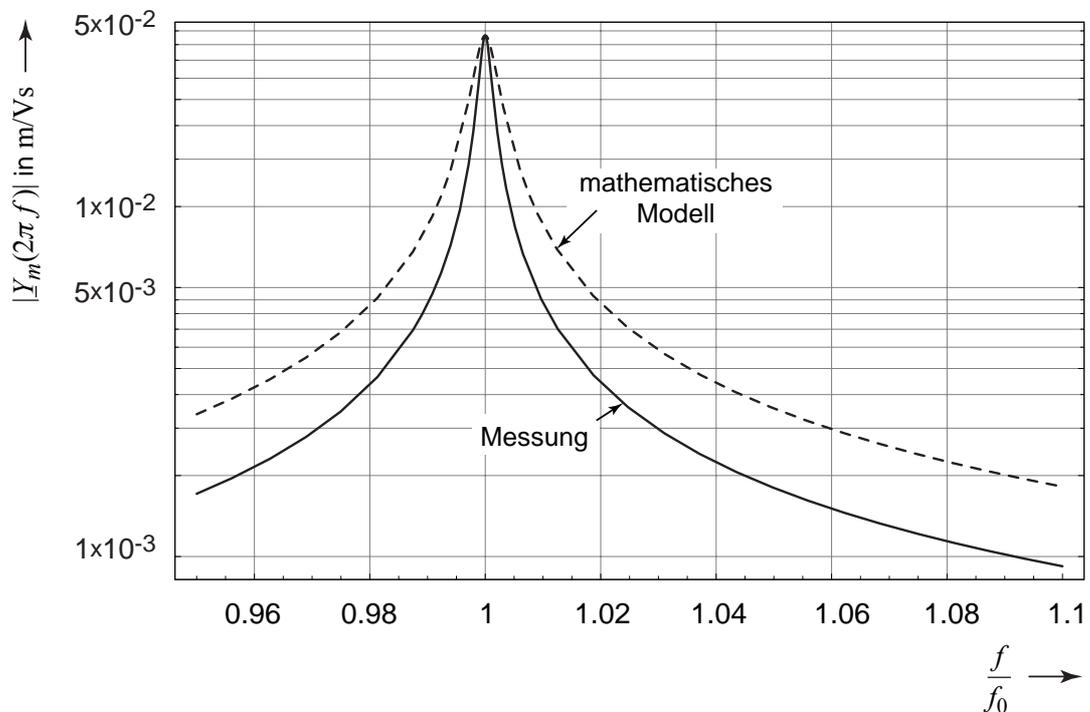


Bild 3.12: Kurzschluss-Kernadmittanz des mathematisch modellierten und der messtechnisch parametrisierten Schwingeinheit.

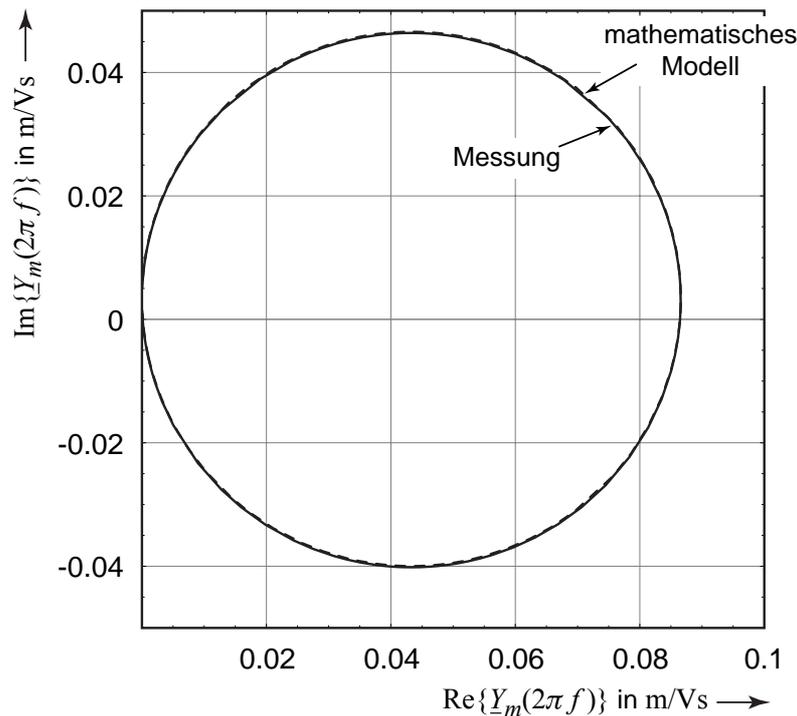


Bild 3.13: Ortskurven des mathematisch modellierten und des messtechnisch parametrisierten Schwingeinheit.

3.5 Zusammenfassung

In Kap. 1 wurde als zu untersuchender Punkt die Frage nach Modellen zur Auslegung von Ultraschallwerkzeugen gestellt. Vordringliches Ziel sollte dabei zunächst die Erarbeitung wichtiger grundlegender Zusammenhänge zwischen dem mechanischen und elektrischen System darstellen, um das Verständnis für Ultraschallsysteme zu vertiefen.

Damit die für diesen Schritt wichtige Übersichtlichkeit des mathematischen Modells erhalten bleibt, wurde auf eine Darstellung des Prozesses bewusst verzichtet. Stattdessen geht man davon aus, dass der Prozess in Voruntersuchungen messtechnisch erfasst und in Form einer einfachen Dämpfung repräsentiert werden kann. In diesem Zusammenhang wird die Dämpfung innerhalb der piezoelektrischen Schwingeinheit und der ggf. verwendeten Transformationsstücke mit der Prozessdämpfung verrechnet bzw. vernachlässigt.

In diesem Kapitel wurde ein relativ einfaches mathematisches und analytisches Modell zur Auslegung und Analyse piezoelektrischer Ultraschall-Schwingeinheiten und deren Transformationsstücke zur Anpassung der Auslenkungsamplitude entwickelt. Zur Modellierung werden lediglich die Werkstoffparameter des verwendeten piezoelektrischen Materials sowie der Endmasse und des Horns sowie einige geometrische Angaben benötigt. Als Ergebnis der angewendeten Gleichungen erhält man die Maße der Schwingeinheit bzw. des Transformationsstücks. Ferner ist es möglich, die Parameter eines in der Literatur üblichen

Ersatzschaltbildes zu berechnen. Das verwendete Modell hat nur Gültigkeit für die Klasse schwach gedämpfter Systeme, da in diesen Fällen davon ausgegangen werden kann, dass die Schwingungsform des Aktors durch die Prozessdämpfung nicht signifikant gestört wird. Voraussetzung für diese Annahme ist der in der Praxis verfolgte Ansatz, die Schwingeinheit mit dem Wissen aus den durchgeführten Voruntersuchungen, konstruktiv dem Prozess anzupassen.

Die Validierung des Modells zeigt, dass eine ausreichende Genauigkeit des mathematischen Modells erzielt wird. Somit liegt mit dem beschriebenen Modell ein einfaches aber effektives Berechnungsverfahren zur Auslegung und Analyse piezoelektrischer Aktoren vor. Vor allem aber ermöglicht dieses Modell, Verkettungen zwischen unterschiedlichsten Entwurfsparametern und Parametereinflüssen mit Hilfe handlicher analytischer Gleichungen darzustellen.

Der weitere Verlauf dieser Arbeit, widmet sich nun zunächst der ebenfalls in Kap. 1 gestellten Frage nach geeigneten Stromrichterkonzepten und deren mathematischer Beschreibung. Das Modell der Ultraschall-Schwingeinheit wird erst wieder in Kap. 5 aufgegriffen. Dann werden die erarbeiteten mathematischen Modelle zusammengeführt, und wichtige Entwurfsziele eines abgestimmten Systems von Schwingeinheit und Spannungsversorgung werden formuliert und analysiert.

4 Stromrichterkonzepte

Zur Speisung resonant betriebener piezoelektrischer Systeme gibt es, wie bereits in Kap. 2.4.2 gezeigt, etliche Konzepte. Dabei muss insbesondere die Dämpfung durch den Ultraschall-Prozess berücksichtigt werden, die darüber entscheidet, ob ein Stromrichter- bzw. Verstärkerkonzept für eine bestimmte Anwendung gut geeignet ist. Kommerzielle Stromrichtertypen sind zumeist speziell auf die Anwendung, wie z. B. das Ultraschall-Kunststoffschweißen oder die Ultraschall-Reinigung zugeschnitten. Diese in der Praxis häufig anzutreffenden Anwendungsbeispiele zeichnen sich im Betrieb durch eine hohe Dämpfung im mechanischen Teilsystem der piezoelektrischen Schwingereinheit aus. Herstellerfirmen dieser Systeme greifen auch bei Anwendungsbereichen, in denen eine erheblich geringere Dämpfung des mechanischen Teilsystems vorliegt, auf diese bewährten Verstärkertypen zurück. Dies senkt die Kosten bei der Entwicklung, hat aber prinzipbedingt häufig unnötig voluminöse und überdimensionierte leistungselektronische Schaltungen zur Folge.

In [48] wurden für den Anwendungsbereich der Ultraschall-Wanderwellenmotoren unter anderem Stromrichterkonzepte und ihre Dynamik untersucht. Da aber auch Ultraschall-Wanderwellenmotoren zu den Systemen mit kleiner Gütezahl gehören, sind die dort durchgeführten Analysen und Empfehlungen für schwächer gedämpfte piezoelektrisch erregte Schwingereinheiten nur bedingt anwendbar.

In Kap. 4.1 werden zunächst die zur Stromrichtermodellierung verwendeten Methoden vorgestellt. Kap. 4.2 und Kap. 4.2.2 widmen sich den LC-Resonanz- bzw. LLCC-Resonanzstromrichtern. Resonanzstromrichter ermöglichen die lokale Kompensation auftretender Blindleistungen sowie die Speisung der piezoelektrischen Aktoren mit näherungsweise sinusförmigen Spannungsverläufen und erlauben beispielsweise Nullspannungsschalten, was das Ein- und Ausschalten der Transistoren in der Wechselrichterstufe verlustarm gestaltet. Als Nachteil sind ihre zum Teil sehr voluminösen und kostenintensiven Filterbauelemente zu nennen.

Weitere Konzepte sind die Pulsstromrichter, die in [48] auch als „nicht resonante Stromrichterkonzepte“ bezeichnet werden und in Kap. 4.3. behandelt werden. Durch eine höherfrequente Ansteuerung der Leistungstransistoren in der Wechselrichterstufe werden gezielt Oberschwingungen der Wechselrichterspannung zu höheren Frequenzen verschoben, was die Verwendung kleinvolumiger und kostengünstiger Induktivitäten zur Strombegrenzung und Filterung ermöglicht. Entscheidende Nachteile sind in der aufwändigeren Modulation und der höheren Verlustleistung der Wechselrichterstufe aufgrund höherer Schaltfrequenz zu sehen. Beim Einsatz von Pulsstromrichtern zur Speisung stark gedämpfter Systeme (z. B. Wanderwellen-Ultraschallmotoren) muss ferner berücksichtigt werden, dass die vom Aktor benötigte Blindleistung aufgrund der fehlenden lokalen Kompensation über den Ausgangstransformator übertragen werden muss und zu einer höheren Belastung der Wechselrichterstufe und des Zwischenkreises führt. Die Folge sind höhere Verluste und eine voluminösere und kostenintensivere Auslegung des Stromrichters.

In Kap. 4.5 schließlich wird die Realisierung eines Pulsstromrichters als Teil einer Experimentierplattform für die Ultraschall-Stehwellenerzeugung beschrieben.

4.1 Verwendete Methoden zur Stromrichtermodellierung

In diesem Abschnitt werden die für die Modellierung der vorgestellten Stromrichtertopologien verwendeten Methoden vorgestellt. Aufgrund der zum Teil sehr geringen Dämpfung der betrachteten Systeme und der damit einhergehenden langen Rechenzeiten, die aufgewendet werden müssen, ehe sich das System im eingeschwungenen Zustand befindet, wurde die Zeitbereichsanalyse – eine zur Simulation im Zeitbereich alternative Simulationsmethode – verwendet.

Damit möglichst einfache und analytisch fassbare Ausdrücke zur Beschreibung der Belastungsgrößen verwendet werden können, wird eine Grundswingungsanalyse der vorgestellten Stromrichtertypen durchgeführt. Dieses Verfahren erlaubt in gewissen Grenzen eine adäquate Näherung der vorliegenden Belastungsgrößen.

Von weiterem Interesse sind die zu erwartenden Verluste in der Wechselrichterstufe, die sich aus Schaltverlusten und Durchlassverlusten der Transistoren und Dioden zusammensetzen. Die allgemeine Modellierung dieser Verluste erfolgt in Kap. 4.1.3. Die Anwendung dieser Modelle erfolgt in den entsprechenden Abschnitten der betrachteten Topologien und erlaubt außerdem überschlägige Aussagen über die Wirkungsgrade.

Eine Volumenabschätzung der in den jeweils behandelten Stromrichtertopologien verwendeten magnetischen Bauelementen auf Basis des Flächenproduktes ermöglicht Abschätzungen bezüglich der Miniaturisierbarkeit und der Kosten.

Die durchgeführten Betrachtungen sollen einen Vergleich der jeweiligen Stromrichterkonzepte in Form einer Bewertungsmatrix ermöglichen, die in Kap. 4.4 vorgestellt wird.

4.1.1 Zeitbereichsanalyse

Bei der Auslegung der Stromrichter ist man einerseits am eingeschwungenen Zustand andererseits am Großsignalverhalten des Systems interessiert. Aufgrund der geringen Dämpfung der in dieser Arbeit betrachteten piezoelektrischen Systeme ergeben sich aber bei der „klassischen“ Simulation der Filtertopologien, die das Ersatzschaltbild des piezoelektrischen Aktors beinhalten, im Zeitbereich (z. B. mit SIMPLORER oder MATLAB) sehr hohe Rechenzeiten, da sowohl sehr kleine Simulationsschrittweiten als auch sehr lange Simulationszeiten gewählt werden müssen. Dies führt zu Rechenzeiten von mehreren Stunden und ist mit sehr hohem Ressourcenbedarf des Simulationsrechners verbunden.

Um dieses Problem zu umgehen, bietet es sich an, den eingeschwungenen Zustand des Stromrichtermodells, der für ein beliebiges Signal mit der Gleichung

$$x(t + T) = x(t) \quad (4.1)$$

mit T als Periodendauer definiert wird, direkt zu berechnen, indem auf Basis des gelösten Differenzialgleichungssystems das Anfangswertproblem mittels elementarer, analytischer Berechnungen gelöst wird [50, 55]. Dies beschleunigt die Berechnung des eingeschwungenen Zustandes um ein Vielfaches und beschränkt sich auf zum Teil wenige Sekunden (siehe [62, 63, 65]). Gleichzeitig kann der Speicherbedarf auf der Festplatte des Simulationsrechners drastisch reduziert werden. Zwar ist die Einsparung von Festplattenspeicherplatz heutzutage kein ausschlaggebendes Argument mehr, allerdings macht sich eine große Simula-

tionsdatei im Post-Prozess bemerkbar, wenn sehr große Dateien in den Arbeitsspeicher geladen werden müssen.

Als Vorteil der Simulation im Zeitbereich ist zu nennen, dass keine explizite Lösung des Differenzialgleichungssystems vorliegen muss, was sich gerade bei Systemen höherer Ordnung bemerkbar macht. Bei der Zeitbereichsanalyse ist dies aber zwingend notwendig, und Computeralgebrasysteme wie MATHEMATICA oder MAPLE stossen insbesondere bei Systemen höherer Ordnung an ihre Grenzen. Aus diesem Grund müssen entweder die zu betrachtenden Systeme in geeigneter Weise vereinfacht werden, oder die Differenzialgleichungen erfordern eine Umformung (die viel Geschick und Erfahrung mit dem verwendeten Computeralgebrasystem verlangt), um eine Lösung zu ermöglichen. Ist die Lösung letztlich gefunden, kann das Anfangswertproblem auf ein lineares Gleichungssystem zurückgeführt werden, welches sehr einfach gelöst werden kann.

Ein wesentlicher Vorteil der Simulation im Zeitbereich gegenüber der Zeitbereichsanalyse ist die Möglichkeit, Aussagen über das Einschwingverhalten zu treffen. Als Beispiel sei hier die Berechnung von Stromspitzen, die Magnetkerne in die Sättigung treiben können, erwähnt. Durch geeignete Maßnahmen wie z. B. sanfte Inbetriebnahme (*soft-start*) sind diese Probleme aber vermeidbar. Aus diesem Grunde wurde im Rahmen dieser Arbeit die Zeitbereichsanalyse zur Ermittlung der Belastungsgrößen herangezogen. Im Folgenden wird das gewählte Verfahren näher beschrieben.

Für die Berechnung des eingeschwungenen Zustandes geht man zunächst davon aus, dass die Wechselrichterstufe eine Rechteckspannung erzeugt, deren Blockhöhe der Zwischenkreisspannung U_d entspricht. So kann sie der Wechselrichterstufe eines Resonanzstromrichters entsprechend blockförmige, periodische Verläufe mit variablem Tastverhältnis erzeugen, oder, wie es beim Pulsstromrichter auftritt, ein komplizierteres periodisches Pulsmuster. Die in der Wechselrichterstufe enthaltenden Bauelemente werden als ideale Schalter angenommen, die keinen Spannungsabfall im leitenden Zustand aufweisen und ohne Verzugszeiten zwischen leitendem und sperrendem Zustand und anders herum wechseln. Der Einfachheit halber bietet es sich an, die Vollbrückenschaltung der behandelten Stromrichterkonzepte für die Berechnung durch eine ideale Spannungsquelle, die die entsprechenden Pulsmuster erzeugt, zu ersetzen. Dann reduziert sich das zu lösende Problem auf die Betrachtung der Ausgangsfilter, die nun in Form eines linearen, inhomogenen Differenzialgleichungssystems angegeben werden können:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}u(t). \quad (4.2)$$

Die skalare Eingangsgröße $u(t)$ ist dabei die Wechselrichterspannung, und die Matrizen \mathbf{A} bzw. \mathbf{B} bestehen aus konstanten Koeffizienten. Der Verlauf der Wechselrichterspannung ist bekannt und wird in Intervalle unterteilt, in denen sie entweder zu null oder gleich der Zwischenkreisspannung U_d gesetzt wird. Umschaltungen treten zu den Zeiten t_k auf, und innerhalb einer Periode der Wechselrichterspannung gibt es insgesamt n Intervalle. Die Lösungen der Differenzialgleichungssysteme in den jeweiligen Intervallen können z. B. mit Hilfe der Laplacetransformation bestimmt werden:

$$\dot{\mathbf{x}}_k(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}_k(t) + \mathbf{B}u_k \quad (4.3)$$

$$L\{\dot{\mathbf{x}}_k\} = L\{\mathbf{A}\mathbf{x}_k(t) + \mathbf{B}u_k\} \Rightarrow -\mathbf{x}_{0,k} + s\mathbf{X}_k(s) = \mathbf{A}\mathbf{X}_k(s) + \frac{1}{s}\mathbf{B}u_k \quad (4.4)$$

Der Vektor $\mathbf{x}_{0,k}$ bezeichnet den zum Intervall k gehörigen Anfangswert. Das sich ergebende Gleichungssystem wird nach den Zustandsgrößen aufgelöst, so dass die resultierende Gleichung von anderen Zustandsgrößen unabhängig und nur noch von konstanten Parametern und den Anfangswerten abhängig ist. Durch Anwendung der inversen Laplacetransformation erhält man die zeitlichen Verläufe der Zustandsgrößen in den jeweiligen Intervallen

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_k(s) &= (s\mathbf{E} - \mathbf{A})^{-1} \left(\frac{1}{s}\mathbf{B}u_k + \mathbf{x}_{0,k} \right) \\ \Rightarrow \mathbf{x}_k(t, \mathbf{x}_{0,k}) &= L^{-1} \left\{ (s\mathbf{E} - \mathbf{A})^{-1} \left(\frac{1}{s}\mathbf{B}u_k + \mathbf{x}_{0,k} \right) \right\}. \end{aligned} \quad (4.5)$$

Zur Bestimmung der Anfangswerte $\mathbf{x}_{0,k}$ wird an den Intervallgrenzen Stetigkeit der zeitlichen Verläufe der Zustandsgrößen gefordert, und es gilt

$$\mathbf{x}_{0,k+1} = \mathbf{x}_k(t_k - t_{k-1}, \mathbf{x}_{0,k-1}). \quad (4.6)$$

Das Verfahren ist beispielhaft in Bild 4.1 a dargestellt. Ausgehend vom ersten Intervall erhält man für den Anfangswert dieses Intervalls unter Verwendung der Periodizitätsbedingung nach Gl. (4.1) den Wert

$$\mathbf{x}_{0,1} = \mathbf{x}_{n+1}(T - t_n, \mathbf{x}_{0,n}). \quad (4.7)$$

Die einzige Unbekannte in dieser Gleichung ist aufgrund der von der Modulation der Wechselrichterstufe vorgegebenen und bekannten Zeiten T und t_n nur noch der Anfangswert der im n -ten Intervall wirkenden Lösung der Zustandsgröße. Durch weiteres sukzessives Einsetzen der Anfangswerte

$$\mathbf{x}_{0,k} = \mathbf{x}_{k-1}(t_{k-1} - t_{k-2}, \mathbf{x}_{0,k-1}) \quad k = 2..n \quad (4.8)$$

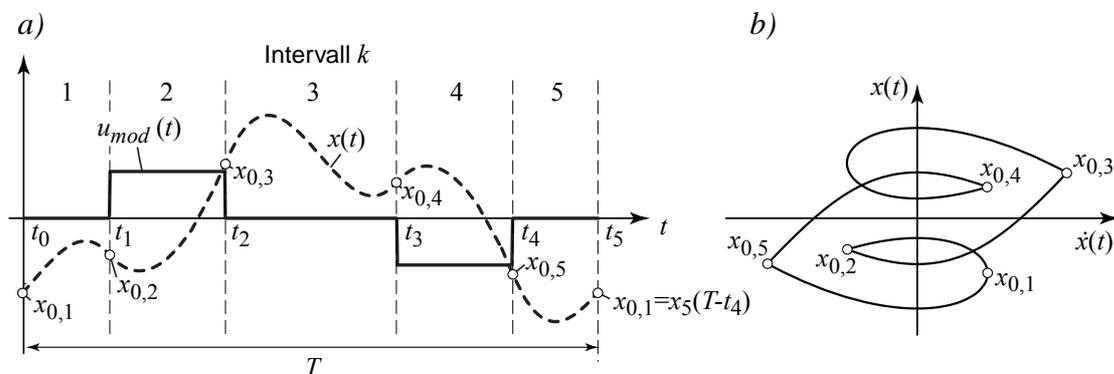


Bild 4.1: Berechnung des eingeschwungenen Zustands:
a) Intervallweise Lösung der Zustandsgröße
b) Phasenportrait der periodischen Lösung.

werden die Anfangswerte der k -ten Lösung des Differenzialgleichungssystems auf den Anfangswert des n -ten Intervalls zurückgeführt, und sämtliche Zeitverläufe hängen schließlich nur noch von dieser einen Unbekannten ab. Nach Erreichen des n -ten Intervalls und Auflösen nach dem Anfangswert ist dieser durch konstante Parameter eindeutig bestimmt. Damit sind ebenfalls alle weiteren Anfangswerte bekannt, und der exakte zeitliche Verlauf der Zustandsgröße kann intervallweise aneinandergesetzt werden. Man erhält ein Phasenportrait, welches einen periodischen Orbit zeigt, Bild 4.1 b.

Die Validierung der mit dem beschriebenen Verfahren ermittelten Strom- und Spannungsverläufe wurde mit Hilfe der Simulationssoftware SIMPLORER (Version 7.0) der Firma ANSOFT durchgeführt. Als Vergleichssystem diente ein LC-Resonanzstromrichter, der eine Ultraschall-Schwingeinheit entsprechend den in Tabelle 4.1 angegebenen Parametern sowie einer zusätzlichen Parallelkapazität nach Gl. (4.38) speist. Um die oben erwähnten langen Rechenzeiten bei der Zeitsimulation zu vermeiden, wurde die von SIMPLORER bereitgestellte Funktion der Vorgabe aller Anfangswerte für die Energiespeicher genutzt. Diese Werte konnten direkt aus der Zeitbereichsanalyse entnommen und in das zu den entsprechenden Energiespeichern gehörende Dialogmenü übertragen werden. Die Ergebnisse stellt Bild 4.2 dar. Bei hinreichend kleinen Integrations-Zeitschritten wird der eingeschwingene Zustand bestätigt (schwarze Zeitverläufe). Werden allerdings die in der zu SIMPLORER gehörigen Hilfe [52] vorgeschlagenen Faustformeln zur Bestimmung der Zeitschritte verwendet, ergeben sich die grau dargestellten Strom- und Spannungsverläufe.⁸ Dabei treten bereits nach der ersten simulierten Periode signifikante Abweichungen auf, die einen Fehler von ca. 25% ausmachen, und die Verwendung kleinerer Zeitschritte rechtfertigen. Die Folge ist jedoch ein massiver Anstieg der Rechenzeit, die dann insbesondere bei Unkenntnis der Anfangswerte der Energiespeicher mehrere Stunden in Anspruch nimmt.

Die weiteren Ergebnisse der Simulationen werden in den zu den Stromrichtern gehörenden Kapiteln präsentiert. Für die erzeugten Diagramme wurde mit einem Parametersatz einer Schwingeinheit, die bei der Ultraschallstehwellen-Zerstäubung zum Einsatz kommt, gearbeitet. Ihre Ersatzparameter entsprechend Bild 2.12 wurden meßtechnisch ermittelt und sind in Tabelle 4.1 zusammengefasst.

Die Kurvenverläufe dienen zur beispielhaften Verdeutlichung der erläuterten Zusammenhänge und müssen individuell für die entsprechende Anwendung angepasst werden.

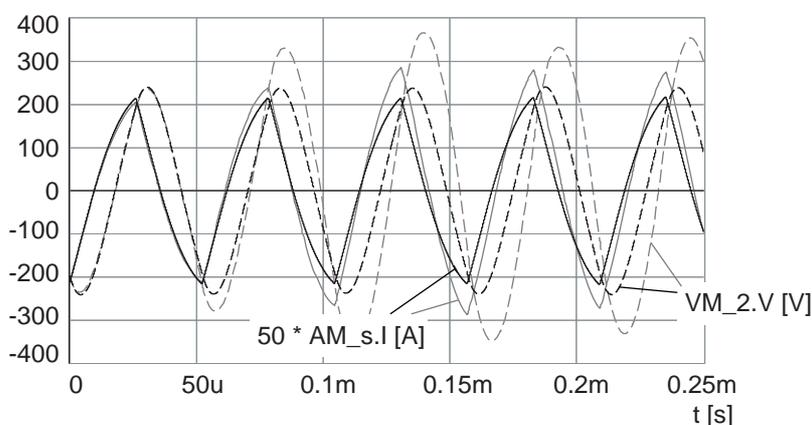


Bild 4.2: Validierung des berechneten eingeschwingenen Zustandes mit Hilfe der Simulationssoftware SIMPLORER. $AM_s.I$ entspricht dem Strom in der Filterspule, $VM_2.V$ ist die am Aktor anliegende Spannung (siehe Kap. 4.2.1).

8. Minimale Schrittweite berechnet aus der kleinsten Zeitkonstante des Systems: $H_{min} = 1.98$ ns. Die größte Periodendauer ergibt die maximale Schrittweite $H_{max} = 3.7$ μ s.

Ersatzparameter	
Piezokapazität C_p	10 nF
Mechanische Dämpfung R_m (nominal)	100 Ω
Mechanische Steifigkeit C_m	0.2 nF
Mechanische Masse L_m	0.346 H

Tabelle 4.1: Ersatzparameter einer Schwingeinheit für Simulationen.

4.1.2 Grundswingungsanalyse

Die hier betrachteten Stromrichtertypen beruhen auf einer Vollbrücken-Wechselrichterstufe, die eine blockförmige Rechteckspannung erzeugt. Diese Spannung wird im Falle der Resonanzstromrichter auf ein Resonanzfilter (siehe Kap. 4.2) und beim Pulsstromrichter (Kap. 4.3) auf einen Tiefpass bestehend aus einer Längsspule und der Piezokapazität des Aktors geschaltet. Diese Filtertopologien unterdrücken Oberschwingungen der Wechselrichter-spannung. Aufgrund dieses Verhaltens kann zur Analyse der Stromrichter die komplexe Wechselstromrechnung herangezogen werden [60, 64], solange eine lückende Betriebsart vermieden wird [65]. Tritt diese z. B. bei Nennlast auf, trifft die Annahme harmonischer Filtergrößen nicht mehr zu, und die Grundswingungsanalyse liefert fehlerhafte Belastungsgrößen.

Als anregende Spannung wird nur noch die Grundswingung der Wechselrichterstufe betrachtet. Die Lastimpedanz besteht dann aus dem Filter und dem Ersatzschaltbild des piezoelektrischen Aktors, die vollständig mit linearen Bauelementen beschrieben werden. Die sich einstellenden Ströme, Spannungen und Leistungen können unter diesen Umständen leicht berechnet werden. Desgleichen ist es möglich, Verlustleistungen und Wirkungsgrade der leistungselektronischen Schaltungen abzuschätzen.

Diese Vereinfachung führt zu sehr guten Näherungen für die Resonanzstromrichter. Lediglich im Falle des Pulsstromrichters haben sich bei der Berechnung der Verlustleistungen und Wirkungsgrade in Kap. 4.3 Abweichungen zwischen den Ergebnissen mit simulierten Werten und der Grundswingungsanalyse bemerkbar gemacht. Besonders ausgeprägt waren diese Fehler bei größeren Schaltfrequenzen und kleineren Aussteuerungen, bei denen der Stromverlauf ausgeprägtere Stromspitzen aufweist, was zu höheren Effektivwerten führt (vgl. mit Bild 4.23). Da vorab aber dieses Verhalten erwartet wurde, ist eine Abschätzung zu ungünstigeren Werten durchgeführt worden. Diese Vorgehensweise ist im abschließenden Vergleich der Stromrichtertypen zu berücksichtigen und entsprechend zu gewichten.

4.1.3 Verlustleistungsberechnung

Die Verlustleistungsberechnung auf Basis der im Rahmen der Simulationen gewonnenen Belastungsgrößen ist notwendig, um zunächst eine geeignete Halbleiterdimensionierung und -auswahl vorzunehmen. Ferner sind die Verlustleistungen direkt für die Temperatur der Chipfläche der Halbleiter verantwortlich und müssen zur Auslegung der benötigten Kühl-

körper bekannt sein. Damit werden dann auch die Grenzen für maximale Schaltfrequenz und Strom festgelegt.

Neben der Notwendigkeit der Bestimmung der Verluste für die Dimensionierung der Halbleiter werden diese Daten auch zur Berechnung des Wirkungsgrades benötigt, welcher ein wesentliches Vergleichskriterium unterschiedlicher Stromrichtertopologien darstellt (siehe [67]).

Der Aufwand für eine detaillierte Berechnung der Verluste ist sehr hoch, und kann beispielsweise im Rahmen von Zeitsimulationen (SIMPLORER) durchgeführt werden. Oftmals können parasitäre Effekte, die vom individuellen Aufbau der Schaltung abhängen, nicht vernachlässigt werden. Im Stadium eines Prinzipvergleichs unterschiedlicher Topologien liegen aber derartige Daten nicht vor. Analytische Gleichungen dagegen vermitteln einfacher zu durchschauende Zusammenhänge, wie sich die Verluste zusammensetzen, und von welchen Parametern sie abhängig sind. Gerade unter dem Gesichtspunkt des prinzipiellen Vergleichs unterschiedlicher Topologien sind daher analytische Gleichungen vorzuziehen. Detailliertere und komplexere Verlustleistungsmodellierungen spielen eine wichtigere Rolle bei der Schaltungsoptimierung.

Die Gesamtverluste der Halbleiterbauelemente setzen sich im Wesentlichen aus den Schalt- und Durchlassverlusten zusammen. Dabei ist zusätzlich zwischen den Mechanismen beim Ein- und Ausschalten des Transistors zu unterscheiden. Sperr- und Ansteuerungsverluste können üblicherweise vernachlässigt werden. Damit sich die aussagekräftigen analytischen Beschreibungen ergeben, werden folgende grundlegende Annahmen getroffen:

- Der Laststrom der Wechselrichterstufe bleibt aufgrund der Induktivität im Ausgangsfilter im Augenblick des Schaltens des Transistors konstant.
- Es tritt kein Stromlöcken auf.
- Die Strom- und Spannungsverläufe während der Kommutierungsvorgänge können durch stückweise lineare Kurvenverläufe dargestellt werden.

Die Berechnung der Verluste erfolgt anhand eines Transistor/Diodenpaares einer Halbbrückentopologie. Zur Bestimmung der Gesamtverluste können die Ergebnisse später einfach auf die anderen Transistor/Dioden-Paare übertragen werden. Die Bedingungen, wann aufgrund leitender antiparalleler Dioden Nullspannungsschalten (*zero voltage switching*, ZVS) für die Transistoren vorliegt, wird in den dazugehörigen Stromrichterkapiteln erläutert. In der Einleitung der vorliegenden Arbeit wurde bereits auf ihren interdisziplinären Charakter hingewiesen. Sicherlich sind die folgenden Ergebnisse Inhalte etlicher Vorlesungen und Lehrbücher, auf die für weitere und detailliertere Informationen verwiesen wird (z. B. [55, 56, 59, 60, 70]). Trotzdem werden aus Gründen der besseren Lesbarkeit die Inhalte in komprimierter Form zusammengefasst, um einen vereinfachten Zugang zur Thematik zu ermöglichen.

Ausschaltverluste

Die Ausschaltverluste der Transistoren können nach [58] näherungsweise durch eine ab dem Zeitpunkt t_0 zunächst linear ansteigende Drain-Source Spannung u_T und gleichzeitigem konstantem Strom $i_T = I_L$ dargestellt werden. Erst wenn zum Zeitpunkt t_1 die Transistorspannung die volle Zwischenkreisspannung U_d erreicht hat, beginnt der Transistor zu

sperren. Ab diesem Zeitpunkt geht der Strom linear gegen Null (t_2) und kommutiert dabei auf die entsprechende Diode. Die Verlustenergie dieses Vorgangs berechnet sich aus

$$W_{off}^T = \int_{t_0}^{t_2} i_T(t) u_T(t) dt = \frac{1}{2} U_d I_L t_{off}. \quad (4.9)$$

Die oben angegebene Zeit t_{off} erhält man aus Datenblättern der verwendeten Transistoren. Sie ist von verschiedenen Faktoren wie z. B. Laststrom und Gatewiderstand abhängig. Die Verlustleistung erhält man aus dem Produkt der Verlustenergie mit der Schaltfrequenz

$$P_{off}^T = \frac{1}{T} W_{off}^T. \quad (4.10)$$

Die Verluste der Dioden bei der Übernahme des Transistorstromes können üblicherweise vernachlässigt werden.

Einschaltverluste

Bei der Berechnung der Einschaltverluste der Transistoren muss die Rückstromspitze der Diode, die bis zum Einschaltmoment noch den Strom geführt hat, berücksichtigt werden. Diese Rückstromspitze entsteht, wenn die Ladungsträger aus der Sperrschicht geräumt werden müssen, siehe Bild 4.3. Dies führt zu einer kurzzeitigen Rückstromspitze der Höhe I_{rr} , die vom Transistor geführt werden muss und ganz erheblichen Einfluss auf die Einschaltverluste hat. Die Fläche unter der Rückstromspitze entspricht der Ladung Q_{rr} .

Der Wert für I_{rr} bzw. Q_{rr} hängt stark von der Vorgeschichte der Diode wie z. B. dem vor dem Schaltvorgang geführten Strom ab. Ferner spielen Mascheninduktivitäten im Kommutierungspfad eine entscheidende Rolle für die Steilheit⁹ di_T/dt sowie der Maximalwert des Stromes.

Die Form der Rückstromspitze hängt dagegen im Wesentlichen von der Diode selbst ab und wird von ihrer Technologie und Chip-Geometrie bestimmt. Eine wichtige Kennzahl zur Charakterisierung einer Diode ist der Faktor $S_D = t_b/t_a$ (vgl. mit Bild 4.3) und wird als *Snappiness* oder *Softfaktor* bezeichnet [58, 59]. In der Hauptsache unterscheidet man zwi-

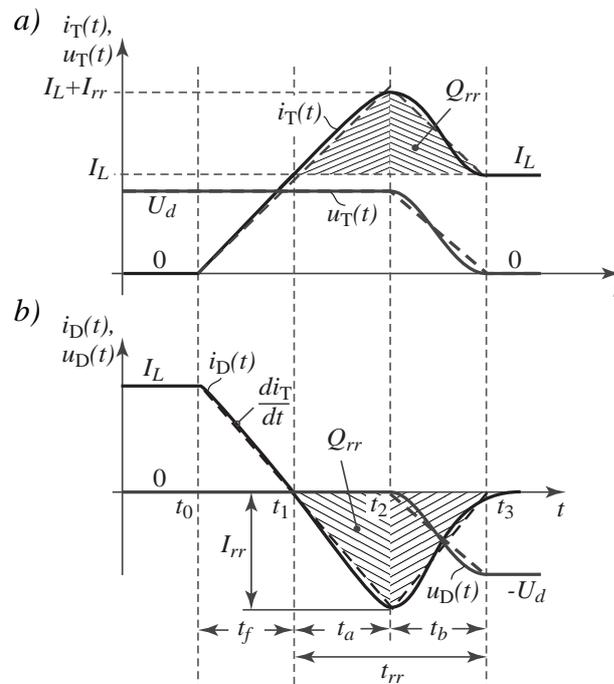


Bild 4.3: Strom- und Spannungsverläufe beim Einschalten des Transistors an Transistor (a) und Diode (b).

9. Ein typischer Wert in Datenblättern ist z. B. eine Steilheit von 100 A/ μ s.

schen *abrupt-recovery*- und *soft-recovery*-Verhalten. Bei *abrupt-recovery*-Dioden reißt der Strom nach Erreichen seines Maximalwertes sehr schnell ab, und wegen $t_b \ll t_a$ kann die Berechnung der Ladung Q_{rr} auf den Zeitraum t_a beschränkt werden. Die Folge sind kurze und sehr hohe Spannungsspitzen, die durch die im Schaltungsaufbau unvermeidbar enthaltenen Induktivitäten die Steuerelektronik massiv stören können. Oftmals wird aufgrund der sich ergebenden einfachen Gleichungen nur die Modellierung von *abrupt-recovery*-Dioden verwendet (siehe z. B. [60, 66]). In der Praxis ist aber gerade bei höheren Schalfrequenzen aus Gründen der besseren Störsicherheit *soft-recovery*-Verhalten der Dioden vorzuziehen. Die Verlustenergie für den Einschaltvorgang des Transistors bei Verwendung solcher Dioden wird anhand der in Bild 4.3 dargestellten linearisierten Stromverläufe berechnet. Man erhält¹⁰ mit $S_D = t_b/t_a$

$$W_{on}^T = \int_{t_0}^{t_3} u_T(t) i_T(t) dt = \frac{1}{2} U_d I_L t_f + U_d I_L t_a \left(1 + \frac{1}{2} S_D\right) + \frac{1}{2} U_d I_{rr} t_a \left(1 + \frac{2}{3} S_D\right). \quad (4.11)$$

Für *soft-recovery*-Dioden kann angenommen werden, dass S_D näherungsweise gleich Eins ist. Ferner kann bei schnellen Dioden der Term $I_L t_f$ vernachlässigt werden, und aufgrund des linearen Stromverlaufs in den Bereichen t_a und t_b kann die Ladung Q_{rr} mit

$$Q_{rr} \approx \frac{1}{2} I_{rr} t_{rr} \quad (4.12)$$

abgeschätzt werden. Aus dem gleichen Grund lässt sich die Rückstromspitze mit Hilfe der Steilheit di_T/dt ausdrücken:

$$I_{rr} = t_a \frac{di_T}{dt}. \quad (4.13)$$

Gem. [60] ist die Zeit t_f gewöhnlich so kurz und kann daher vernachlässigt werden. Mit diesen Angaben vereinfacht sich Gl. (4.11), und die in Wärme umgesetzte Energie beim Einschalten ist nun näherungsweise

$$W_{on}^T \approx U_d I_L t_a \left(1 + \frac{1}{2} S_D\right) + \frac{1}{2} U_d \frac{di_T}{dt} t_a^2 \left(1 + \frac{2}{3} t_a\right). \quad (4.14)$$

Die umgesetzte Verlustleistung erhält man analog zu Gl. (4.10):

$$P_{on}^T = \frac{1}{T} W_{on}^T. \quad (4.15)$$

Zu berücksichtigen ist noch die Abhängigkeit der Zeit t_a vom Strom, der im Augenblick des Schaltens durch die Diode fließt. Dieser funktionale Zusammenhang wird den Datenblättern der verwendeten Bauelemente entnommen.

10. Anhand Gl. (4.11) kann auch der Übergang zu *abrupt-recovery*-Dioden gezeigt werden, wie sie z. B. in [60] behandelt werden: Für den Faktor S_D und die Zeit t_f wird dazu angenommen, dass sie gegen Null streben. Es folgt dann $W_{on} = U_d I_L t_a + U_d Q_{rr}$.

Die Rückstromspitze verursacht nicht nur in dem einschaltenden Transistor Verluste, sondern auch in der beim gleichen Schaltvorgang abschaltenden Diode. Die Spannung über der Diode ist bis zum Zeitpunkt t_2 nahe Null und verläuft im Intervall t_b so, dass bei t_3 die Sperrspannung im eingeschwungenen Betrieb erreicht wird [58, 60]. Aufgrund dieses Spannungsverhaltens leisten der Strom und die Spannung nur im Intervall t_b einen Beitrag zu den Ausschaltverlusten der Diode. Unter der Annahme, dass die Strom- und Spannungsverläufe linear verlaufen [60], berechnet sich die in der Diode umgesetzte Energie näherungsweise aus

$$W_{off}^D \approx \int_{t_2}^{t_3} u_D(t) i_T(t) dt = \int_0^{t_b} \left(-U_d \frac{t}{t_b} \cdot \left(-I_{rr} + I_{rr} \frac{t}{t_b} \right) \right) dt. \quad (4.16)$$

Mit $S_D = t_b/t_a$ und mit Gl. (4.13) erhält man daraus

$$W_{off}^D \approx \frac{1}{6} U_d I_{rr} S_D t_a = \frac{1}{6} U_d \frac{di_T}{dt} t_a^2 S_D, \quad (4.17)$$

und die Verlustleistung ist

$$P_{off}^D = \frac{1}{T} W_{off}^D. \quad (4.18)$$

Durchlassverluste

Die Durchlassverluste von Dioden werden allgemein durch

$$P_d^D = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} u_F(t) i_F(t) dt = U_{T0} I_{F,AV} + r_D I_{F,rms}^2 \quad (4.19)$$

hinreichend genau beschrieben (z. B. [59, 70, 60]). Dabei ist U_{T0} die Schleusenspannung der Dioden und liegt bei normalen Silizium-Bauelementen bei ca. $U_{T0} \approx 0,7$ V. Der Wert r_D ist der differentielle Widerstand der Diode im Arbeitspunkt. Die weitere Belastungsgröße ist der Diodenstrom I_F in Vorwärtsrichtung, der als Mittel- und Effektivwert benötigt wird. Diese Angaben ergeben sich aus Simulationen.

Etwas einfacher lassen sich die Durchlassverluste von MOSFET-Transistoren angeben, die nur vom temperaturabhängigen Drain-Source-Widerstand $r_{DSon}(T_J)$ und dem Effektivwert des geführten Stromes abhängen. Man erhält

$$P_d^T = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} u_T(t) i_T(t) dt = r_{DSon}(T_J) I_{T,rms}^2. \quad (4.20)$$

Zur Berechnung der in Gl. (4.19) und Gl. (4.20) beschriebenen Durchlassverluste müssen Effektivwert und arithmetischer Mittelwert des Stromes durch das Bauteil bestimmt werden. Diese ergeben sich aus dem Asteuerungsgrad, dem Phasenwinkel zwischen Laststrom

und Spannung und müssen individuell für jede Topologie ermittelt werden. In den zu den Stromrichtern gehörenden Kapiteln werden diese Zusammenhänge detaillierter erläutert.

4.1.4 Magnetische Komponenten

Die magnetischen Komponenten wie Filterspulen und Transformatoren tragen wesentlich zu den Kosten und dem Volumen einer leistungselektronischen Schaltung bei. Aus diesem Grund sind diese Bauelemente bei einem Topologievergleich leistungselektronischer Schaltungen zu berücksichtigen. Die Berechnung des Flächenprodukts ist ein geeignetes Mittel, um eine überschlägige Abschätzung des Wachstums der induktiven Bauelemente durchzuführen [48, 59, 69]. Folgende Vereinfachungen werden getroffen:

- Erwärmungseffekte aufgrund der Stromdichte werden vernachlässigt.
- Die Wickelfensterfläche berücksichtigt nicht unterschiedliche Stromdichten in den einzelnen Wicklungen.
- Hochfrequenz- und Proximity-Effekte werden vernachlässigt.

Die Induktivität einer Spule berechnet sich mit der Windungszahl N und den Amplituden von magnetischem Fluss $\hat{\Phi}$ und Strom \hat{I} aus $L = (N\hat{\Phi})/\hat{I}$. Der Fluss wird in dieser Gleichung durch $\hat{\Phi} = \hat{B}A_c$ ersetzt, wobei \hat{B} die Flussdichte und A_c die Kernfläche ist.¹¹ Ferner wird mit dem Kupferfüllfaktor k_{Cu} , die Wickelfensterfläche A_w und den Querschnitt des Leiters A_{Cu} die Anzahl der Windungen mit $N = k_{Cu}A_w/A_{Cu}$ ersetzt. Man erhält nach Einsetzen der Stromdichte $\hat{J} = \hat{I}/A_{Cu}$ und Umstellen

$$L\hat{I}^2 = k_{Cu} \cdot \hat{B} \cdot \hat{J} \cdot A_c A_w. \quad (4.21)$$

Das Produkt $A_c A_w$ aus Kern- und Wickelfensterfläche wird als Flächenprodukt bezeichnet, und das daraus abgeleitete fiktive Volumen

$$\tilde{V} = (A_c A_w)^{3/4} \quad (4.22)$$

kann bei gegebener Bauform des Bauteils als Maß für dessen tatsächliches Volumen verwendet werden.

Geht man davon aus, dass die zu betrachtenden magnetischen Bauelemente aus gleichem Material gefertigt werden und ferner Stromdichte und Kupferfüllfaktor konstant sind, dann ist der Faktor $k_{Cu} \cdot \hat{B} \cdot \hat{J}$ ebenfalls als Konstante zu interpretieren. Entsprechend Gl. (4.21) ist das Flächenprodukt einer Spule $A_c A_w$ dann bis auf eine Konstante direkt von der Induktivität L und der quadratischen Stromamplitude \hat{I} bestimmt.

Für einen Transformator gelten ähnliche Zusammenhänge, vgl. z. B. mit [71]. Hier erhält man für die übertragbare Leistung eines Transformators den Ausdruck:

$$S_{Tr} = UI = \frac{1}{2\sqrt{2}} \cdot k_{Cu} J \hat{B} \cdot A_c A_w \cdot \omega \quad (4.23)$$

11. Die Verwendung der Amplitudenwerte stellt sicher, dass das Kernmaterial nicht in die Sättigung gebracht wird.

Beim Übergang auf die Scheitelwerte erhält man für das Flächenprodukt des Transformators:

$$A_c A_w = \frac{\hat{U}\hat{I}}{\omega} \cdot \frac{2}{k_{Cu}\hat{J}\hat{B}}. \quad (4.24)$$

4.2 Resonanzstromrichter

Resonanzstromrichter werden in der Nähe der Resonanzfrequenz der Ultraschall-Schwingeinheit betrieben. Dabei erzeugt die Wechselrichterstufe eine blockförmige Rechteckspannung deren Amplitude vom Spannungszwischenkreis vorgegeben wird. Das Ausgangsfilter des Resonanzstromrichters wird auf die Resonanzfrequenz der Schwingeinheit abgestimmt und hat die Aufgabe, unerwünschte harmonische Anteile der Wechselrichterspannung zu unterdrücken. Damit erhält man sehr gute spektrale Eigenschaften der Filterausgangsspannung, die nahezu sinusförmig verläuft und somit nur geringe Verzerrungsblindleistungen verursacht. Ferner werden durch die Auslegung des Ausgangsfilters die Schaltverluste massiv verringert und die Blindleistung, die vom gespeisten piezoelektrischen Aktor aufgenommen wird, kann kompensiert werden. Nachteilig sind die kostenintensiven und ggf. sehr voluminösen Filterbauelemente.

Die Schaltfrequenzen in der Nähe der Resonanzfrequenz der Schwingeinheit sind noch in einem gut handhabbaren Bereich, so dass günstige Halbleiterkomponenten mit mittleren Schaltgeschwindigkeiten eingesetzt werden können. Es bietet sich die Verwendung von IGBT an, um niedrige Durchlassverluste zu gewährleisten [59].

In diesem Kapitel werden zwei Resonanzstromrichter vorgestellt, für die als Wechselrichterstufe eine Vollbrückentopologie zugrunde gelegt wird. Die erarbeiteten Ergebnisse lassen sich prinzipiell auch auf Halbbrückentopologien übertragen. Bei Verwendung einer Halbbrücke sind allerdings höhere Strombelastungen der Halbleiterbauelemente und somit höhere Durchlassverluste die Folge.

Zur Einstellung der Amplitude der Stromrichterausgangsspannung wird die Phasensteuerung angewendet, die eine dynamische Spannungsanpassung bei gleichbleibend hohem Wirkungsgrad des piezoelektrischen Aktors gewährleistet. Die Wechselrichterspannung und die dazugehörige Grundschiwingung ist in Bild 4.4 dargestellt. Die Grundschiwingungsamplitude $\hat{u}_{wr,1}$ wird mittels einer Fourierreihe berechnet [48, 49], und man erhält den funktionalen Zusammenhang

$$\hat{u}_{wr,1}(D) = \frac{4U_d \cdot n_{sp}}{\pi} \cdot \sin(D\pi) \text{ mit } 0 \leq D \leq 0,5 \quad (4.25)$$

mit der Spannung des Zwischenkreises U_d und dem Tastverhältnis D . Die Spannungsanpassung durch den Ausgangstransformator wird durch dessen Übersetzungsverhältnis n_{sp} berücksichtigt.

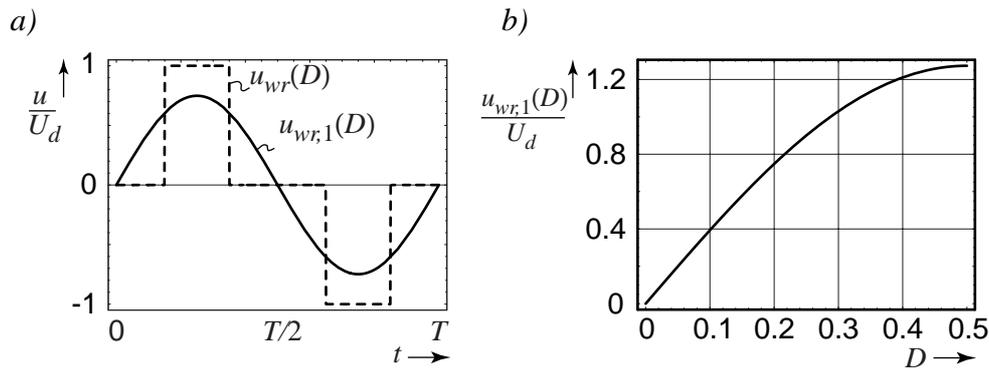


Bild 4.4: a) Wechselrichterspannung und Grundschiwingung beim Vollbrückenwechselrichter, b) Steuerkennlinie für die Grundschiwingung.

4.2.1 Der LC-Resonanzstromrichter

Die Topologie des LC-Resonanzstromrichters ist in Bild 4.5 dargestellt. Das Ausgangsfilter besteht aus einer Längsspule L_{fs} , der Piezokapazität C_P sowie einer optionalen, zusätzlichen Kapazität C_{fp} , die zur Vergrößerung der Piezokapazität verwendet werden kann. Für die später folgenden Berechnungen wird das Kapazitätsverhältnis

$$\gamma_f = \frac{C_f}{C_P} = \frac{C_{fp} + C_P}{C_P} \quad (4.26)$$

eingeführt. Die Resonanzfrequenz des Filters $\omega_s = 2\pi f_s$ wird auf einen Wert unterhalb der Resonanzfrequenz f_0 der Ultraschall-Schwingereinheit abgestimmt. Für die bezogene Resonanzfrequenz gilt somit

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{\omega_0} < 1. \quad (4.27)$$

Die Festlegung der Filterresonanzfrequenz unterliegt dabei verschiedenen Gesichtspunkten. Zunächst erreicht man durch entsprechende Auslegung die Blindleistungskompensation des Aktors und aufgrund des Betriebs nahe der Filterresonanzfrequenz stellt sich eine sehr gute

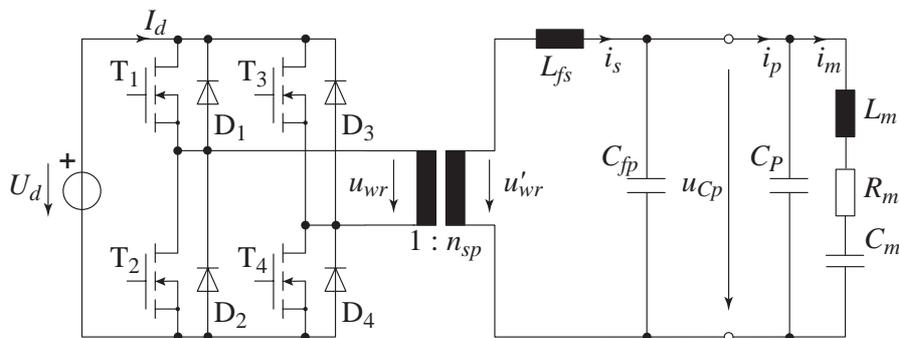


Bild 4.5: Topologie des LC-Resonanzstromrichters.

Filterwirkung hinsichtlich der Oberschwingungen der Wechselrichterstufe ein. Ferner stellt das Ausgangsfilter gemeinsam mit dem piezoelektrischen Aktor eine induktive Last dar, sodass die Transistoren der Wechselrichterstufe nullspannungsschaltend betrieben werden können, siehe Kap. 4.2.1.2. Zu berücksichtigen ist, dass das Ausgangsfilter in unmittelbarer Umgebung seiner Resonanzfrequenz besonders empfindlich ist. So können Schwankungen der Piezokapazität, die Teil des Filters ist, zu einer Verstimmung des Filters führen. Änderungen der Piezokapazität können auf Parametervariationen des Materials und auf Erwärmung der piezoelektrischen Elemente zurückgeführt werden, vgl. Kap. 3. Mit Durchführung einer Labormessreihe anhand einer Schwingeinheit, die mit ihrem Ultraschallprozess belastet wird, kann das Filterverhalten bestimmt werden. Verwendet man dazu außerdem das Spannungsübertragungsverhalten gemäß Gl. (4.29) und zieht die entsprechenden Amplituden- und Phasenkennlinien hinzu (vgl. Bild 4.7), kann eine geeignete Filterresonanzfrequenz bestimmt werden.

Für die Schwingeinheit nach Tabelle 4.1 wurde die Filterresonanzfrequenz 6 kHz unterhalb der Resonanzfrequenz der Schwingeinheit festgelegt. Die sich ergebene Entwurfsgleichung der Filterspule lautet

$$L_{fs} = \frac{1}{\omega_s^2(C_P + C_{fp})} = \frac{1}{\Omega_s^2 \omega_0^2(C_P + C_{fp})}. \quad (4.28)$$

In der Praxis bietet es sich an, die Filterinduktivität mit Hilfe der Streuinduktivitäten des Ausgangstransformators zu realisieren.

Typische Verläufe der Spannung u_{Cp} am piezoelektrischen Aktor und des Stromes i_s durch die Filterspule L_{fs} für unterschiedliche Tastverhältnisse sowie die dazugehörigen Spektren sind in Bild 4.6 dargestellt. Es fällt deutlich auf, dass bei kleinem Tastverhältnis die 3. Oberschwingung noch stark in der Speisespannung vertreten ist. Je größer das Tastverhältnis wird, desto dominanter wird die Grundschwingung. Allerdings werden beim maximalen Tastverhältnis $D = 0,5$ unter Verwendung der angegebenen Ersatzparameter der Schwingeinheit ein Amplitudenwert der Speisespannung von nur ca. 32 V und damit eine Schwingamplitude von nur $\hat{w} = 2,1 \mu\text{m}$ erzielt, was für den Betrieb typischer leistungsfähiger piezoelektrischer Schwingeinheiten nicht ausreicht. Dieser Spannungseinbruch ist auf die hohe Güte der verwendeten Schwingeinheit zurückzuführen, die zu einer Störung des Übertragungsverhaltens des Ausgangsfilters führt. Bestätigt wird dies durch das Spannungsübertragungsverhalten des Ausgangsfilters

$$\underline{G}_{LC}(j\omega) = \frac{\underline{U}_{Cp}}{\underline{U}_{wr}} = \frac{\underline{Z}_A(j\omega)}{\underline{Z}_{fs}(j\omega)[j\omega C_{fp} \cdot \underline{Z}_A(j\omega) + 1] + \underline{Z}_A(j\omega)}, \quad (4.29)$$

mit der Längsimpedanz $\underline{Z}_{fs}(j\omega) = j\omega L_{fs}$ sowie der Impedanz des Aktors $\underline{Z}_A(j\omega)$. Die frequenz- und amplitudennormierte Darstellung des Spannungsübertragungsverhaltens erfolgt in Bild 4.7. In der Nähe der Resonanzfrequenz der Schwingeinheit erweist es sich als überaus empfindlich, was sich in einer starken Variation der Spannungsverstärkung äußert (durchgezogene Kennlinien).

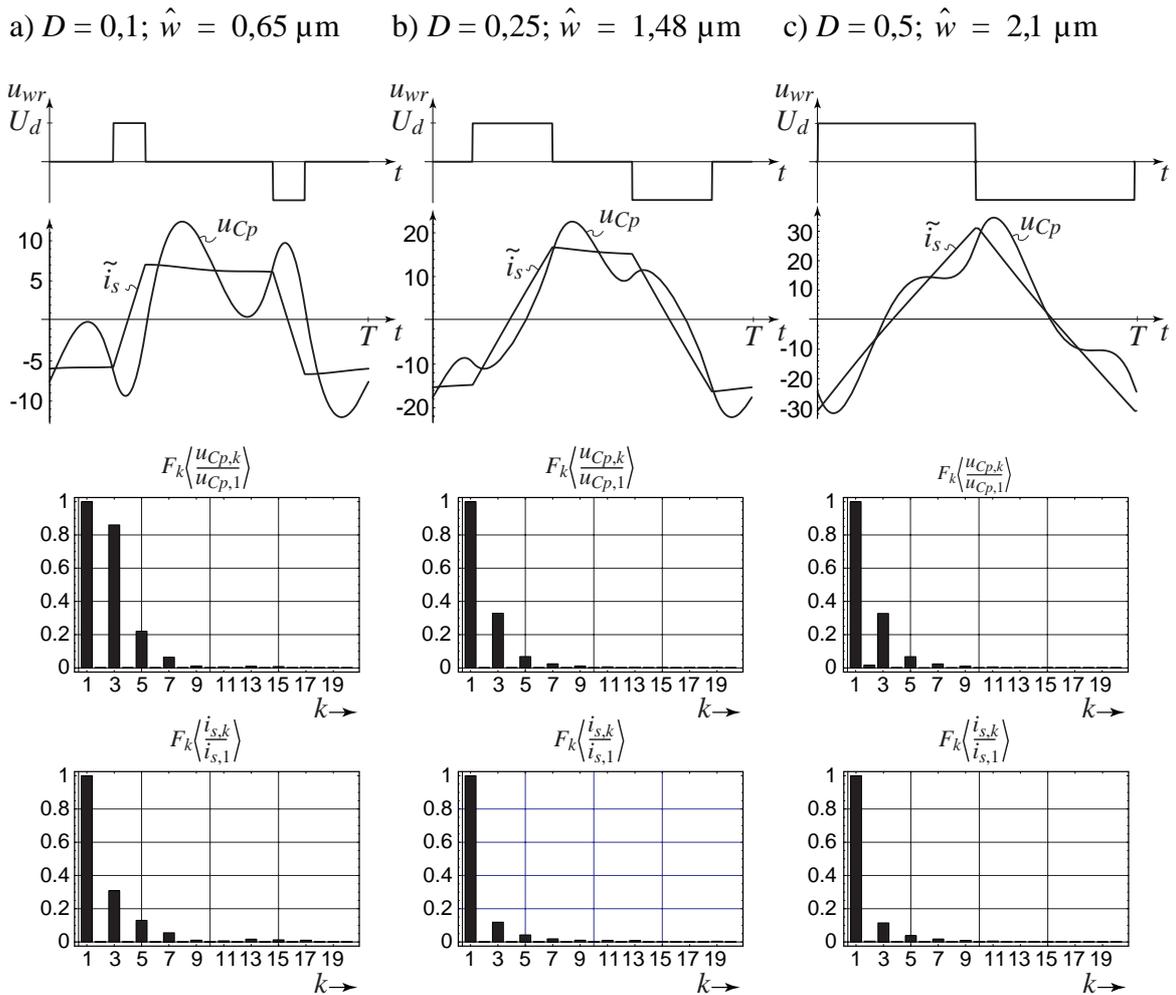


Bild 4.6: Simulierte Strom- und Spannungsverläufe am LC-Resonanzstromrichter: Tastverhältnis variiert für $D = 0,1, 0,25$ und $0,5$. Spektrum der Spannung am piezoelektrischen Aktor u_{Cp} und des Spulenstroms i_s (aus Darstellungsgründen wurde für den Strom $\tilde{i}_s = 100 \cdot i_s$ eingeführt).

In der Umgebung der Resonanzfrequenz der Schwingeinheit bricht die Spannung stark ein, was das Verhalten der simulierten Strom- und Spannungsverläufe nach Bild 4.6 bestätigt. Der Spannungseinbruch führt dazu, dass entweder ein großer Spannungsbereich durch das Tastverhältnis abgedeckt oder der Ausgangstransformator mit einem großen Übersetzungsverhältnis ausgelegt werden muss.

Die Analyse des Spannungsübertragungsverhaltens erfolgt anhand einer normierten Darstellung, indem $\Omega = \omega/\omega_0$ eingesetzt wird. Ferner wird die Gütezahl M_f eingeführt, die die Gütezahl der Ultraschall-Schwingeinheit M nach Gl. (2.19) und die Filterkapazität C_{fp} berücksichtigt

$$M_f = \frac{1}{\omega_0(C_p + C_{fp})R_m} = \frac{1}{\omega_0 C_f R_m} = \frac{1}{\gamma_f} \cdot M. \quad (4.30)$$

Im Falle der Resonanz ($\Omega \rightarrow 1$) ergibt sich für den Betrag der Spannungsübertragungsfunktion dann

$$|\underline{G}_{LC}(1)| = \frac{\omega_s^2}{\sqrt{M_f^2 \omega_0^4 + (\omega_0^2 - \omega_s^2)^2}} = \frac{\Omega_s^2}{\sqrt{M_f^2 + (1 - \Omega_s^2)^2}}. \quad (4.31)$$

Anhand dieser Gleichung erkennt man, dass durch Verkleinern von M_f , d. h. durch Vergrößern der Kapazität C_{fp} , eine Glättung des Spannungsübertragungsverhaltens erzielt werden kann. Der Grenzwert ergibt sich zu ($\omega_0 > \omega_s$)

$$\lim_{C_{fp} \rightarrow \infty} |\underline{G}_{LC}(1)| = \frac{\Omega_s^2}{1 - \Omega_s^2}. \quad (4.32)$$

Dieses Verhalten kann auch durch Betrachtung der Teilimpedanzen erklärt werden. Durch die Vergrößerung der Filterkapazität C_{fp} wird wegen Gl. (4.28) die Längsimpedanz $Z_{fs}(\omega)$ verringert, was sich auf die Spannungsverhältnisse des Spannungsteilers im Ausgangsfilter auswirkt. Der Einfluss der Filterkapazität wird ebenfalls in Bild 4.7 dargelegt, und es ist eine wesentliche Glättung des Spannungsübertragungsverhaltens erkennbar. Ein weiterer Vorteil ist die Stabilisierung des Übertragungsverhaltens hinsichtlich Änderungen der Piezokapazität, die z. B. durch Erwärmung während des Betriebs beobachtet werden können. Im Folgenden werden die Auswirkungen der größeren Kapazität auf die Belastung der Wechselrichterstufe mit Hilfe der Grundschwingungsanalyse näher untersucht.

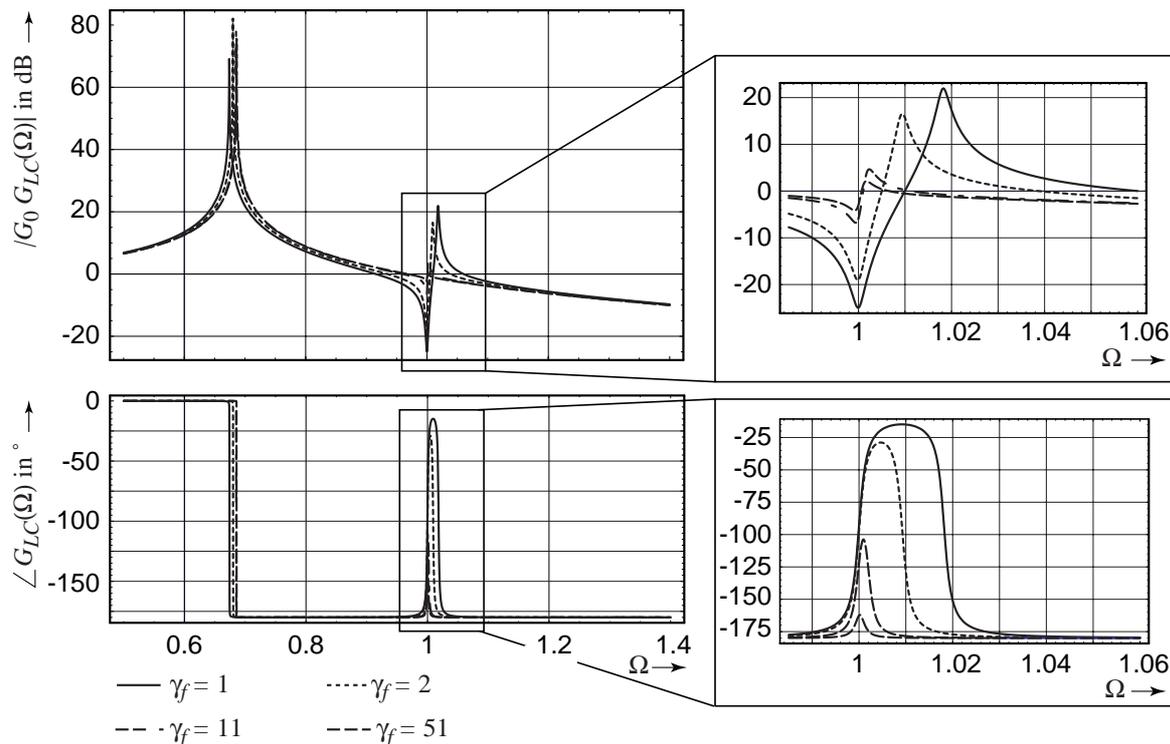


Bild 4.7: Amplituden- und Phasenkennlinie in normierter Darstellung für den LC-Resonanzstromrichter. Variation der Filterkapazität C_{fp} zur Glättung des Spannungsübertragungsverhaltens.

4.2.1.1 Grundswingungsanalyse des LC-Resonanzstromrichters

Eine Abschätzung der Belastungsgrößen der Wechselrichterstufe wird mittels der so genannten Grundswingungsanalyse durchgeführt, siehe Kap. 4.1.2. Im Folgenden wird die Grundswingung mit dem Index 1 gekennzeichnet (z. B. $u_{Cp,1}$). Die Wechselrichterstufe wird mit den Impedanzen der Filterkomponenten und des Aktors belastet. Zusätzlich zur Piezokapazität C_p wird jetzt noch die Filterkapazität C_{fp} berücksichtigt. Man erhält die Lastimpedanz aus:

$$\underline{Z}_{LC}(j\omega) = \underline{Z}_{fs}(j\omega) + \frac{\underline{Z}_A(j\omega) \cdot \frac{1}{j\omega C_{fp}}}{\underline{Z}_A(j\omega) + \frac{1}{j\omega C_{fp}}} \quad (4.33)$$

Für den Fall des Betriebes in der Resonanz des Aktors ($\Omega = 1$) erhält man in normierter Darstellung und mit Verwendung der Gütezahl M_f

$$\underline{Z}_{LC}(1) = R_m \cdot \left(\frac{M_f^2}{1 + M_f^2} + jM_f \cdot \left(\frac{1}{\Omega_s^2} - \frac{1}{1 + M_p^2} \right) \right) \quad (4.34)$$

Der auf

$$\underline{Z}_{LC0}(\Omega) = \underline{Z}_{LC}(1) \Big|_{\gamma_f=1} \quad (4.35)$$

normierte Amplituden- und der Phasenverlauf der Lastimpedanz $\underline{Z}_{LC}(j\Omega)$ in Nähe der Resonanz ist in Bild 4.8 dargestellt. Es wird deutlich, dass der Betrag der Impedanz in Abhängigkeit von der zusätzlichen Parallelkapazität verringert wird, was zu einer höheren Belastung der Wechselrichterstufe führt. Die Leistungen, die in Resonanz des mechanischen Teilsystems von der Last aufgenommen werden, sind in Abhängigkeit vom Faktor γ_f in Bild 4.9 a gegenübergestellt. Es gilt für die Berechnung der Scheinleistung

$$\underline{S}_{wr}(1) = \frac{|u_{wr,1}/\sqrt{2}|^2}{\underline{Z}_{LC}^*(1)}, \quad (4.36)$$

und Wirk- bzw. Blindleistung erhält man aus $P_{wr}(1) = \text{Re}\{\underline{S}_{wr}(1)\}$ und $Q_{wr}(1) = \text{Im}\{\underline{S}_{wr}(1)\}$. Der Graph des Leistungsfaktors $\cos(\varphi) = P_{wr}(1)/\underline{S}_{wr}(1)$ zeigt ein Maximum, welches der optimale Betriebspunkt des LC-Resonanzstromrichters ist. In

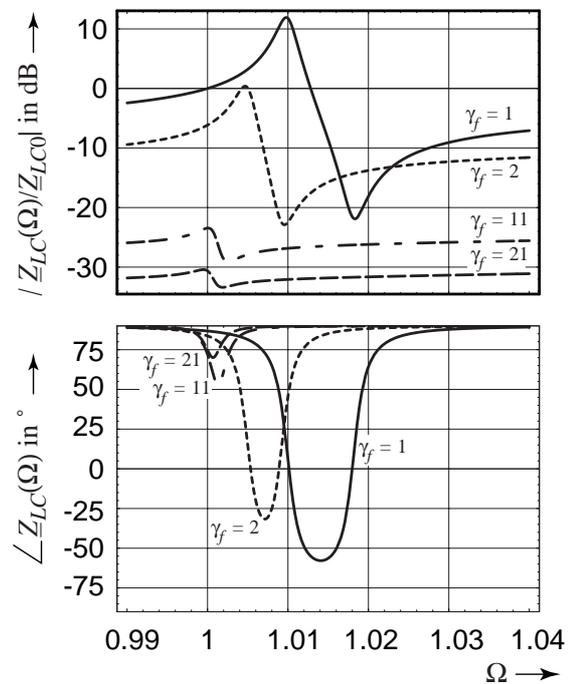


Bild 4.8: Amplituden- und Phasenverlauf der normierten Lastimpedanz $\underline{Z}_{LC}(\Omega)$ nahe mechanischer Resonanz ($\Omega = 1$)

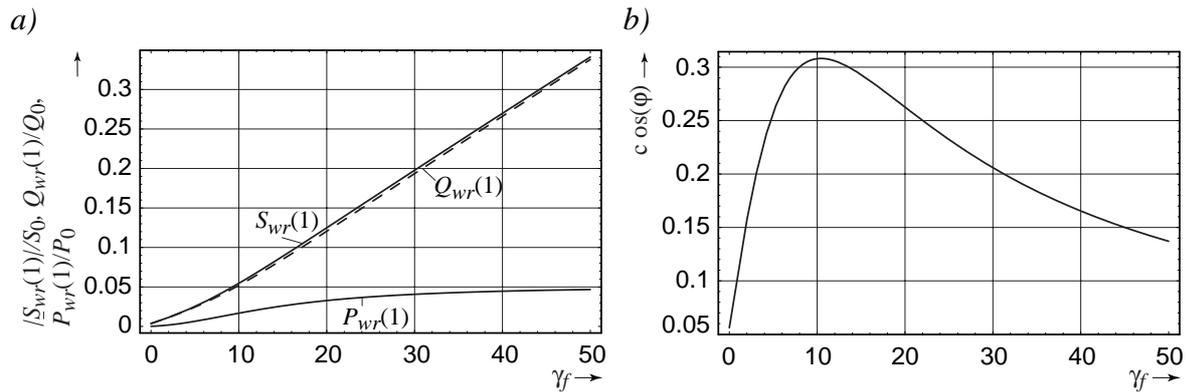


Bild 4.9: Leistungsverhältnisse des LC-Resonanzstromrichters bei Variation der Filterkapazität C_{fp} . a) Leistungen, b) Leistungsfaktor.

diesem Punkt stellt sich das günstigste Verhältnis zwischen der zu übertragenden Scheinleistung und der im Prozess umsetzbaren Wirkleistung ein. Die Lage dieses Optimums berechnet sich aus

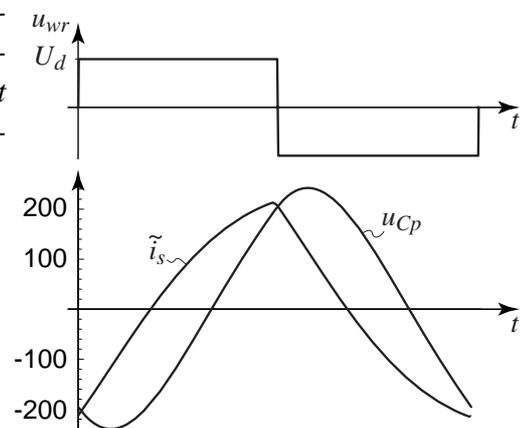
$$M_{f, opt} = \sqrt{1 - \left(\frac{\omega_s}{\omega_0}\right)^2} = \sqrt{1 - \Omega_s^2}, \quad (4.37)$$

und die Auslegung der Filterkapazität $C_{fp, opt}$ erfolgt demzufolge gemäß

$$C_{fp, opt} = C_P \cdot \frac{M}{\sqrt{1 - \Omega_s^2}}. \quad (4.38)$$

Zu beachten ist an dem Ergebnis in Gl. (4.37), dass die optimale Filterkapazität maßgeblich von der ohmschen Last R_m , die Teil der Gütezahl M ist, abhängt. Der Verlauf des eingeschwingenen Systems für diese Auslegung ist in Bild 4.10 dargestellt. Die entsprechenden Simulationsergebnisse aus der Zeitbereichsanalyse belegen, dass der Stromrichter durch die zusätzliche Kapazität $C_{fp, opt}$ erheblich spannungssteifer geworden ist. Der Vergleich der erreichten Amplitude der Aktorspannung u_{Cp} mit derjenigen von Bild 4.6 c bei Vollaussteuerung der Vollbrücke zeigt dies sehr deutlich. Es ist nun eine Schwingamplitude von $\hat{w} = 19,3 \mu\text{m}$ möglich

Bild 4.10: Simulierte Strom- und Spannungsverläufe am LC-Resonanzstromrichter für $D \approx 0,5$ bei $M_{f, opt}$; vgl. mit Bild 4.6 c, $i_s = 50 \cdot i_s$. Die Schwingamplitude beträgt $\hat{w} = 19,3 \mu\text{m}$.



Zu bedenken bleibt, dass trotz Kapazität $C_{fp, opt}$ der LC-Resonanzstromrichter nicht ideal spannungseinprägend arbeitet. Aus diesem Grund muss das Übersetzungsverhältnis $1:n_{sp}$ des Ausgangstransformators angepasst werden, um den Vorgaben der benötigten Aktorspannung gerecht zu werden. Damit eine vorgegebene Ausgangsamplitude $\hat{u}_{Cp,1}^*$ bei maximalem Tastverhältnis ($D = 0,5$) erreicht werden kann, erhält man aus Gl. (4.25) und Gl. (4.37):

$$n_{sp} = \frac{\pi}{4 \cdot U_d} \cdot \hat{u}_{Cp,1}^* \cdot \frac{1}{|G_{LC}(1)|_{v \rightarrow v_{max}}} \quad (4.39)$$

Das Flächenprodukt A_{LC} der Filterspule L_{fs} kann mit Kenntnis des Wertes $M_{f, opt}$ und des Spulenstromes i_{Lfs} entsprechend Kap. 4.1.4 abgeschätzt werden. Der Strom berechnet sich aus

$$\hat{i}_{Lfs,1} = \hat{u}_{Cp,1} \cdot \frac{1}{R_m} \cdot \left(1 + j \cdot \frac{1}{M_{f, opt}}\right) \quad (4.40)$$

Dabei wurde die Annahme getroffen, dass die Schwingeinheit mit ihrer Resonanzfrequenz betrieben wird, und sich somit die Reaktanzen des Serienschwingkreises $L_m - C_m - R_m$ gegenseitig aufheben. Es verbleibt demnach nur der ohmsche Anteil R_m . Die Stromamplitude ist

$$\hat{i}_{Lfs,1} = \hat{u}_{Cp,1} \cdot \frac{1}{R_m} \cdot \frac{\sqrt{1 + M_{f, opt}^2}}{M_{f, opt}} \quad (4.41)$$

Für das Flächenprodukt der Filterspule ergibt sich mit Verwendung von Gl. (4.21) und mit $\gamma_{f, opt}$ nach Gl. (4.37):

$$A_c A_w|_{Ls} = \frac{1}{k_{Cu} \hat{J} \hat{B}} \cdot \frac{\hat{u}_{Cp,1}^2}{\omega_0 \cdot R_m} \cdot \frac{2 - \Omega_s^2}{\Omega_s^2 \cdot \sqrt{1 - \Omega_s^2}} \quad (4.42)$$

Für allgemeines γ_f erhält man

$$A_c A_w|_{Ls} = \frac{1}{k_{Cu} \hat{J} \hat{B}} \cdot \frac{\hat{u}_{Cp,1}}{\omega_0 \cdot R_m} \cdot \frac{1 + M_f^2}{\Omega_s^2 \cdot M_f} \quad (4.43)$$

Für den Transformator erhält man das Flächenprodukt

$$A_c A_w|_{Tr} = \frac{1}{k_{Cu} \hat{J} \hat{B}} \cdot \frac{\hat{u}_{Cp,1}^2}{\omega_0 \cdot R_m} \cdot \frac{2 \cdot \sqrt{(1 + M_f^2) \cdot (M_f^2 + (1 - \Omega_s^2)^2)}}{\Omega_s^2 \cdot M_f} \quad (4.44)$$

Insgesamt erhält man für den LC-Resonanzstromrichter das Flächenprodukt

$$A_c A_w|_{LC} = \frac{1}{k_{Cu} \hat{J} \hat{B}} \cdot \frac{\hat{u}_{Cp,1}^2}{\omega_0 \cdot R_m} \cdot \frac{1 + M_f^2 + 2 \cdot \sqrt{(1 + M_f^2) \cdot (M_f^2 + (1 - \Omega_s^2)^2)}}{\Omega_s^2 \cdot M_f} \quad (4.45)$$

4.2.1.2 Verlustleistungsberechnung für den LC-Resonanzstromrichter

Zur Bestimmung der Schalt- und Durchlassverluste beim Resonanzstromrichter müssen zunächst die Strom- und Spannungsverläufe untersucht werden. Dabei ist es insbesondere notwendig, die Phasenverschiebung φ zwischen der Grundschwingungen des geführten Stroms $i_{wr,1}(t)$ und der Wechselrichterspannung $u_{wr,1}(t)$ sowie den Steuerwinkel α zu berücksichtigen. Die folgenden Zusammenhänge werden anhand Bild 4.11 erläutert, in dem für den Fall $\varphi < \alpha$ die Strom- und Spannungsverläufe der jeweiligen Grundschwingung beispielhaft dargestellt sind. Die Steuerbefehle ($z_1, \bar{z}_2, z_3, \bar{z}_4$) der Transistoren aus der Vollbrücke sind in Bild 4.11 c zusätzlich angegeben.¹²

Schaltverluste

Die Momentanwerte des Stromes im Augenblick des Schaltens der Transistoren sind mit 1 bis 4 durchnummeriert. Zur Bestimmung der Schaltverluste müssen für beide Halbbrücken die jeweils vorliegenden Verhältnisse ermittelt werden.

Für den in Bild 4.11 dargestellten induktiven Belastungsfall ($\varphi < \alpha$), welcher einen von vier unterschiedlichen Belastungsfällen darstellt, liegen für die Transistoren der Halbbrücke A (T_1 und T_2) im Einschaltaugenblick Nullspannungsverhältnisse (\rightarrow Nullspannungsschalten, *zero voltage switching*) vor, da die jeweils antiparallele Diode (D_1 und D_2) den Strom führt. Aus diesem Grund können die Einschaltverluste der Transistoren vernachlässigt werden. Andere Verhältnisse liegen beim Ausschalten der Transistoren vor, da hier hart

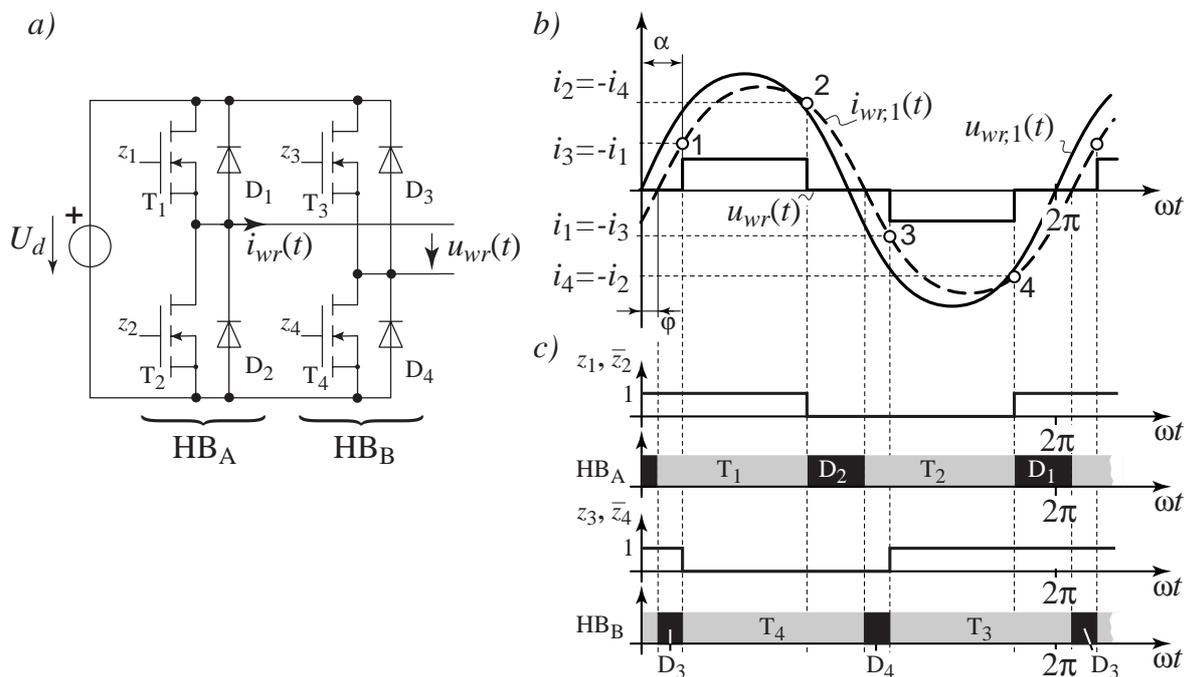


Bild 4.11: Augenblickswerte des Schaltstromes und Stromführungszeiten der Halbleiterbauelemente bei der phasengesteuerten Vollbrücke. a) Schaltbild, b) Strom- und Spannungsverläufe, c) Steuerbefehle der Transistoren und Aufteilung des Stromes auf die einzelnen Bauelemente.

12. Für $z_i = 1$ ist der entsprechend mit i nummerierte Transistor leitend bzw. bei $\bar{z}_i = 1$ sperrend.

geschaltet wird, und der Strom auf die Diode des anderen Transistor/Dioden-Paares kommutiert. Sobald der Strom seine Richtung umkehrt, sperren die Dioden und die zu ihnen parallelliegenden Transistoren übernehmen die Stromführung. Die Ausschaltverluste der Dioden entstehen bei diesem Vorgang nicht.

Die Transistoren der Halbbrücke B müssen beim Einschalten neben dem Laststrom auch die Rückstromspitze der Diode führen, so dass die Einschaltverluste berücksichtigt werden müssen. Ausschaltverluste der Dioden müssen ebenfalls mit in die Berechnung der Gesamtschaltverluste einfließen. Beim Ausschalten führt dagegen zunächst die antiparallele Diode den Strom und ermöglicht so den Transistoren Nullspannungsschalten.

Man erhält aus Gl. (4.10), Gl. (4.15), Gl. (4.18) und anhand Bild 4.11 unter Verwendung der Stromaugenblickswerte

$$P_{B,on}^T = \frac{3U_d}{2T} \cdot i_1 \cdot t_a(i_1) + \frac{5U_d}{6T} \cdot \frac{di_T}{dt} \cdot t_a^2(i_1) \quad (4.46)$$

sowie

$$P_{A,off}^T = \frac{U_d}{2T} \cdot i_2 \cdot t_{off}, \quad (4.47)$$

und

$$P_{A,off}^D = \frac{U_d}{6T} \cdot \frac{di_T}{dt} \cdot t_a^2(i_2) \cdot S_D, \quad P_{B,off}^D = \frac{U_d}{6T} \cdot \frac{di_T}{dt} \cdot t_a^2(i_1) \cdot S_D, \quad (4.48)$$

wobei für mit Verwendung der Grundschiwingung des Stromes für den dargestellten Belastungsfall gilt ($\varphi < 0$):

$$i_1 = i_{wr,1} \sin(\alpha + \varphi) \quad \text{und} \quad i_2 = i_{wr,1} \sin(\pi - \alpha + \varphi) \quad . \quad (4.49)$$

Die Betrachtungen für $\varphi > \alpha$ sowie induktiver und kapazitiver Last ($\varphi < 0$ bzw. $\varphi > 0$) sind analog zu dem hier erläuterten Beispiel durchzuführen. Das Ergebnis aller weiteren Belastungsfälle ist in Tabelle 4.2 zusammengefasst. Wie in Kap. 4.1.3 begründet, werden Einschaltverluste der Dioden vernachlässigt. Ausschaltverluste treten immer gemeinsam mit den Einschaltverlusten der Transistoren auf. Die Tabelle zeigt, dass reines Nullspannungsschalten der Transistoren nicht erreicht werden kann. Außerdem ist erkennbar, dass je nach Last die Vollbrücke unsymmetrisch belastet werden kann. Dies ist bei Betrachtung der Strommomentanwerte auch aus Bild 4.11 ersichtlich, da in diesem Beispiel für Halbbrücke A die größeren zu schaltenden Ströme auftreten. Bei unsymmetrischer aber bekannter Belastung ist es möglich, für die weniger stark belastete Halbbrücke kostengünstigere Halbleiterkomponenten einzusetzen. Je kleiner der Phasenwinkel φ ist, desto symmetrischer fällt die Belastung der Vollbrücke aus. Für den in Bild 4.11 dargestellten Fall setzen sich die Schaltverluste der Wechselrichterstufe wie folgt zusammen:

$$\begin{aligned} P_{S,ges} &= \underbrace{P_{T_3,on} + P_{T_4,on} + P_{D_4,off} + P_{D_3,off}}_{HB_A} + \underbrace{P_{T_1,off} + P_{T_2,off}}_{HB_B} \quad (4.50) \\ &= 2 \cdot P_{A,on}^T + 2 \cdot P_{A,on}^D + 2 \cdot P_{B,off}^T \end{aligned}$$

		kapazitiv		induktiv	
		$\varphi > \alpha$	$\varphi < \alpha$	$\varphi > \alpha$	$\varphi < \alpha$
HB _A	T ₁ ein / D ₂ aus	h.s.	ZVS	ZVS	ZVS
	T ₂ ein / D ₁ aus				
HB _B	T ₃ ein / D ₄ aus	h.s.	h.s.	ZVS	h.s.
	T ₄ ein / D ₃ aus				
	T ₁ aus	ZVS	h.s.	h.s.	h.s.
	T ₂ aus				
	T ₃ aus	ZVS	ZVS	h.s.	ZVS
	T ₄ aus				
					Beispiel gem. Bild 4.11

Tabelle 4.2: Bestimmung der Schaltverluste der phasengesteuerten Vollbrücke für kapazitive und induktive Last in Abhängigkeit des Steuerwinkels α . (ZVS = Nullspannungsschalten \rightarrow keine Schaltverluste, h.s. = hartes Schalten \rightarrow Schaltverluste).

Da die Belastung der Halbleiter innerhalb einer Halbbrücke für beide Transistor/Diodenpaare identisch ist, wurde in Gl. (4.50) die Abkürzung $P_{A/B, on/off}^{T/D}$ eingeführt. Dabei gibt das hochgestellte T bzw. D an, ob es sich um Dioden- oder Transistorverluste handelt. Der Index A bzw. B legt die jeweilige Halbbrücke fest.

Durchlassverluste

Wie den in Bild 4.11 c dargestellten Stromführungsbereichen entnommen werden kann, ist der Anteil des Laststromes, der von den Dioden und Transistoren geführt wird, in den beiden betrachteten Halbbrücken unterschiedlich. Den Gleichungen entsprechend Kap. 4.1.3 werden zur Berechnung der Durchlastverluste der Effektivwert des Belastungsstromes im jeweiligen Bauelement und außerdem dessen arithmetischer Mittelwert für die Diodendurchlassverluste benötigt. Mit Verwendung der in Bild 4.11 b angegebenen Winkel α und φ sowie unter Berücksichtigung des Vorzeichens von φ erhält man die in Tabelle 4.3 angegebenen Effektiv- bzw. Mittelwerte der jeweiligen Ströme. Da sich die Stromführungszeiten innerhalb einer Halbbrücke auf die Transistoren und Dioden symmetrisch auf die positive bzw. negative Halbschwingung des Laststromes aufteilen, sind in der Tabelle nur die Werte für ein Transistor-Diodenpaar angegeben. Die verwendete Notation wurde bereits im vorangegangenen Abschnitt eingeführt.

$(I_{A,rms}^T)^2$	$\hat{i}^2 \cdot \frac{2(\pi - \alpha + \varphi) + \sin[2 \alpha + \varphi]}{8\pi}$
$(I_{A,rms}^D)^2$	$\hat{i}^2 \cdot \frac{2 \alpha + \varphi - \sin[2 \alpha + \varphi]}{8\pi}$
$I_{A,AV}^D$	$\hat{i} \cdot \frac{1}{\pi} \sin\left[\frac{ \alpha + \varphi }{2}\right]^2$
$(I_{B,rms}^T)^2$	$\hat{i}^2 \cdot \frac{2(\pi - \alpha - \varphi) + \sin[2 \alpha - \varphi]}{8\pi}$
$(I_{B,rms}^D)^2$	$\hat{i}^2 \cdot \frac{2 \alpha - \varphi - \sin[2 \alpha - \varphi]}{8\pi}$
$I_{B,AV}^D$	$\hat{i} \cdot \frac{1}{\pi} \sin\left[\frac{ \alpha - \varphi }{2}\right]^2$

Tabelle 4.3: Effektiv- und arithmetischer Mittelwert der Dioden- und Transistorströme der phasengesteuerten Vollbrücke.

Nach Einsetzen aller Werte aus Tabelle 4.3 in Gl. (4.19) bzw. Gl. (4.20) erhält man für die Gesamtdurchlassverluste

$$P_{d,ges} = 2 \cdot r_{Dson} [(I_{A,rms}^T)^2 + (I_{B,rms}^T)^2] + \quad (4.51)$$

$$2 \cdot (U_{T0}(I_{A,AV}^D + I_{B,AV}^D) + r_D [(I_{A,rms}^D)^2 + (I_{B,rms}^D)^2]),$$

wobei wiederum innerhalb einer Halbbrücke symmetrische Belastungen der Bauelemente veranschlagt werden.

Die Gesamtverluste der Vollbrücke sind nun vollständig bekannt und können entsprechend Tabelle 4.2 und Tabelle 4.3 für beliebige Belastungsfälle bestimmt werden:

$$P_{V,ges} = P_{S,ges} + P_{d,ges}. \quad (4.52)$$

4.2.1.3 Wechselrichter-Wirkungsgrad des LC-Resonanzstromrichters

Unter Berücksichtigung des Ausgangstransformators zur Anpassung der Aktorspannung an die geforderte Betriebsspannung bei Vollaussteuerung (Gl. (4.39)) ergibt sich für die Grundschwingungsamplitude des Wechselrichterstromes

$$\hat{i}_{wr,1} = \frac{n_{sp}^2 \hat{u}_{wr,1}}{|Z_{LC}(1)|} \quad (4.53)$$

$$= \frac{\pi(\hat{u}_{Cp}^*)^2}{4U_d R_m} \cdot \frac{\sqrt{(1 + M_f^2) \cdot (M_f^2 + (1 - \Omega_s^2)^2)}}{M_f \cdot \Omega_s^2}$$

Der auf die Werte des Nominalbetriebs ($\hat{i}_{wr,1}^0 = \hat{i}_{wr,1}(R_m=100\ \Omega)$) normierte Graph ist in Bild 4.12 dargestellt, und zeigt, wie sich mit zunehmendem Kapazitätsfaktor γ_f der Strom und insbesondere sein Minimum, welches den optimalen Arbeitspunkt des LC-Resonanzstromrichters markiert, entwickelt. Als weiterer Scharparameter wurde die Dämpfung variiert. Bei sehr großen Dämpfungen verschwindet das Stromminimum vollständig, so dass keine zusätzliche zum Aktor parallelliegende Kapazität vorgesehen werden muss. Für $\gamma_f \rightarrow \infty$ strebt der Strom gegen Unendlich.

Der Wirkungsgrad

$$\eta = (P_{wr} - P_{V, ges}) / P_{wr} \quad (4.54)$$

der Wechselrichterstufe wird mit Hilfe von Gl. (4.36) und der Wirkleistung bei Speisung des Aktors mit seiner Resonanzfrequenz $P_{wr} = \text{Re}\{\underline{S}_{wr}\}$ bestimmt. Für die betrachtete Schwingeinheit ergeben sich dabei die für Bild 4.13 errechneten Wirkungsgradverläufe. Das Bild belegt einen erheblichen Anstieg des Wirkungsgrades bei kleinen Tastverhältnissen D . Ab einem bestimmten Tastverhältnis wird der Steuerwinkel α kleiner als der Phasenwinkel φ , so dass die Transistoren der Halbbrücke B entsprechend Tabelle 4.2 unter Nullspannung einschalten. Die Folge ist eine erhebliche Verringerung der Schaltverluste, was sich in Form eines Wirkungsgrad-„Sprunges“ äußert. Für $\gamma_f = 11 \approx \gamma_{f, opt}$ liegt dieser Fall knapp unter $D = 0,1$.

Mit zunehmendem Kapazitätsverhältnis γ_f steigt der Wirkungsgrad stark an. Für

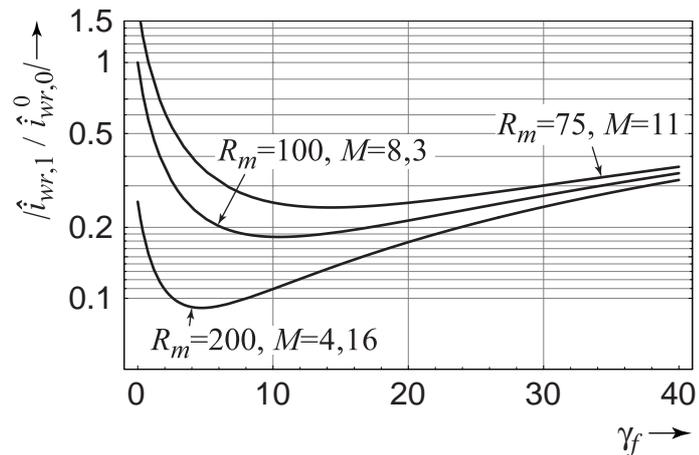


Bild 4.12: Strom der Wechselrichterstufe als Funktion von v und der Dämpfung R_m , Nennbetrieb bei $R_m=100\ \Omega$ mit $\hat{u}_{Cp}^* = 100\ \text{V}$ und $U_d = 325\ \text{V}$.

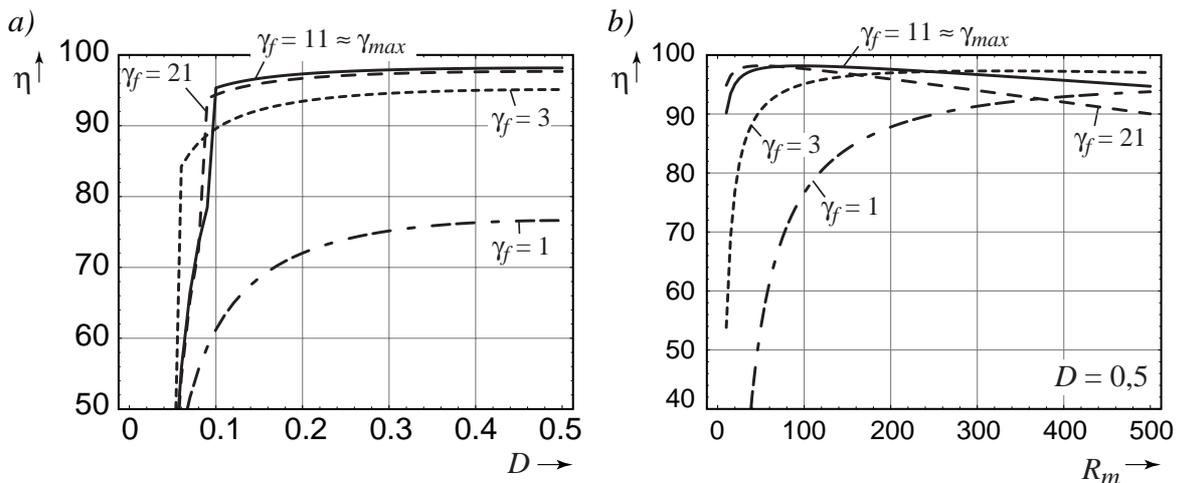


Bild 4.13: Wechselrichter-Wirkungsgrad des LC-Resonanzstromrichters als Funktion a) des Tastverhältnisses D , b) des Lastwiderstandes R_m bei unterschiedlichen Kapazitätsverhältnissen γ_f .

$\gamma_f = \gamma_{f, opt}$ wird der in Kap. 4.2.1.1 mittels Gl. (4.37) prognostizierte optimale Betriebspunkt erreicht, und für $\gamma_f > \gamma_{f, opt}$ stellen sich wieder schlechtere Wirkungsgrade ein. Der maximal erreichbare Wirkungsgrad für die hier betrachtete Schwingeinheit liegt bei ca. $\eta = 98,2\%$.

Für den Fall der veränderlichen Last, für den in dieser Simulation der Widerstand R_m variiert wurde, ergeben sich bei konstantem maximalen Tastverhältnis $D = 0,5$ je nach Kapazitätsverhältnis γ_f für kleiner werdende Lasten wieder schlechtere Wirkungsgrade. Allerdings ist erkennbar, dass bei dem für dieses Beispiel ermittelten optimalen Kapazitätsverhältnis $\gamma_{f, opt}$ bei $R_m = 100 \Omega$ der Punkt des maximalen Wirkungsgrades erhalten bleibt. Für andere Lasten muss, wie in Gl. (4.37) gezeigt, die Berechnung des optimalen Kapazitätsfaktors die geänderte Gütezahl M berücksichtigen.

4.2.2 Der LLC-Resonanzstromrichter

Der Schaltplan des LLC-Resonanzstromrichters ist in Bild 4.14 dargestellt. Ähnlich wie beim LC-Resonanzstromrichter liegt die Schaltfrequenz der Wechselrichterstufe in unmittelbarer Umgebung der mechanischen Resonanzfrequenz f_0 des piezoelektrischen Aktors. Das Ausgangsfilter besteht hier aus einem Serienschwingkreis im Längspfad bestehend aus der Kapazität C_{fs} und der Induktivität L_{fs} . Parallel zur Last wird außerdem noch eine Parallelinduktivität L_{fp} eingeführt, die mit der optional vorzusehenden Kapazität C_{fp} und der Piezokapazität C_P resonant abgestimmt wird. Die Auslegung des Längs- und Parallelschwingkreises erfolgt anhand der Gleichungen:

$$L_{fp} = \frac{1}{(2\pi f_0)^2(C_P + C_{fp})}, L_{fs} = L_{fp}, C_{fs} = C_P + C_{fp} \quad (4.55)$$

Diese Auslegung führt zu einem Bandpassverhalten welches bei einer ohmschen Last näherungsweise bei der Frequenz f_0 eine Spannungsverstärkung von Eins und eine Phasenverschiebung von null gewährleistet. Damit entspricht im stationären Betrieb die Grundschwingungsamplitude der Wechselrichterstufe u_{wr} aufgrund der Spannungseinprägung des Wechselrichters nahezu der Grundschwingungsamplitude der Filterausgangsspannung u_{Cp} , vgl. [48].

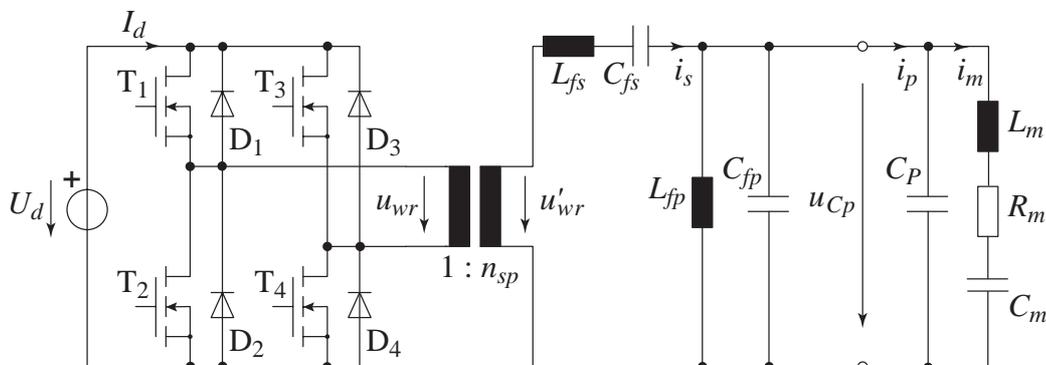


Bild 4.14: Topologie des LLC-Resonanzstromrichters.

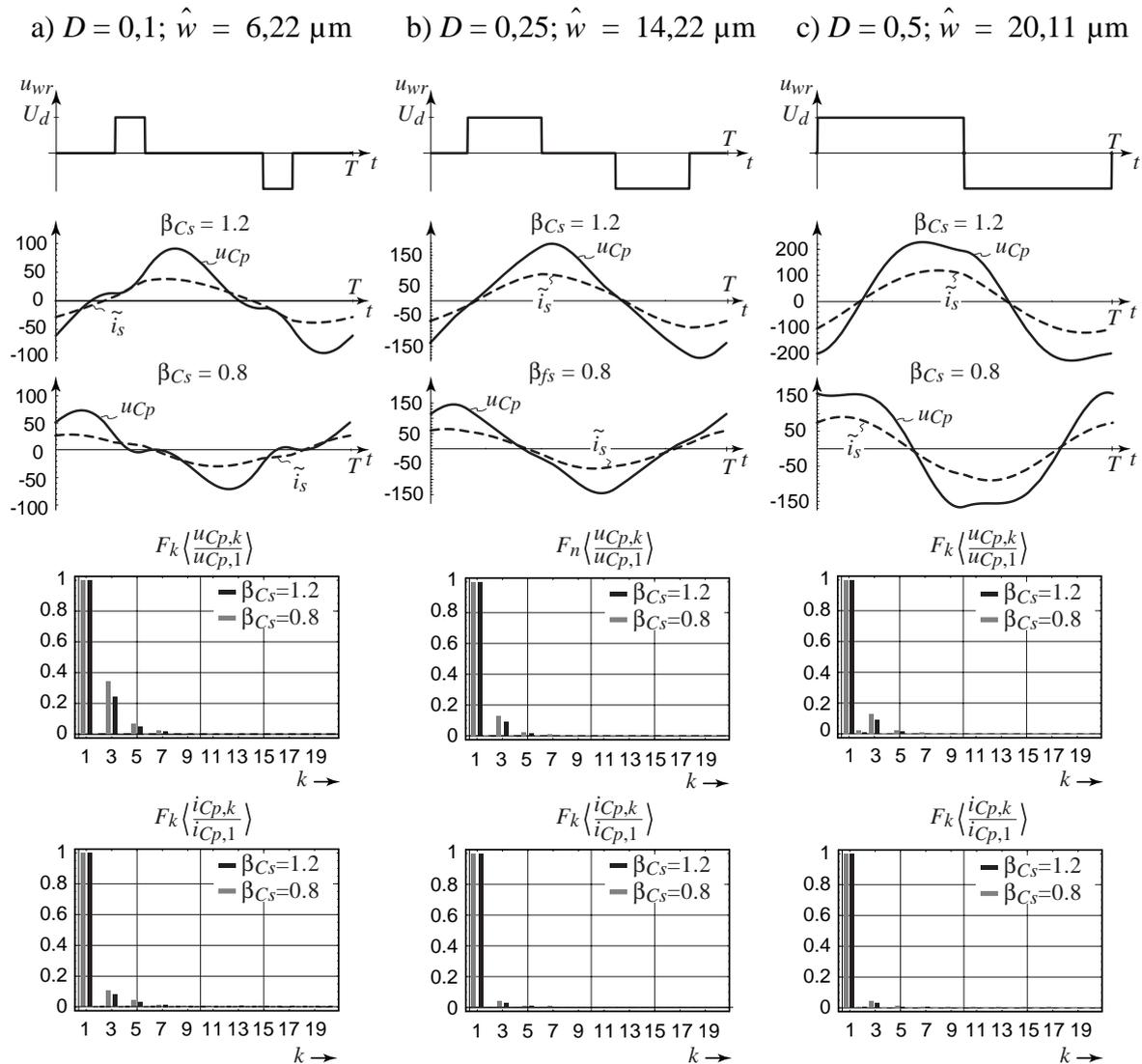


Bild 4.15: Simulierte Strom- und Spannungsverläufe am LLC-Resonanzstromrichter bei einem Tastverhältnis von $D = 0,1, 0,25$ und $0,5$. Spektrum der Spannung am piezoelektrischen Aktor u_{cp} und vom Strom durch die Längsspule i_s , (aus Darstellungsgründen wurde für den Strom $i_s = 50 \cdot i_s$ eingeführt).

Die simulierten Strom- und Spannungsverläufe bei unterschiedlichen Tastverhältnissen des LLC-Resonanzstromrichters sind in Bild 4.15 dargestellt, wobei hier auf die zusätzliche Kapazität C_{fp} verzichtet wurde. Im Vergleich zum LC-Resonanzstromrichter ist trotzdem ein erheblich ausgeprägteres spannungseinprägendes Verhalten erkennbar. Aufgrund des besseren Verhältnisses zwischen der Grundschwingungsamplitude und den auftretenden Oberschwingungen ist auch eine bessere Filterwirkung des Ausgangsfilters zu verzeichnen.

Die entsprechenden Amplituden- und Phasenkennlinien sind in Bild 4.16 dargestellt. Auffällig sind in der Amplitudenkennlinie die beiden unter- und oberhalb des Arbeitsbereiches auftretenden Resonanzüberhöhungen. Wie bereits erläutert liegt dazwischen die Verstärkung des Ausgangsfilters nahe Eins, und der LLC-Resonanzstromrichter arbeitet unter der Annahme idealer Bauelemente spannungseinprägend. In [48] und [68] wurde gezeigt, wie

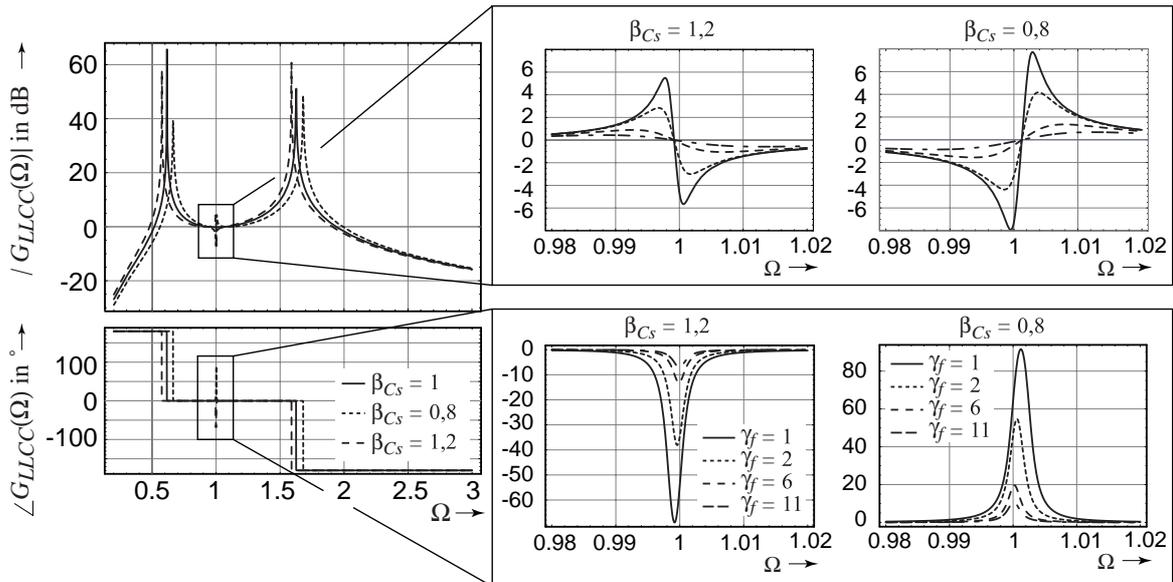


Bild 4.16: Amplituden- und Phasenkennlinie in normierter Darstellung für den LLC-Resonanzstromrichter. Variation der Filterkapazität C_{fp} zur Glättung des Spannungsübertragungsverhaltens und Einfluss der Filterkapazität C_{fs} .

durch die Wahl des Kapazitätsverhältnisses C_{fp}/C_{fs} die Lage der beiden Resonanzen des Spannungsübertragungsverhaltens bestimmt werden kann. Auf diese Weise kann der Arbeitsbereich des Stromrichters, womit der Frequenzbereich gemeint ist, in dem sich die mechanische Resonanzfrequenz des piezoelektrischen Aktors befinden darf, vergrößert werden. Dringend zu beachten ist allerdings, dass der mögliche Arbeitsbereich auch von der gewählten Wechselrichter-Topologie abhängt. Während bei einer Vollbrückentopologie erst die dritte Oberschwingung in der Ausgangsspannung der Wechselrichterstufe auftritt, ist bei einer Halbbrückentopologie, abhängig vom Tastverhältnis, bereits die zweite Oberschwingung in der Ausgangsspannung enthalten. Bei entsprechend ungeeigneter Auslegung und Platzierung der beiden Resonanzen in der Spannungsübertragungskennlinie kann die zweite Oberschwingung mit der oberen Resonanzüberhöhung zusammenfallen und zu unzulässig hohen Belastungen der Halbleiter führen. Umgehen kann man dieses Problem der Halbbrückentopologie, indem mit einem konstanten Tastverhältnis von $D = 0,5$ getaktet wird, da unter diesen Umständen erst die dritte Oberschwingung in der Ausgangsspannung auftritt. Die Wechselrichterspannung wird dann mittels eines Eingangsstromrichters eingestellt. Ausführlicher wurden diese Konzepte bereits in Kap. 2.4.2 diskutiert.

Die Resonanzfrequenzen des Längs- und Parallelschwingkreises sowie die Resonanzfrequenz des piezoelektrischen Aktors unterliegen während des Betriebs Änderungen. Die mechanische Resonanzfrequenz des Aktors ändert sich z. B. aufgrund von Lastschwankungen. Der Parallelschwingkreis (C_{fp} , L_{fp}) wird indessen aufgrund der Erwärmung des Aktors verstimmt.

In der Praxis werden Schwingkreiskomponenten verwendet, die Herstellungstoleranzen, Alterung und Parametervariationen durch Temperaturänderung unterliegen, die eine beliebig genaue Abstimmung der Schwingkreis verhindert. Dazu kommt ferner, dass der Schaltungsentwickler die Auswahl der kommerziell erhältlichen Komponenten anhand von Normreihen vornehmen muss.

Ähnliche Überlegungen bezüglich der Toleranzen und Exemplarstreuungen treffen auch auf die Spulen und Transformatoren zu. Da allerdings die Induktivitätswerte zumeist auf eigenen Entwürfen beruhen, ist man bei ihrer Auswahl nicht an Normreihen gebunden. Der Einfluss nicht-idealer Kapazitätswerte von C_{fs} auf das Spannungsübertragungsverhalten ist ebenfalls in Bild 4.16 dargestellt. Dabei wurde ein für Kapazitäten üblicher Toleranzbereich von $\pm 20\%$ angenommen, und es wird das Kapazitätsverhältnis

$$\beta_{Cs} = \frac{C_{fs, ist}}{C_{fs, soll}} \quad (4.56)$$

eingeführt, um auch auf den folgenden Seiten Parameterungenauigkeiten der Filterkomponenten zu modellieren. Die beiden abgebildeten Ausschnittvergrößerungen der Umgebung der Aktoresonanzfrequenz zeigen für die größten anzunehmenden Abweichungen vom nominellen Auslegungswert ($\beta_{Cs} = 1,2$ und $\beta_{Cs} = 0,8$) deutliche Spannungseinbrüche und Variationen in den Phasenkennlinien (durchgezogene Kennlinien). Abweichung zu kleineren Kapazitätswerten wirken sich dabei dominanter aus als Abweichungen zu größeren Werten. Beim Entwurf des LLCC-Resonanzstromrichters sollte, diesen Beobachtungen entsprechend, die Längskapazität immer zu größeren Werten abgeschätzt werden.

4.2.2.1 Grundschwingungsanalyse des LLCC-Resonanzstromrichters

Das Spannungsübertragungsverhalten des LLCC-Resonanzstromrichters ergibt sich aus

$$\underline{G}_{LLCC}(j\omega) = \frac{\underline{U}_{Cp}}{\underline{U}'_{wr}} = \frac{Z_A(j\omega) \cdot Z_{fp}(j\omega)}{Z_{fs}(j\omega)[Z_A(j\omega) + Z_{fp}(j\omega)] + Z_A(j\omega) \cdot Z_{fp}(j\omega)}, \quad (4.57)$$

mit

$$Z_{fs}(j\omega) = j\omega L_{fs} + \frac{1}{j\omega C_{fs}} \quad \text{und} \quad Z_{fp}(j\omega) = \frac{j\omega L_{fp}}{1 - \omega^2 C_{fp} L_{fp}}. \quad (4.58)$$

$Z_A(j\omega)$ ist die Impedanz des piezoelektrischen Aktors. Für eine übersichtliche normierte Darstellung werden die folgenden Abkürzungen eingeführt. Neben der Resonanzfrequenz des mechanischen Teilssystems ω_0 ergeben sich die Resonanzfrequenzen des Längsfilters (L_{fs} , C_{fs}) und des Parallelfilters (L_{fp} , C_{fp}) aus

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_{fs} C_{fs}}} \quad \text{bzw.} \quad \omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_{fp} (C_{fp} + C_p)}}. \quad (4.59)$$

Außerdem wird die Gütezahl nach Gl. (4.30) verwendet. Zur Frequenznormierung wird $\Omega = \omega/\omega_0$ eingesetzt.

Das anhand Bild 4.16 beschriebene Verhalten auf ungenaue Werte der Filterkomponenten kann durch die auf die Aktoresonanzfrequenz normierte Spannungsübertragungsfunktion $\underline{G}_{LLCC}(j\Omega)$ bestätigt werden. Dazu wird die Empfindlichkeit bezüglich der Resonanzfrequenzen ω_s und ω_p bestimmt. Unter der Annahme der Anregung des piezoelektrischen Aktors mit seiner Resonanzfrequenz¹³ ($\Omega = \omega/\omega_0 = 1$) und gleichzeitig idealer Abstimmung des Serienschwingkreises $\omega_s = \omega_0$ bzw. $\beta_{Cs} = 1$ erhält man

$$|\underline{G}_{LLCC}(1)|_{\omega_s = \omega_0} = 1. \quad (4.60)$$

Demzufolge führt eine Verstimmung des Parallelschwingkreises zwar zu einer geänderten Teilimpedanz des Filters und demnach zu Blindstromaufnahme bei ω_0 , aber es hat keinen Einfluss auf das Spannungsübertragungsverhalten.

Für den Fall der idealen Abstimmung des Parallelschwingkreises $\omega_p = \omega_0$ ergibt sich entsprechend Gl. (4.59) für das Kapazitätsverhältnis β_{Cs} :

$$\beta_{Cs} = \frac{C_{fs,ist}}{C_{fs}} \cdot \frac{L_{fs}}{L_{fs}} = \frac{C_{fs,ist}}{C_P + C_{fp}} \cdot \frac{L_{fs}}{L_{fp}} = \left(\frac{\omega_0}{\omega_{s,ist}} \right)^2 \quad (4.61)$$

Das Spannungsübertragungsverhalten folgt in diesem Fall:

$$|\underline{G}_{LLCC}|_{\omega = \omega_0} = \frac{\omega_0^2}{\sqrt{\omega_0^2 + M_f^2 \cdot (\omega_0^2 - \omega_s^2)^2}} = \frac{\beta_{Cs}}{\sqrt{\beta_{Cs}^2 + M_f^2 \cdot (\beta_{Cs} - 1)^2}}. \quad (4.62)$$

Entsprechend Gl. (4.30) wird durch Vergrößern der Filterkapazität C_{fp} die Gütezahl M_f verringert, und somit auch in Gl. (4.62) der mit der Gütezahl verknüpfte Term. Die Empfindlichkeit des Spannungsübertragungsverhalten des LLCC-Resonanzstromrichters kann also durch Vergrößern der Kapazität C_{fp} wesentlich verringert werden. Außerdem wird der Einfluss der Temperaturabhängigkeit der Piezokapazität verringert. Als Resultat erhält man spannungseinprägendes Verhalten des Resonanzstromrichters. In Bild 4.16 ist der Einfluss der Zusatzkapazität mit Hilfe des Kapazitätsverhältnisses γ_f in der Form $\gamma_f = (C_P + C_{fp})/C_P$ simuliert worden.

Wie beim LC-Resonanzstromrichter führt die zusätzliche Kapazität zu erhöhtem Blindleistungsbedarf des Ausgangsfilters. Zur Abschätzung der Belastung der Wechselrichterstufe wird zunächst die Lastimpedanz bestimmt, die sich aus

$$\underline{Z}_{LLCC}(j\Omega) = \underline{Z}_{fs}(j\Omega) + \frac{\underline{Z}_{fp}(j\Omega)\underline{Z}_A(j\Omega)}{\underline{Z}_{fp}(j\Omega) + \underline{Z}_A(j\Omega)} \quad (4.63)$$

berechnet (vgl. Gl. (4.58)). Wie bereits Gl. (4.60) zeigte, hat eine Verstimmung des Parallelfilters keine Auswirkungen auf das Spannungsübertragungsverhalten allerdings liegt eine Rückwirkung auf die Eingangsimpedanz vor. Unter den Voraussetzungen $\omega_p = \omega_0$, Anregung in mechanischer Resonanz ($\Omega = 1$) und Festlegung des Kapazitätsverhältnisses $\beta_{Cs} = 1$ ergibt sich

$$|\underline{Z}_{LLCC}(1)| = R_m \cdot \left(1 + j \cdot M_f \cdot \frac{\omega_0^2 - \omega_s^2}{\omega_0^2} \right) = R_m \cdot \left(1 + j \cdot M_f \cdot \frac{\beta_{Cs} - 1}{\beta_{Cs}} \right). \quad (4.64)$$

13. Diese Annahme ist sinnvoll und gerechtfertigt, da dies der energetisch günstigste Betrieb entsprechend den Ausführungen nach Kap. 2 ist, und eine Regelung diesen Betriebspunkt sicherstellen kann.

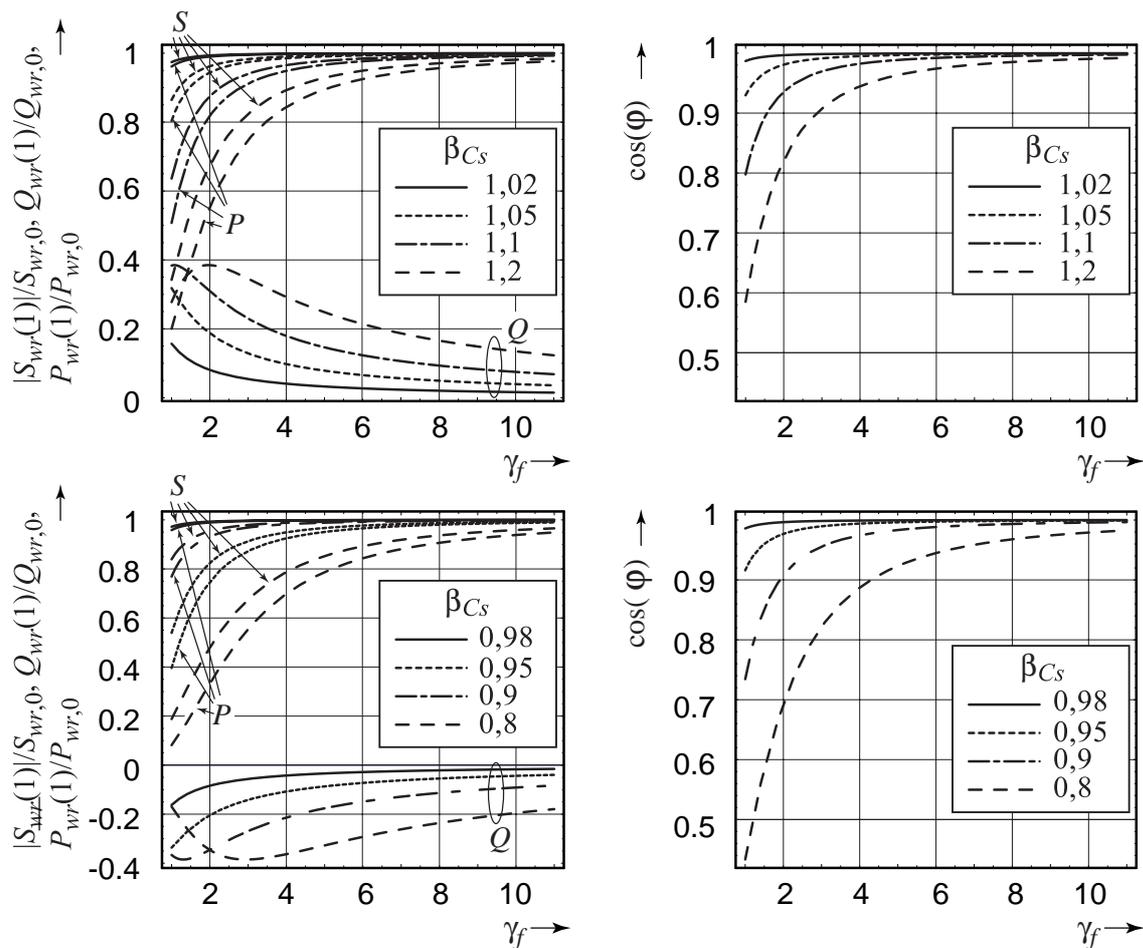


Bild 4.17: Leistungen und Leistungsfaktor des LLCC-Resonanzstromrichters bei Variation des Kapazitätsverhältnis γ_f .

Zur weiteren Vereinfachung wurde Gl. (2.19) verwendet. Der imaginäre Anteil kann dabei durch Vergrößern des Faktors γ_f , der Teil von M_f ist, verringert werden. Unbeeinflusst bleibt dagegen der mit R_m konstante Realteil.

Die Verläufe der Schein-, Blind- und Wirkleistung sind in Bild 4.17 über dem Faktor γ_f für unterschiedliche übliche Herstellungstoleranzen der Filterkapazität C_{fs} dargestellt. Dazu wurden die jeweiligen Leistungen auf die Scheinleistung $S_{wr,0}$ im resonanten Betriebspunkt bei idealer Filterauslegung bezogen.

Für $\beta_{Cs} = 1..1,2$ ist die von der Gesamtlast $Z_{LLCC}(1)$ aufgenommene Blindleistung positiv, was auf das kapazitive Verhalten des Reihenschwingkreises oberhalb seiner Resonanzfrequenz ω_s zurückzuführen ist. Für zunehmendes γ_f nimmt die aufgenommene Blindleistung ab, und die Wirkleistung bzw. Scheinleistung nähert sich dem Bezugswert $S_{wr,0}$. Für große Toleranzbereiche ist in der Blindleistung zunächst ein Anstieg zu verzeichnen, ehe die Blindleistungsaufnahme gegen null zu streben beginnt. In diesem Fall sollte aus Sicht der Wechselrichterstufe die gewählte Parallelfiterkapazität C_{fp} mit Hilfe des Multiplikators γ_f so gewählt werden, dass die Blindleistungsaufnahme kleiner als die für $\gamma_f = 1$ aufgenommene Blindleistung wird. Andernfalls würde die Wechselrichterstufe mit zusätzlicher Blindleistung belastet werden. Ähnliche Verhältnisse gelten für den Bereich $\beta_{Cs} = 0,8..1$.

Die bisherigen Ausführungen legen die Vermutung nahe, dass ein ideales Übertragungsverhalten durch ein möglichst großes γ_f erzielt werden kann. Zu beachten sind aber noch die Belastungen der Filterkomponenten.

Die Ausgangsspannung des LLCC-Filters U_{Cp} liegt auch über dem Parallelschwingkreis an. Aufgrund sehr geringer komplexer Widerstände bei einem großen γ_f stellt sich ein entsprechend hoher Kreisstrom zwischen der Kapazität C_{fp} , der Piezokapazität C_P und der Filterspule L_{fp} innerhalb des Filters ein:

$$I_{C_{fp}} = U_{Cp} \omega_0 (\gamma_f - 1) C_P \quad \text{bzw.} \quad I_{L_{fp}} = U_{Cp} \omega_0 \gamma_f C_P. \quad (4.65)$$

Dieser Strom fließt ausschließlich zwischen den Filterkomponenten und belastet nicht die Wechselrichterstufe. Die Folge des mit γ_f anwachsenden Stromes ist bei gegebener Induktivität der Bedarf nach entsprechend stromfesten Filterbauelementen, die nach Gl. (4.21) voluminös und somit kostenintensiv ausfallen. Entsprechend der Auslegungsvorschrift für den LLCC-Resonanzstromrichter nach Gl. (4.55) und Einsetzen von

$$L_{fp} = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot \gamma_f \cdot C_P} \quad (4.66)$$

und Gl. (4.65) ergibt sich nach Gl. (4.22) ein resultierendes Flächenprodukt A_{LLCC} , welches sowohl die Spule des Parallelfilters L_{fp} als auch die Spule des Längsfilters L_{fs} berücksichtigt:

$$A_c A_w |_{L_{fs}, L_{fp}} = \frac{\hat{u}_{Cp}^2}{k_{Cu} \hat{B} \hat{J} \cdot \omega_0 R_m} \cdot \frac{1 + M_f^2}{M_f}. \quad (4.67)$$

Der Transformator weist das Flächenprodukt

$$A_c A_w |_{Tr} = \frac{2 \hat{u}_{Cp}^2}{k_{Cu} \hat{B} \hat{J} \cdot \omega_0 R_m} \cdot \sqrt{1 + M_f^2 \cdot \left(\frac{\beta_{Cs} - 1}{\beta_{Cs}} \right)^2} \quad (4.68)$$

auf. Im Interesse einer kostengünstigen Dimensionierung sollte demzufolge das Kapazitätsverhältnis γ_f so gewählt werden, dass ein geeigneter Kompromiss zwischen Spannungsstabilität und Kosten bzw. Volumen des Ausgangsfilters gefunden wird. Dabei spielt insbesondere die Anwendung eine entscheidende Rolle. Für ein handgeführtes Gerät würde man z. B. kleinere Filterkomponenten bevorzugen. Stationäre Geräte dagegen, wie sie z. B. in großen Anlagen zum Ultraschallschweißen zum Einsatz kommen, könnten bei Nichtbeachtung des Kostenfaktors problemlos mit großvolumigen Komponenten ausgestattet werden. Die beim entsprechend gefundenen Kompromiss verbleibende Differenz zwischen geforderter \hat{u}_{Cp}^* und tatsächlicher Amplitude der Ausgangsspannung muss noch durch Wahl des Übersetzungsverhältnisses des Ausgangstransformators kompensiert werden. Analog zu Gl. (4.39) erhält man

$$n_{sp} = \frac{\pi}{4 \cdot U_d} \cdot \hat{u}_{Cp}^* \cdot \frac{1}{|\underline{G}_{LLCC}(1)| \Big|_{\gamma_f \rightarrow \gamma_{f,opt}}}. \quad (4.69)$$

4.2.2.2 Verlustleistungsberechnung für den LLC-Resonanzstromrichter

Unter Berücksichtigung des Ausgangstransformators zur Anpassung der Aktorspannung an die geforderte Betriebsspannung bei Vollaussteuerung \hat{u}_{Cp}^* (vgl. auch Gl. (4.39)) ergibt sich für die Grundswingungsamplitude des Stroms in der Wechselrichterstufe

$$\begin{aligned} \hat{i}_{wr,1} &= \frac{n_{sp}^2 \hat{u}_{wr,1}}{|Z_{LLCC}(1)|} \\ &= \frac{\pi \hat{u}_{Cp,1}}{4U_d} \cdot \frac{\hat{u}_{Cp,1}}{R_m} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + M_f^2 \cdot \left(\frac{\beta_{Cs} - 1}{\beta_{Cs}}\right)^2}} = \frac{\pi}{4U_d} \cdot \frac{(\hat{u}_{Cp,1}^*)^2}{R_m} \cdot \frac{\beta_{Cs}}{\sqrt{\beta_{Cs}^2 + M_f^2 \cdot (\beta_{Cs} - 1)^2}} \end{aligned} \quad (4.70)$$

Der auf den Nominalbetrieb ($\hat{i}_{wr,1}^0 = \hat{i}_{wr,1}(R_m=100 \Omega, \beta_{Cs} = 1)$) bezogene Graph ist in Bild 4.18 dargestellt. Für die dargestellten Kennlinien wurde die Dämpfung R_m bei $\beta_{Cs} = 0,8$ über dem Kapazitätsverhältnis γ_f variiert. Die Kennlinie verdeutlicht also die zusätzliche Strombelastung der Wechselrichterstufe, verglichen mit der Belastung, die bei idealen Filterbauelementen vorliegen würde. So ist bei Nominallast der Ultraschall-Schwingeinheit ($R_m = 100 \Omega$) und bei Verzicht auf eine zusätzliche Filterkapazität C_{fp} (d. h. $\gamma_f = 1$) mit einer um etwa 120% höheren Belastung der Wechselrichterstufe zu rechnen, als bei Verwendung einer Filterkapazität C_{fp} mit dem 8-fachen Wert der Piezokapazität. Im Gegensatz zum LC-Resonanzstromrichter, und wie bereits im vorangegangenen Abschnitt erläutert, gibt es beim LLC-Resonanzstromrichter keinen optimalen Betriebspunkt, in dem der Strom ein Minimum annimmt. Dafür existiert hier ein Endwert, gegen den der Strom für $\gamma_f \rightarrow \infty$ strebt:

$$\hat{i}_{wr,1} \Big|_{\gamma_f \rightarrow \infty} = \frac{\pi (\hat{u}_{Cp}^*)^2}{2 \cdot R_m U_d} \quad (4.71)$$

Die Kennlinie zeigt auch, dass bei zunehmender Dämpfung dieser Endwert schneller erreicht wird.

Für den LLC-Resonanzstromrichter erhält man aus der Grundswingungs-Simulation mit den in Tabelle 4.1 angegebenen Parametern der Ultraschall-Schwingeinheit die in Bild 4.19 beispielhaft angegebenen Wirkungsgradverläufe. In Bild 4.19 a ist ein Sprung im Funktionsverlauf zu erkennen, der dann auftritt, wenn der Betrag¹⁴ der Phase der Lastim-

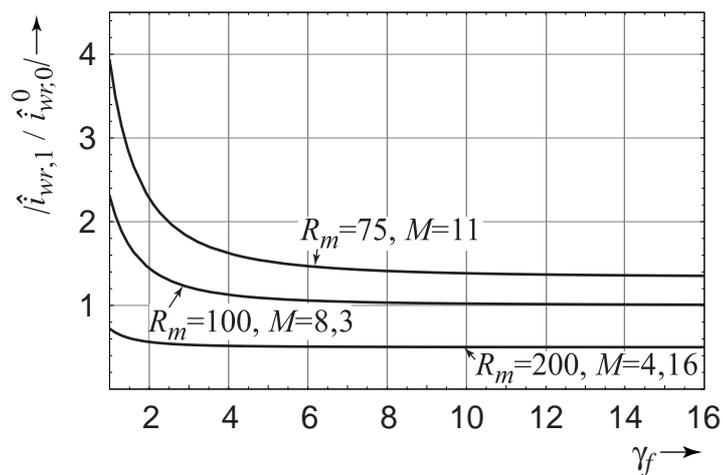


Bild 4.18: Strom der Wechselrichterstufe als Funktion von γ_f und der Dämpfung R_m , Nominalbetrieb bei $R_m=100 \Omega$ mit $\beta_{Cs} = 1$, $\hat{u}_{Cp}^*=100 \text{ V}$ und $U_d=325 \text{ V}$.

pedanz größer als der Steuerwinkel wird. Dann müssen Tabelle 4.2 zufolge die Transistoren der Vollbrücke hart schaltend arbeiten, wodurch die plötzlich auftretenden Schaltverluste einen Einbruch des Wirkungsgrades verursachen. Mit zunehmendem γ_f steigt der Wirkungsgrad zunächst stark an, um mit zunehmendem Tastverhältnis D in einen Bereich um ca. 98% ($\gamma_f > 3$) einzutreten. Je größer das Kapazitätsverhältnis gewählt wird, desto größer ist auch der Wirkungsgrad. Allerdings ist der Wirkungsgradgewinn ab ca. $\gamma_f > 3$ nur noch gering und macht nur noch ca. ein Prozent aus. Der maximal erreichbare Wirkungsgrad für die hier betrachtete Schwingeinheit liegt – genau wie beim LC-Resonanzstromrichter – bei ca. $\eta = 98,2\%$. Im Fall der veränderlichen Last, für den in Bild 4.19 b) der Widerstand R_m variiert wurde, ergeben sich bei konstantem maximalen Tastverhältnis $D = 0,5$ gegenüber dem LC-Resonanzstromrichter leicht verbesserte Wirkungsgrade bei geringerer Last. Für weiter abnehmende Last nimmt allerdings der Wirkungsgrad leicht ab.

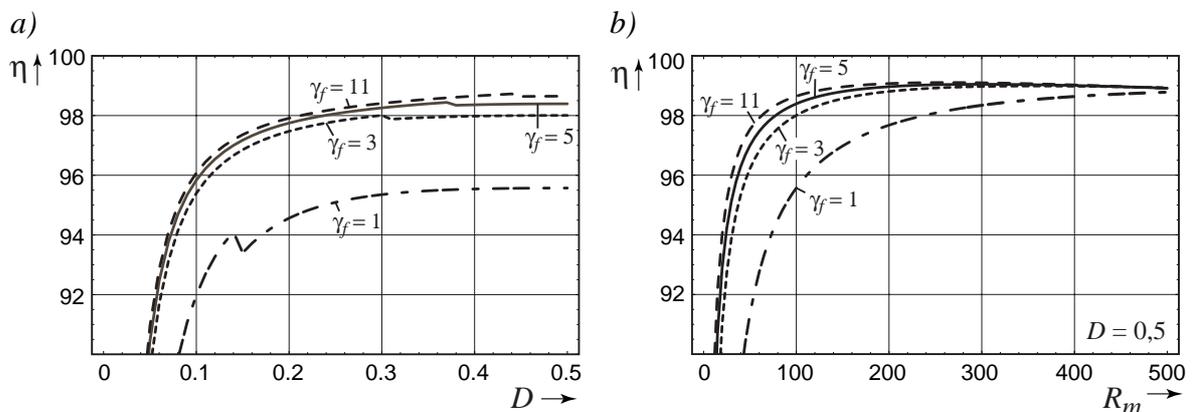


Bild 4.19: Wirkungsgrad des LLC-Resonanzstromrichters in Abhängigkeit a) vom Tastverhältnis D und b) vom Lastwiderstand R_m bei unterschiedlichen Kapazitätsverhältnissen γ_f .

4.3 Der Pulsstromrichter

Pulsstromrichter beruhen im Wesentlichen auf der gleichen Topologie wie LC-Resonanzstromrichter, vgl. Bild 4.5 und Bild 4.22. Aber anstatt die Wechselrichterstufe mit der Betriebsfrequenz des Aktors zu takten, wird eine wesentlich höhere Schaltfrequenz verwendet und eine höherpulsige Wechselrichterspannung erzeugt. Damit wird es möglich, die Kosten der Filterkomponenten zu reduzieren und die Dynamik zu vergrößern. Ein mögliches Modulationsverfahren, die Dreieck-Sinus-Modulation, wird anhand Bild 4.20 erläutert [56]. Weitere Varianten und Modulationsverfahren sind z. B. in [48] und [55] beschrieben. Möglich ist u. a. die Nutzbarmachung optimierter Schaltmuster, mit denen gezielt Oberschwingungen der Wechselrichterspannung vermieden werden können, die unerwünschte Schwingungsmoden der Ultraschall-Schwingeinheit anregen könnten.

14. Gl. (4.64) entsprechend ist die Last für die Wechselrichterstufe immer kapazitiv. Nur durch Änderung des Kapazitätsverhältnis γ_f kann dieses Verhalten beeinflusst werden. Durch ein größeres γ_f , wird dabei die Phase von Z_{LLCC} kleiner und strebt für $\gamma_f \rightarrow \infty$ gegen Null.

Eine dreieckförmige Referenzspannung u_Δ mit der Frequenz $f_\Delta = \lambda_T \cdot f_0$ wird permanent mit einer sinusförmigen Sollspannung u_s und deren Invertierung $-u_s$ verglichen. Die Sollspannung hat die Frequenz f_0 , was der Resonanzfrequenz des piezoelektrischen Aktors entspricht. Der Wert λ_T wird als Taktzahl bezeichnet. Durch Vergleich des Referenzsignals mit den beiden sinusförmigen Sollspannungen werden die binären Steuersignale z_1, z_2, z_3 und z_4 für die Transistoren erzeugt. Als Resultat erhält man eine gepulste Rechteckspannung, deren Grundschwingung der Frequenz des Sinussignals, also der Resonanzfrequenz des Aktors, entspricht. Die Amplitude der Grundschwingung wird durch die Amplitude der Sollspannungen u_s bzw. $-u_s$ eingestellt, und es gilt der Zusammenhang [59]

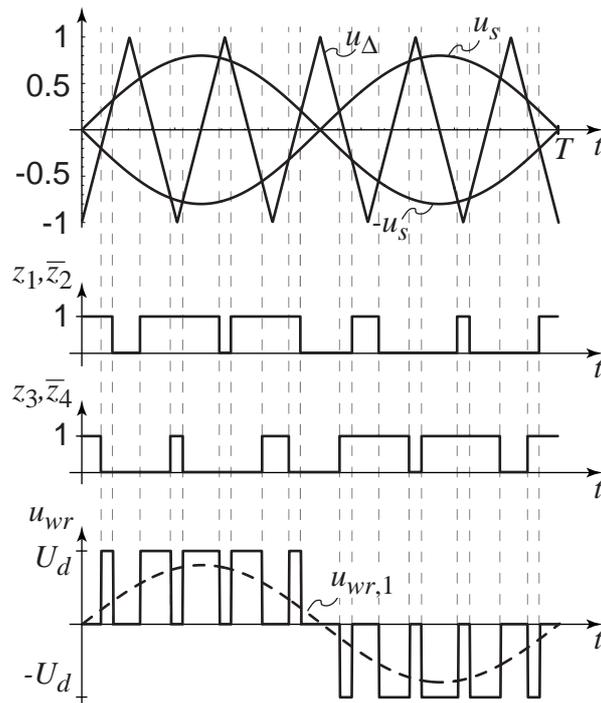


Bild 4.20: Dreieck-Sinus-Modulation für Pulsstromrichter für $\lambda_T = 5$.

$$u_{wr,1} = \frac{\hat{u}_s}{\hat{u}_\Delta} \cdot U_d. \quad (4.72)$$

Höherfrequente Harmonische werden zu höheren Frequenzen verschoben, sodass im Frequenzbereich ein Abschnitt entsteht, in dem keine harmonischen Frequenzanteile der Wechselrichterspannung liegen. Die Filterung kann nun mit Hilfe einer Längsspule L_{fs} und einer Kapazität ein Tiefpassfilter realisiert werden. Eine derartige Auslegung des Filters unter Berücksichtigung des Spektrums der Wechselrichterspannung ist in Bild 4.21 dargestellt.

Weitere Tiefpassfilter-Topologien für Pulsstromrichter wie z. B. ein Cauer-Tiefpass werden in [78] vorgestellt. Wegen seiner geringeren Dämpfungswirkung im Sperrbereich, treten beim Cauer-Tiefpass erheblich höhere Oberschwingungsblindleistungen auf, die zusätzliche Belastungen der Wechselrichterstufe verursachen. Aus diesem Grund wird diese Filtertopologie nicht weiter betrachtet.

In dem in Bild 4.21 dargestellten Beispiel tritt bei Taktzahl $\lambda_T = 5$ erst die siebte Oberschwingung signifikant in der Wechselrichterspannung auf. Die Resonanzfrequenz des oben beschriebenen Tiefpassfilters wird so in die Lücke zwischen Grundschwingung und erster auftretenden Oberschwingung platziert, dass jene durch die Filterwirkung gedämpft wird. Aufgrund der höheren Resonanzfrequenz des Tiefpasses fällt das Volumen der zu realisierenden Filterspule erheblich kleiner aus, als bei den Konzepten der Resonanzstromrichter. Somit kann ein wesentlicher Beitrag zur Miniaturisierung und Kostenreduktion der Leistungselektronik erbracht werden. Nachteilig hingegen ist bei Ultraschallaktoren mit kleiner Gütezahl die fehlende Kompensation der Blindleistung. Der Transformator des Pulsstrom-

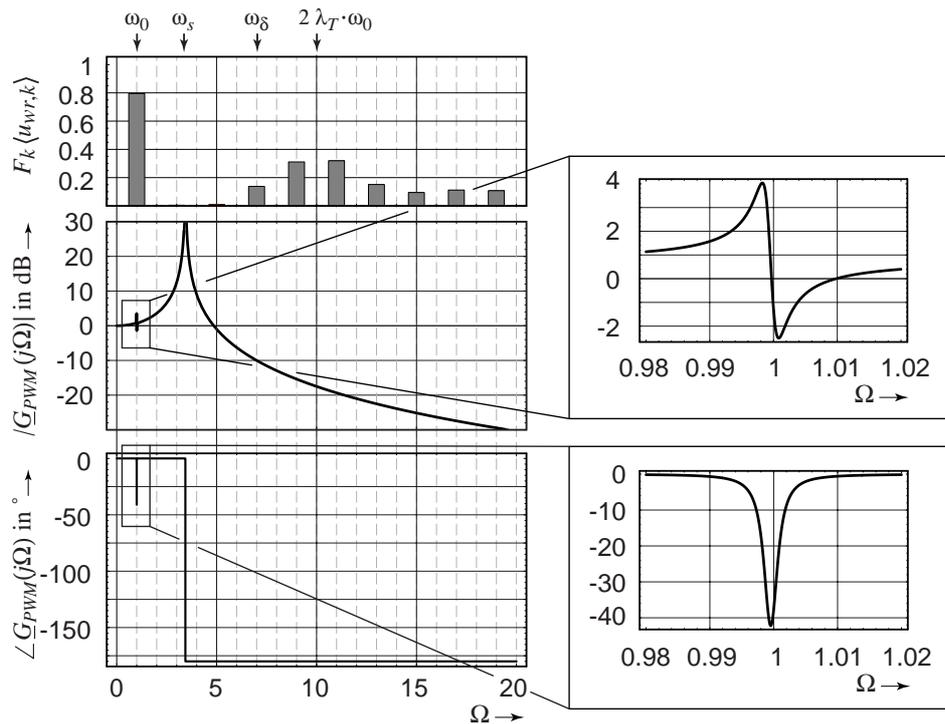


Bild 4.21: *Spektrum der Wechselrichterspannung bei Dreieck-Sinus-Modulation und Frequenzgang eines Tiefpassfilters zur Unterdrückung unerwünschter Oberschwingungen.*

richters muss immer die gesamte vom Aktor aufgenommene Blindleistung übertragen. Dies führt dementsprechend zu einem erhöhten Bauvolumen des Transformators, der Wechselrichterstufe und des Zwischenkreises. Das Verhalten in unmittelbarer Nähe zur Resonanzfrequenz des piezoelektrischen Aktors wird später in diesem Abschnitt behandelt.

Eine wichtige Eigenschaft des Pulsstromrichters ist seine einfache Adaption an piezoelektrische Aktoren, deren Resonanzfrequenzen und Piezokapazitäten je nach Schwingeneinheit unterschiedlich sein können. Da der Frequenzbereich zwischen Grundschiwingung und erster auftretender Oberschwingung von der Taktzahl festgelegt wird, kann durch einfache Erhöhung der Taktzahl dieser Bereich vergrößert werden. Durch diese Maßnahme kann eine problemlose Anpassung an die Resonanzfrequenz erfolgen, ohne ein neues Ausgangsfilter auslegen zu müssen. Außerdem wird das Spektrum der Wechselrichterspannung mit der Filtercharakteristik, die auch von der Piezokapazität abhängig ist, abgeglichen. Sollen mit Resonanzstromrichtern unterschiedliche Schwingeneinheiten gespeist werden, ist in der Regel eine vollständige Neuauslegung und Fertigung der Resonanzfilter notwendig.

Aufgrund der hohen Schaltfrequenzen, die das Vielfache der Aktorresonanzfrequenz betragen, muss berücksichtigt werden, dass die im Vergleich zu Resonanzstromrichtern höheren Schalt- und Durchlassverluste der verwendeten Transistoren zu erhöhtem Kühlaufwand führen. Außerdem werden die Transistoren hart schaltend betrieben.

Der Schaltplan eines Pulsstromrichters ist in Bild 4.22 dargestellt. Die verwendeten MOSFET besitzen eine inhärente Diode, die zum Zeitpunkt der Erstellung der vorliegenden Arbeit üblicherweise schlechte dynamische Eigenschaften aufweisen. So sind sie relativ langsam und weisen eine große Sperrschichtladung (Q_{rr}) auf. Trotz großer Bemühungen

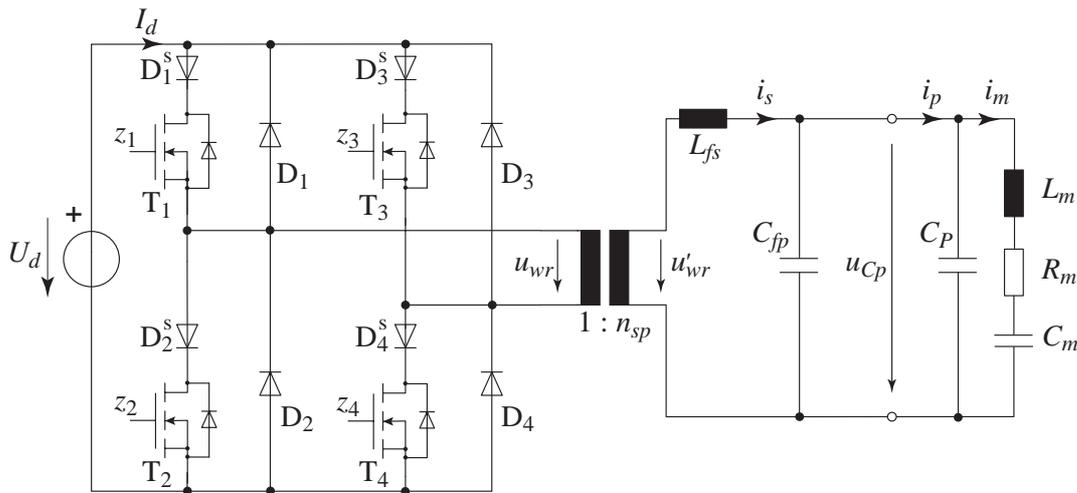


Bild 4.22: Topologie des Pulsstromrichters.

der Halbleiterindustrie durch entsprechende Auslegung der Bauelemente diese Dioden zu verbessern, sind sie bei dieser Anwendung als antiparallele Dioden unbrauchbar. Daher sollten zur Verringerung der Schaltverluste antiparallele Dioden mit gutem Rückstromverhalten vorgesehen werden. Da trotzdem die inhärenten Dioden leitend werden können, sind zusätzlich in den Transistorzweigen serielle Dioden einzubringen, die das leitend werden der MOSFET-Dioden verhindern sollen.¹⁵

4.3.1 Auslegung des Pulsstromrichters

Zur Auslegung des Ausgangsfilters wird – wie oben bereits beschrieben – eine resonante Auslegung der Längsspule L_{fs} und der Piezokapazität C_p vorgenommen. Das Ausgangsfilters ist charakterisiert durch

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{\omega_0} > 1 \quad (4.73)$$

Aufgrund der hohen Impedanz des piezoelektrischen Aktors bei hohen Frequenzen, kann in guter Näherung die Auslegung des Tiefpasses anhand des konservativen Systems erfolgen ($G_{PWM} = 1/(1 - \omega^2 C_p L_{fs})$). Für die Filterspule erhält man dann die Induktivität

$$L_{fs} = \frac{1}{\omega_s^2 C_p} = \frac{1}{\Omega_s^2 \cdot \omega_0^2 C_p} \quad (4.74)$$

Die Festlegung der Resonanzfrequenz ω_s erfolgt mit Hilfe des Spektrums der Wechselrichterspannung und ist sowohl von der Taktzahl λ_T als auch von der Aussteuerung m_A abhängig. Als Auslegungsrichtlinie wird dazu definiert, dass die erste signifikant vertretene Oberschwingung, deren Frequenz ω_δ durch die Ordnungszahl $n_{PWM} = \omega_\delta / \omega_0$ repräsentiert

15. Zu berücksichtigen ist, dass im Rahmen dieser Arbeit mit CoolMOS-Transistoren gearbeitet wurde. Inzwischen ist die Entwicklung der Bauelemente weiter fortgeschritten, so dass nach entsprechenden Tests ggf. auf die zusätzlichen Seriendioden verzichtet werden kann.

wird, um $\delta = 10^{-\delta_{dB}/20}$ abgeschwächt wird. Die Werte n_{PWM} werden im Rahmen dieser Arbeit mit Hilfe numerischer Simulationen mit dem Computeralgebrasystem MATHEMATICA ermittelt. Aus der Vorgabe für die Abschwächung und mit Hilfe der Näherung für den Frequenzgang erhält man die Bedingung

$$\frac{1}{(n_{PWM} \omega_0)^2 C_P L_{fs} - 1} = \frac{1}{\left(n_{PWM} \frac{\omega_0}{\omega_s}\right)^2 - 1} = \frac{1}{\left(\frac{n_{PWM}}{\Omega_s}\right)^2 - 1} \leq \delta. \quad (4.75)$$

Weiter erhält man die Bedingung für L_{fs} , um die geforderte Abschwächung durch das Ausgangsfilter einzuhalten

$$L_{fs} \geq \frac{1 + \delta}{(n_{PWM} \omega_0)^2 C_P \cdot \delta} \quad (4.76)$$

sowie

$$\Omega_s \leq n_{PWM} \cdot \sqrt{\frac{\delta}{1 + \delta}}. \quad (4.77)$$

Aufgrund des relativ großen Abstandes zwischen der Resonanzfrequenz des Aktors und der Resonanzfrequenz des Ausgangsfilters, wird das Spannungsübertragungsverhalten, wie aus Bild 4.21 ersichtlich ist, nur geringfügig gestört. Bei Anregung mit der Aktorresonanzfrequenz erhält man für das Spannungsübertragungsverhalten $\underline{G}_{PWM}(j\Omega)$ nach den Normierungen entsprechend Kap. 4.2.1

$$\begin{aligned} |\underline{G}_{PWM}(j\Omega)|_{\Omega \rightarrow 1} &= \left| \frac{U_{C_P}(j\Omega)}{U_{w_r}(j\Omega)} \right|_{\Omega \rightarrow 1} = \frac{\Omega_s^2}{\sqrt{M_f^2 + (\Omega_s^2 - 1)^2}} \\ &= \frac{\delta \cdot n_{PWM}^2}{\sqrt{(1 + \delta)^2 \cdot M_f^2 + (\delta \cdot (n_{PWM}^2 - 1) - 1)^2}} \end{aligned} \quad (4.78)$$

Eine Grenzwertbetrachtung zeigt, dass durch Verkleinern der Gütezahl M_f , indem die Piezokapazität bzw. die Filterkapazität C_{fp} vergrößert wird, das Spannungsübertragungsverhalten dem Grenzwert

$$\left| \underline{G}_{PWM}(j\Omega) \right|_{\substack{\Omega \rightarrow 1 \\ M_f \rightarrow 0}} = \frac{\delta \cdot n_{PWM}^2}{\delta \cdot (n_{PWM}^2 - 1) - 1} \quad (4.79)$$

zustrebt. Hingegen wird $|\underline{G}_{PWM}(1)|$ zu 1 für

$$M_{f,opt} = \sqrt{2 \cdot \Omega_s^2 - 1} = \sqrt{2 \cdot n_{PWM}^2 \cdot \frac{\delta}{1 + \delta} - 1}. \quad (4.80)$$

Dieser Wert beschreibt, wie die optimale Beschaltung des Aktors mit einer Parallelkapazität C_{fp} auszusehen hat, da in diesem Fall ideales spannungseinprägendes Verhalten des Pulsstromrichters vorliegt.

Die Grenzwertbetrachtung bezüglich des Faktors n_{PWM} , mit dem die Filterfrequenz der Pulsbreitenmodulation festgelegt wird, zeigt, dass für beliebig große Werte das Spannungsübertragungsverhalten ebenfalls gegen 1 strebt

$$\left| \underline{G}_{PWM}(j\Omega) \right| \Big|_{\substack{\Omega \rightarrow 1 \\ n_{PWM} \rightarrow \infty}} = 1. \quad (4.81)$$

Dieses Ergebnis ist selbstverständlich nicht praktisch nutzbar, da die Transistoren endliche Schaltzeiten aufweisen und die Verluste in der Wechselrichterstufe für extrem hohe Schaltfrequenzen nicht mehr vertretbar sind. Darüber hinaus führen die sehr kleinen Induktivitätswerte, die durch hohe Taktzahlen erzielbar sind, zu unzulässig hohen Stromspitzen während der Schaltvorgänge. Die Betrachtungen verdeutlichen aber, dass die Spannungssteifigkeit des Spannungsübertragungsverhaltens sowohl durch Verringerung der Gütezahl M_f bzw. durch Verwendung einer Filterkapazität C_{fp} parallel zum Aktor als auch durch Erhöhung der Schaltfrequenz gestaltet werden kann.

Es bleibt zu bemerken, dass beim Pulsstromrichter ohnehin bereits eine relativ gute Spannungseinprägung vorliegt. Im Interesse der besseren Miniaturisierbarkeit und aus Kostengründen ist es daher ggf. vertretbar, diesen Stromrichtertypen ohne zusätzliche Parallelkapazität zu betreiben, und somit die Blindleistung, die von der Wechselrichterstufe bereitgestellt werden muss, gering zu halten. Andernfalls sollte eine entsprechend Gl. (4.80) optimale Beschaltung des Aktors mit einer Parallelkapazität vorgesehen werden.

Mit Hilfe der in Tabelle 4.1 aufgeführten Parameter der Ultraschall-Schwingeinheit und der Auswertung des Spektrums der Speisespannung erhält man die in Tabelle 4.4 angegebenen Längsinduktivitäten. Dabei wird eine Filterung der Wechselrichterausgangsspannung von -10 dB für die n_{PWM} -te Oberschwingung gefordert. Die zu dieser Tabelle gehörigen simulierten Strom- und Spannungsverläufe des Pulsstromrichters werden in Bild 4.23 verdeutlicht, wobei zusätzlich die Aussteuerung m_A variiert wurde. Für diese Simulationen wurde auf den Einsatz einer Parallelkapazität C_{fp} verzichtet.

λ_T	n_{PWM}	Ω_s	L_{fs}
5	7	3,4	590 μH
10	17	8,3	100 μH
15	27	13,2	39,5 μH

Tabelle 4.4: Längsinduktivitäten des Pulsstromrichters bei unterschiedlichen Taktzahlen λ_T

Das auf die Grundschriftungsamplitude bezogene Spektrum der Aktorspannung u_{Cp} kann Bild 4.24 entnommen werden. Deutlich erkennbar ist der höhere Oberschwingungsanteil bei geringeren Aussteuerungsgraden. Bei Vollaussteuerung ($m_A = 1$) verschwindet nahezu der Anteil der Oberschwingungen. Die noch deutlich sichtbaren Oberschwingungsanteile, die bei $n = 9, 13$ bzw. 19 auftreten, entstehen durch ihre Verstärkung durch die Resonanzüberhöhung des Ausgangsfilters.

Zur Berechnung der Belastung der Wechselrichterstufe wird im Folgenden die Lastimpedanz bestimmt, was wiederum der Berechnung der erforderlichen Leistungen dient.

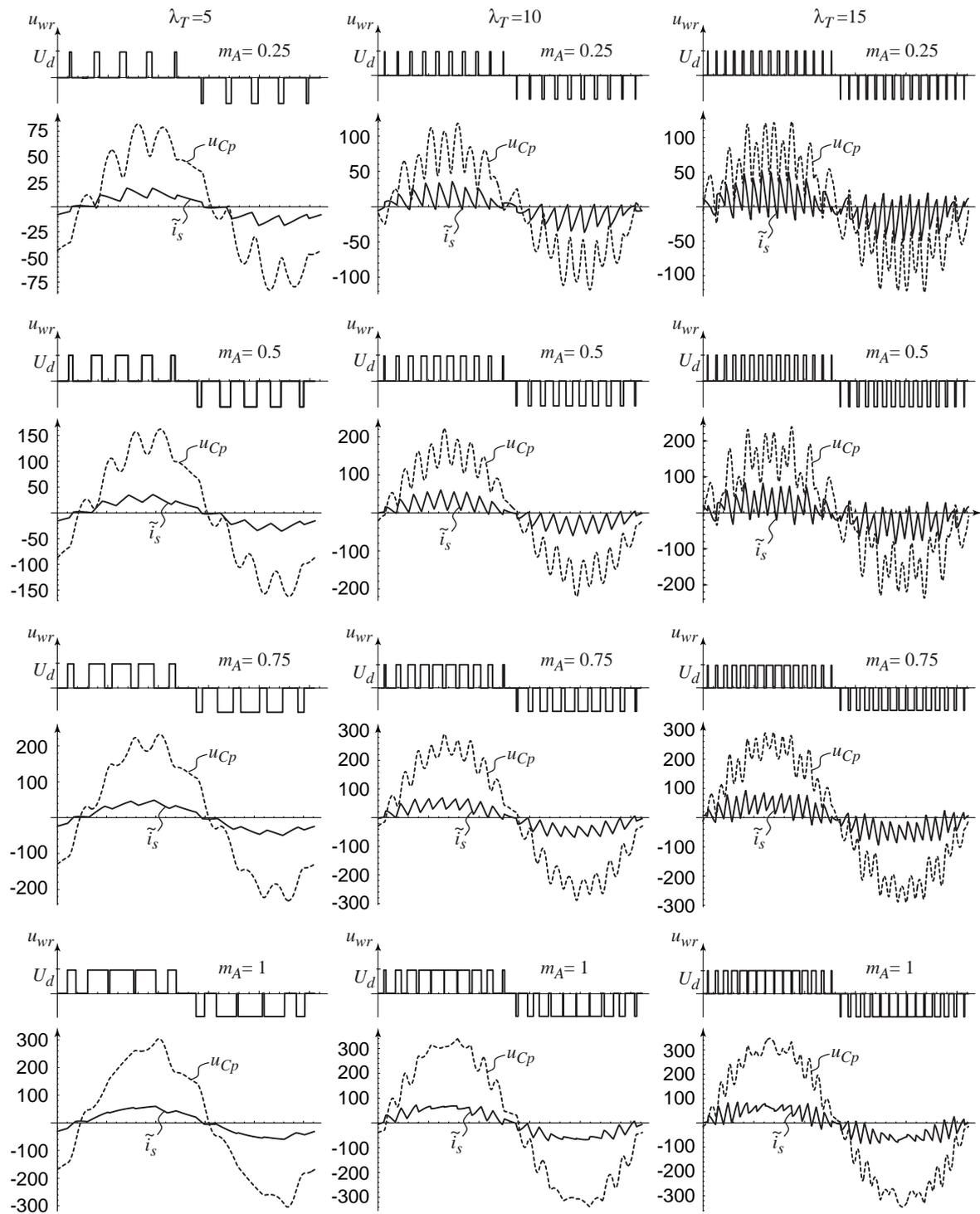


Bild 4.23: Simulierte Strom- und Spannungsverläufe beim Pulsstromrichter. Gegenüberstellung für unterschiedliche Taktzahlen $\lambda_T = 5, 10, 15$ und Aussteuerungen $m_A = 0.25, 0.5, 0.75, 1$. Für den Strom wurde aus Darstellungsgründen der Faktor $\tilde{i}_s = 20 \cdot i_s$ eingeführt.

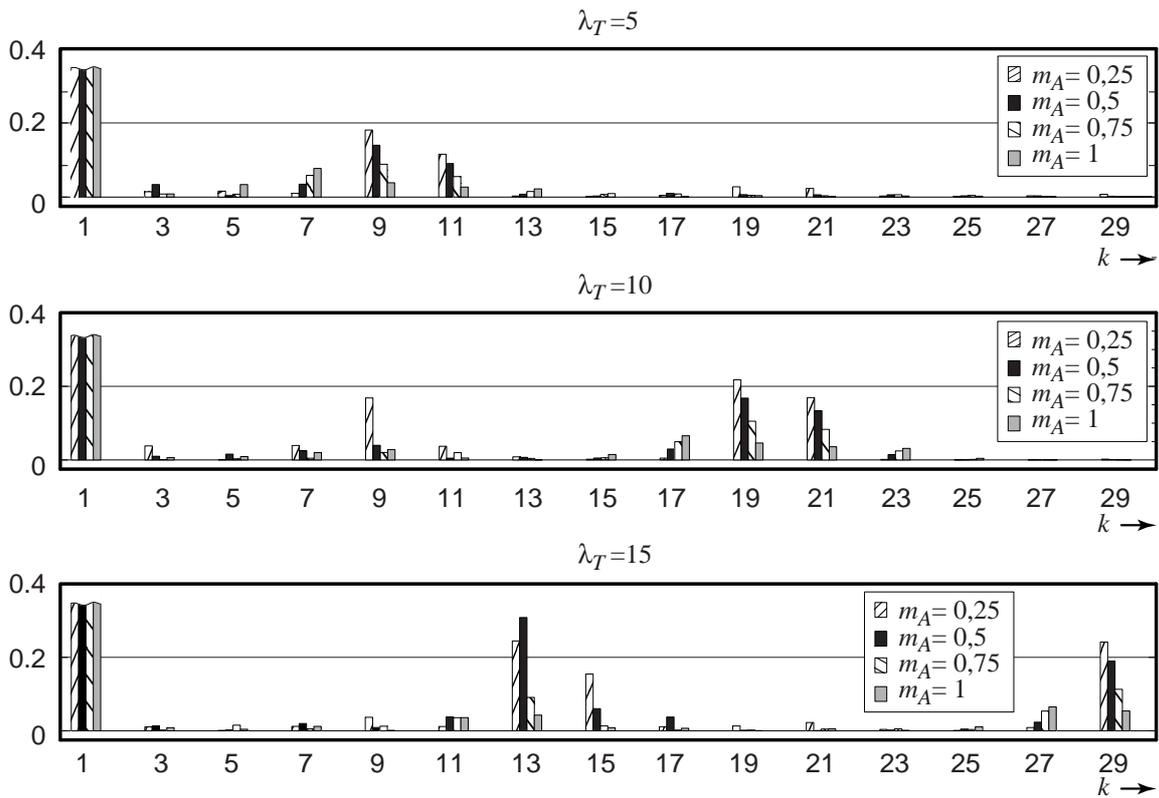


Bild 4.24: Spektrum der Spannung am piezoelektrischen Aktor $F\langle u_{Cp,k}/u_{Cp,1}\rangle$ für die Taktzahlen $\lambda_T = 5; 10; 15$ und Variation der Aussteuerung $m_A = 0,25; 0,5; 0,75$ und 1.

4.3.2 Grundschwingungsanalyse des Pulsstromrichters

Wie im vorangegangenen Abschnitt ausgeführt, bietet es sich an, den Pulsstromrichter ohne zusätzliche Parallelkapazität C_{fp} zu betreiben, um den Blindleistungsbedarf der Wechselrichterlast gering zu halten. Für die Lastimpedanz erhält man in der mechanischen Resonanz mit demzufolge (vgl. Gl. (4.34))

$$\underline{Z}_{PWM}(1) = R_m \cdot \left(\frac{M_f^2}{1 + M_f^2} + j \cdot M_f \cdot \left(\frac{1}{\Omega_s^2} - \frac{1}{1 + M_f^2} \right) \right). \quad (4.82)$$

Nach Einsetzen von $\Omega_s = n_{PWM} \cdot \sqrt{\delta/(1 + \delta)}$ (vgl. Gl. (4.77)) erhält man aus Gl. (4.82)

$$\underline{Z}_{PWM}(1) = \frac{R_m M_f}{1 + M_f^2} \cdot \left(M_f + j \cdot \left(\frac{(1 + \delta)(1 + M_f^2)}{n_{PWM}^2 \cdot \delta} - 1 \right) \right). \quad (4.83)$$

Die umgesetzten Leistungen erhält man aus $\underline{S}_{wr}(1) = |\hat{u}_{wr,1}/\sqrt{2}|^2/Z_{PWM}^*(1)$, womit der Leistungsfaktor $\cos(\varphi) = \text{Re}\{\underline{S}_{wr}(1)\}/|\underline{S}_{wr}(1)|$ berechnet wird. Das Lastverhalten bzw. der Leistungsfaktor in Abhängigkeit von der verwendeten Taktzahl λ_T und damit einhergehend von der mit mindestens -10 dB zu dämpfenden Oberschwingung n_{PWM} (siehe Kap. 4.3.1) ist von besonderem Interesse. Diese Zusammenhänge sind in Bild 4.25 dargelegt. Während für kleine n_{PWM} noch ein geringer Leistungsfaktor zu verzeichnen ist, steigt dieser bis $n_{PWM} = 10$ stark an, um dann für weiter wachsendes n_{PWM} konstant bei ca. Eins zu verharren. In Bild 4.25 sind außerdem die entsprechend Tabelle 4.4 angegebenen Auslegungen für die Taktzahlen $\lambda_T = 5, 10$ und 15 eingezeichnet.

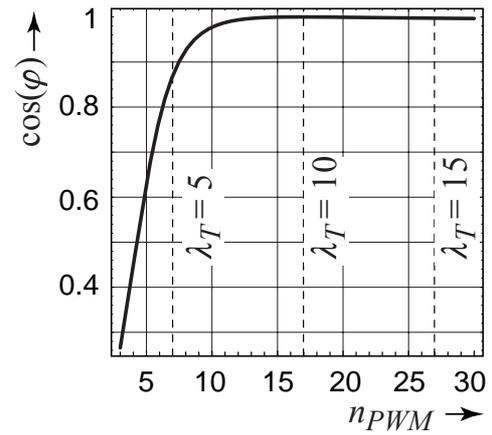


Bild 4.25: Leistungsfaktor für den Pulsstromrichter in Abhängigkeit von der zu dämpfenden n_{PWM} -ten Oberschwingung.

Das Flächenprodukt $A_c A_w$ der Filterspule L_{fs} wird analog zu den Berechnungen des LC-Resonanzstromrichters berechnet. Der Strom durch die Filterspule ergibt sich aus

$$\hat{i}_{Lfs,1} = \hat{u}_{Cp,1} \cdot \frac{1}{R_m} \cdot \left(1 + j \cdot \frac{1}{M_f}\right) \quad (4.84)$$

Dabei wurde die Annahme getroffen, dass die Ultraschall-Schwingeinheit mit ihrer Resonanzfrequenz betrieben wird, und sich somit die Reaktanzen des Serienschwingkreises $L_m - C_m - R_m$ gegenseitig aufheben. Es verbleibt demnach nur der ohmsche Anteil R_m . Die Stromamplitude ist

$$\hat{i}_{Lfs,1} = \hat{u}_{Cp,1} \cdot \frac{1}{R_m} \cdot \frac{\sqrt{1 + M_f^2}}{M_f} \quad (4.85)$$

Für das Flächenprodukt der Filterspule ergibt sich mit Verwendung von Gl. (4.21):

$$A_c A_w|_{Ls} = \frac{1}{k_{Cu} \hat{J} \hat{B}} \cdot \frac{\hat{u}_{Cp,1}}{\omega_0 R_m} \cdot \frac{1 + M_f^2}{\Omega_s^2 \cdot M_f} = \frac{1}{k_{Cu} \hat{J} \hat{B}} \cdot \frac{\hat{u}_{Cp,1}}{\omega_0 R_m} \cdot \frac{(1 + \delta)(1 + M_f^2)}{\delta \cdot n_{PWM}^2 \cdot M_f} \quad (4.86)$$

Der Transformator weist das Flächenprodukt

$$A_c A_w|_{Tr} = \frac{1}{k_{Cu} \hat{J} \hat{B}} \cdot \frac{\hat{u}_{Cp,1}}{\omega_0 R_m} \cdot \frac{2 \sqrt{(1 + \delta)^2 (1 + M_f^2) M_f^2 + (\delta (n_{PWM}^2 - 1) - 1)^2}}{\delta n_{PWM}^2 M_f^2} \quad (4.87)$$

auf. Für die noch durchzuführende Berechnung der Schalt- und Durchlassverluste der Wechselrichterstufe wird deren Laststrom benötigt, der ebenfalls mit Hilfe der Grundschwingungsanalyse näherungsweise bestimmt werden kann. Dazu muss zur Spannungsanpassung zunächst entsprechend Gl. (4.39) und unter Berücksichtigung von Gl. (4.72) das

Übersetzungsverhältnis n_{sp} des Ausgangstransformators bestimmt werden. Es gilt bei Vollaussteuerung

$$n_{sp} = \frac{\pi}{4 \cdot U_d} \cdot \hat{u}_{Cp}^* \cdot \frac{1}{|G_{PWM}(1)|}. \quad (4.88)$$

Die Amplitude des Stroms in der Wechselrichterstufe ergibt sich damit aus

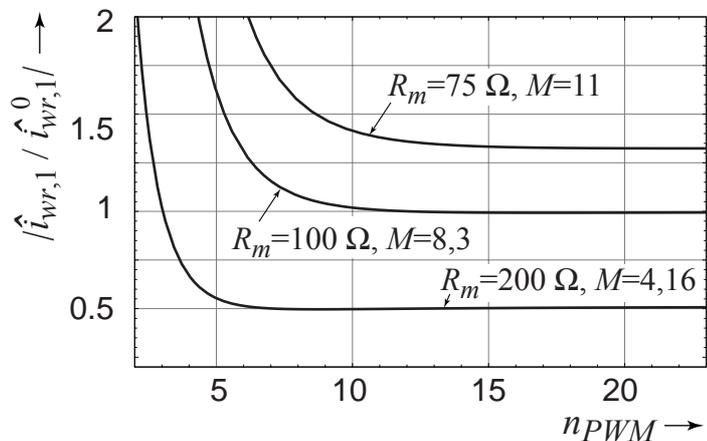
$$\begin{aligned} \hat{i}_{wr,1} &= \frac{\pi(\hat{u}_{Cp}^*)^2}{4U_d R_m} \cdot \frac{\sqrt{(1+M_f^2)(M_f^2 + (\Omega_s^2 - 1)^2)}}{M_f \Omega_s^2} \\ &= \frac{\pi(\hat{u}_{Cp}^*)^2}{4U_d R_m} \cdot \frac{\sqrt{(1+M_f^2)((1+\delta)^2 M_f^2 + (\delta(n_{PWM}^2 - 1) - 1)^2)}}{\delta n_{PWM}^2 M_f} \end{aligned} \quad (4.89)$$

Dabei ist \hat{u}_{Cp}^* die am Aktor gewünschte maximale Spannungsamplitude der Grundschiwingung und U_d die Zwischenkreisspannung. Der Strom strebt für zunehmendes Ω_s bzw. zunehmendes n_{PWM} gegen den Grenzwert

$$\hat{i}_{wr,1}^\infty = \frac{\pi(\hat{u}_{Cp}^*)^2}{4U_d} \cdot \frac{\sqrt{1+M_f^2}}{M_f}. \quad (4.90)$$

Der auf $\hat{i}_{wr,1}^0 = \hat{i}_{wr,1}^\infty (R_m=100)$ bezogene Strom $\hat{i}_{wr,1}$ in Abhängigkeit von der zu dämpfenden n -ten Oberschwingung und von der mechanischen Last R_m verdeutlicht Bild 4.26. Die Dämpfung hat maßgeblichen Einfluss darauf, wie schnell der jeweilige Endwert angestrebt wird. Im Interesse einer günstigen Auslegung des Pulsstromrichters muss bei der Auslegung des Ausgangsfilters die höhere Strombelastung der Wechselrichterstufe bei geringeren Schaltfrequenzen berücksichtigt werden, da höhere Durchlassverluste der Halbleiterbauelemente vorliegen. Höhere Schaltfrequenzen verringern zwar die Durchlassverluste, aber im Gegenzug steigen die Schaltverluste. Diese beiden Mechanismen müssen bei der Festlegung des Ausgangsfilters, der Schaltfrequenz und bei der Auswahl der Halbleiterbauelemente einander gegenübergestellt werden.

Bild 4.26: Strom der Wechselrichterstufe als Funktion von n_{PWM} und der Dämpfung R_m , Nominalbetrieb bei $R_m=100 \Omega$.



4.3.3 Verlustleistungsberechnung für den Pulsstromrichter

Während es bei den beiden Resonanzstromrichter-Konzepten zur Berechnung der Schalt- und Durchlassverluste möglich war, mit Hilfe der Grundschiwingung des Laststromes eine gute Abschätzung der Schaltzeitpunkte und der geschalteten Augenblickswerte des Stromes zu erreichen, ist dies beim Pulsstromrichter nicht ohne weiteres möglich. Aufgrund der häufigen Schaltvorgänge während einer Grundschiwingungsperiode müssen hier Abschätzungen eingeführt werden, die empirisch durch Vergleich der Grundschiwingungsergebnisse mit den aus der Zeitbereichsanalyse erhaltenen Ergebnisse abgeglichen wurden.

Schaltverluste

Die Berechnung der Verlustenergie eines jeden Schaltvorganges während einer Periode des Laststromes ist identisch zu dem in Kap. 4.1.3 vorgestellten Vorgehen. Zu berücksichtigen bleiben jedoch die Schaltvorgänge bei denen entlastetes Schalten der Transistoren vorliegt und somit kein Beitrag zu den Gesamtschaltverlusten erbracht wird.

Allgemein lässt sich feststellen, dass für jeweils eine Halbschiwingung des Laststromes Nullspannungsschalten für beide Halbbrücken vorliegt, vgl. z. B. mit Bild 4.20. Dies wird dadurch berücksichtigt, dass bei der Berechnung der mittleren Verlustleistung nur die halbe Taktzahl als Zahl der Schaltvorgänge je Periode zugrunde gelegt wird. Man erhält

$$P_{off}^T = \frac{U_d}{2T} \cdot \frac{\lambda_T}{2} \cdot \hat{i}_{wr,1} \cdot t_{off} \quad (4.91)$$

Die Verwendung der Stromamplitude ist dabei eine relativ grobe Abschätzung, die allerdings auf der sicheren Seite liegt. Es wird dabei berücksichtigt, dass für kleine Aussteuerungen ausgeprägte Stromspitzen geschaltet werden müssen, wie Bild 4.23 entnommen werden kann. Tatsächlich ist gerade bei großen Aussteuerungen der Strom stärker geglättet und könnte daher eher mit dem Gleichrichtmittelwert des Stromes angenähert werden. Damit zur besseren Interpretierbarkeit möglichst einfache Ausdrücke entstehen, wurde hier dennoch die Berechnung der Schaltverluste mit dem Amplitudenwert vorgezogen. Bei der Interpretation der berechneten Wirkungsgrade sollte daher diese eher pessimistische Abschätzung berücksichtigt werden.

Die Ausschaltverluste einer Diode werden in ähnlicher Weise berechnet. Auch hier werden die einzelnen Schaltvorgänge durch Multiplikation mit $\lambda_T/2$ berücksichtigt. Zusätzlich wird noch die Abhängigkeit der Stromführungszeit t_a vom Strom selbst in die Kalkulation einbezogen

$$P_{off}^D = \frac{1}{6} U_d \frac{di_T}{dt} \cdot \frac{\lambda_T}{2} \cdot t_a \left(\frac{\hat{i}_{wr,1}}{\pi} \right)^2. \quad (4.92)$$

Die Einschaltverluste eines Transistors sind analog zu obigen Ausführungen nun zu berechnen mit

$$P_{on}^T = \frac{U_d}{2T} \cdot \lambda_T \cdot \frac{\hat{i}_{wr,1}}{\sqrt{2}} \cdot \left(1 + \frac{1}{2} S_D \right) \cdot t_a \left(\frac{\hat{i}_{wr,1}}{\pi} \right) + \frac{U_d}{T} \cdot \frac{di_T}{dt} \cdot \left(t_a \left(\frac{\hat{i}_{wr,1}}{\pi} \right) \right)^2 \cdot \left(1 + \frac{2}{3} t_a \left(\frac{\hat{i}_{wr,1}}{\pi} \right) \right). \quad (4.93)$$

Die Gesamtschaltverluste errechnen sich zusammengefasst mit Hilfe

$$P_{s, ges} = 4 \cdot P_{on}^T + 4 \cdot P_{off}^T + 4 \cdot P_{off}^D. \quad (4.94)$$

Durchlassverluste

Nach [55] kann für große Frequenzen der Dreieckschwingung der Pulsbreitenmodulation der Modulationsgrad D^T der Transistoren bzw. D^D für die Dioden verwendet werden, um ihre Durchlassverluste zu bestimmen. Dazu wird angenommen, dass innerhalb des Einschaltintervalles eines Ventils Ströme und Spannungen während eines Schaltzyklus konstant bleiben, und somit eine lokale Mittelung durchgeführt werden kann. Man erhält dann

$$D^T(t) = \frac{1}{2} \left(1 + m_A \sin \left(\frac{2\pi}{T} t + \varphi \right) \right) \text{ bzw. } D^D(t) = \frac{1}{2} \left(1 - m_A \sin \left(\frac{2\pi}{T} t + \varphi \right) \right). \quad (4.95)$$

Der Wert m_A ist nach [55] die aktuelle Aussteuerung der Pulsbreitenmodulation, und φ ist die Phasenverschiebung der Grundschwingungen zwischen Strom und Spannung. Unter der Annahme der symmetrischen Belastung der Transistoren und Dioden erhält man eingesetzt in Gl. (4.20) für die Transistoren Durchlassverluste von

$$P_d^T(t) = r_{DS(on)} i_{wr,1}^2 \left(\frac{1}{8} + \frac{m_A}{3\pi} \cos(\varphi) \right). \quad (4.96)$$

Die Durchlassverluste der Dioden werden durch Einsetzen des oben angegebenen Modulationsgrades D^D in Gl. (4.19) bestimmt:

$$P_d^D(t) = |i_{wr,1}| U_{T0} \left(\frac{1}{2\pi} - \frac{m_A}{8} \cdot \cos(\varphi) \right) + r_D |i_{wr,1}|^2 \left(\frac{1}{8} - \frac{m_A}{3\pi} \cos(\varphi) \right). \quad (4.97)$$

Die gesamten Durchlassverluste sind jetzt

$$P_{d, ges} = 4 \cdot P_d^T(t) + 4 \cdot P_d^D(t). \quad (4.98)$$

4.3.4 Wechselrichter-Wirkungsgrad des Pulsstromrichters

Die Wirkungsgrade des Pulsstromrichters in Abhängigkeit vom Aussteuerungsgrad m_A sind für unterschiedliche Taktzahlen beispielhaft in Bild 4.27 a dargestellt. Ferner ist in Bild 4.27 b der Wirkungsgrad zusätzlich über dem Lastwiderstand R_m als Schar vom Aussteuerungsgrad aufgetragen.¹⁶

Für kleine Aussteuerungsgrade sind geringe Wirkungsgrade zu verzeichnen, die auf die dominanten Schaltverluste zurückzuführen sind. Die Durchlassverluste sind gerade bei den hier verwendeten CoolMOS-Transistoren und trotz der zu ihnen in Serie liegenden Dioden aufgrund des geringen Durchlasswiderstandes von $r_{DS(on)} \approx 0,3 \Omega$ im Vergleich zu den Schaltverlusten sehr gering.

16. Für diese Kurvenverläufe wurde in Gl. (4.14) die Stromsteilheit di_T/dt durch Q_{rr}/t_a^2 ersetzt. Der Wert für Q_{rr} stammt aus dem Datenblatt des verwendeten CoolMos-Transistors SPP20N60C2 von Infineon und ist dort mit $Q_{rr} = 40 \text{ nC}$ angegeben.

Für kleinere Belastungen (siehe Bild 4.27 b) geht der Wirkungsgrad weiter zurück. Dies ist ebenfalls auf die dominanten Schaltverluste zurückzuführen, da ja die Transistoren, unabhängig davon, wie groß der von der Last aufgenommene Strom ist, mit der vorgegebenen Taktzahl schalten müssen.

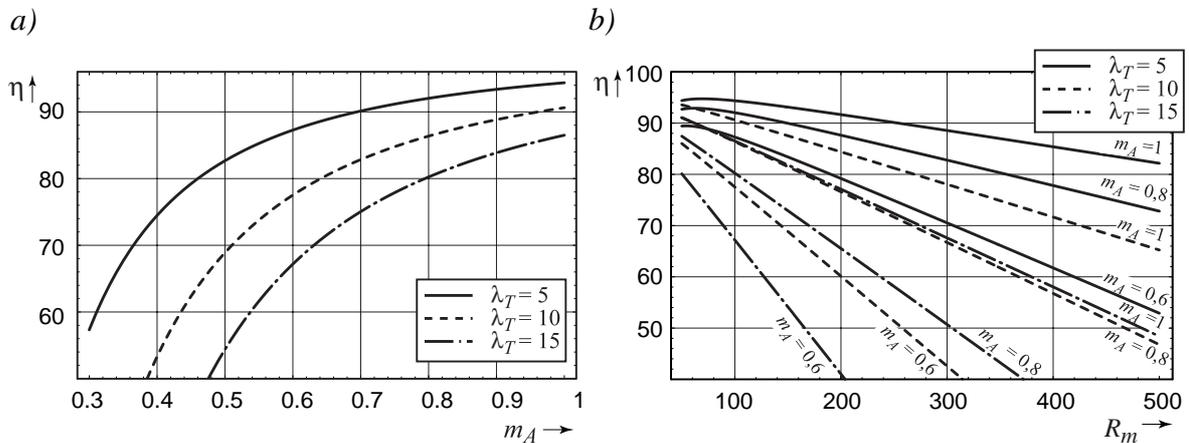


Bild 4.27: Wirkungsgrad des Pulsstromrichters für Variation des a) Modulationsgrades m_A und b) des Lastwiderstandes R_m bei unterschiedlichen Modulationsgraden m_A .

4.4 Vergleich der Stromrichterkonzepte

Nachdem in den vorangegangenen Abschnitten ausführlich die verschiedenen Stromrichterkonzepte vorgestellt und analysiert wurden, erfolgt nun die Gegenüberstellung der Ergebnisse. Dabei muss beachtet werden, dass der durchgeführte Vergleich ausschließlich für die hier betrachtete Klasse der schwach gedämpften Ultraschall-Systeme anwendbar ist. In [48] wird u. a. ein Vergleich mit stärker gedämpften Systemen vorgestellt. Die Gegenüberstellung hat zum Ziel, eine Bewertungsmatrix zu füllen, in der die besonderen Vor- bzw. Nachteile der jeweiligen Topologie deutlich herausgestellt wird. Mit dieser Bewertungsmatrix ist es möglich, entsprechend den Anforderungen einer Stromrichterentwicklung, eine Entscheidungshilfe zur Auswahl der richtigen Topologie zu geben.

Vergleichskriterien:

1. Eignung für schwach gedämpfte Systeme

Die Empfindlichkeit der Resonanzstromrichter-Konzepte gegenüber Rückwirkungen des mechanischen Teilsystems muss als entscheidender Nachteil angesehen werden. Die Variationen in Amplitude und Phase am Aktor können u. a. dazu führen, daß die Regelung nicht beherrschbar ist. Damit die Rückwirkungen reduziert werden, bietet es sich an, eine zusätzliche Kapazität parallel zum Ausgang einzufügen, was sich jedoch auf die Baugröße der Induktivitäten niederschlägt.

Die Resonanzstromrichter-Konzepte erweisen sich dabei als sehr empfindlich, wobei

gegenüber dem LC-Resonanzstromrichter ein deutlicher Vorteil für den LLCC-Resonanzstromrichter auszumachen ist. Bei Pulsstromrichtern sind die Rückwirkungen weit-aus geringer. Hier kann ggf. gänzlich auf eine Zusatzkapazität verzichtet werden; die Auswirkungen des mechanischen Systems auf das Spannungsübertragungsverhalten des Pulsstromrichters sind akzeptabel.

2. Miniaturisierungspotential

Bei den Resonanzstromrichtern sind voluminösere und teure magnetische Bauteile notwendig, die höheres Gewicht und Bauvolumen verursachen. Dazu kommt die zusätzlich vorzusehende Kapazität, die die Empfindlichkeit bezüglich der Rückwirkungen des mechanischen Systems auf das Spannungsübertragungsverhalten reduziert, was zu weiterem Bauteilaufwand führt.

Den größten Miniaturisierungsgrad kann man mit Pulsstromrichtern erreichen. Durch die hohen Schaltfrequenzen sind Induktivitäten mit besonders kleinen Abmessungen realisierbar. Allerdings ist zu bedenken, dass zwar eine Volumenreduktion der magnetischen Komponenten möglich ist, jedoch benötigen die Halbleiter vor allem aufgrund höherer Schaltverluste eine aufwändigere Kühlung. Bestätigt wird dies durch den Vergleich der Wirkungsgrade nach Bild 4.13, Bild 4.19 und Bild 4.27.

Das Miniaturisierungspotential der Resonanzstromrichter bezogen auf den Pulsstromrichter wird mit Hilfe des Flächenproduktes verdeutlicht. Dazu wird angenommen, dass ein Aktor mit einer durch die Spezifikationen festgelegten Grundschwingungsamplitude u_{Cp}^* gespeist wird. Der Gesamtstrom, der sowohl durch den Aktor als auch durch die zu ihm parallel liegenden Filterkondensatoren bzw. -spulen fließt, kann dann näherungsweise mit komplexer Wechselstromrechnung bestimmt werden. Zusätzlich wird das Flächenprodukt des benötigten Transformators berechnet. Mit Hilfe der in den jeweiligen Kapiteln bestimmten Flächenprodukten ergibt sich für das Verhältnis des LC-Resonanzstromrichters (Gl. (4.43), Gl. (4.44)) zum Pulsstromrichter (Gl. (4.86), Gl. (4.87)):

$$\frac{A_c A_w|_{LC}}{A_c A_w|_{PWM}}. \quad (4.99)$$

Das Verhältnis von LLCC-Resonanzstromrichter (Gl. (4.67), Gl. (4.68) mit $\beta_{Cs} = 1$) zum Pulsstromrichter (Gl. (4.86), Gl. (4.87)) lautet:

$$\frac{A_c A_w|_{LLCC}}{A_c A_w|_{PWM}}. \quad (4.100)$$

Den beiden Gleichungen ist gemein, dass für wachsendes γ_f zunächst das Verhältnis kleiner wird, bis es ein Minimum erreicht. Erst für weiter anwachsenden γ_f nähert sich der Verlauf den Verhältnissen einer Gerade. Der Vergleich der Flächenprodukte ist in Bild 4.28 mit $\delta = 10^{-10\text{dB}/20}$ dargelegt. Dabei wurden die Flächenprodukte über γ_f für unterschiedliche zu dämpfende Oberschwingungen n_{PWM} ins Verhältnis gesetzt.

Obwohl der LLCC-Resonanzstromrichter zwei Filterspulen benötigt, ist sein Flächenprodukt erheblich günstiger als das des LC-Resonanzstromrichters. In einem Vergleich mit dem Pulsstromrichter sollte ferner berücksichtigt werden, dass die Parallelspele auch als Transformator mit Luftspalt ausgeführt werden kann. Bei so einer Realisierung ist es möglich, ein Bauteil einzusparen, wodurch sich das Verhältnis zwischen LLCC-Resonanzstromrichter und Pulsstromrichter noch etwas zu Gunsten des Resonanzstromrichterkonzepts verlagert.

Im Rahmen der Betrachtung des Miniaturisierungspotentials ist außerdem das erhöhte Volumen zur Kühlung der Wechselrichterstufe zu beachten. Hier sind die Resonanzstromrichterkonzepte in etwa gleich auf, während beim Pulsstromrichter aufgrund der Schaltverluste ein höherer Aufwand zu berücksichtigen ist (siehe auch folgenden Punkt).

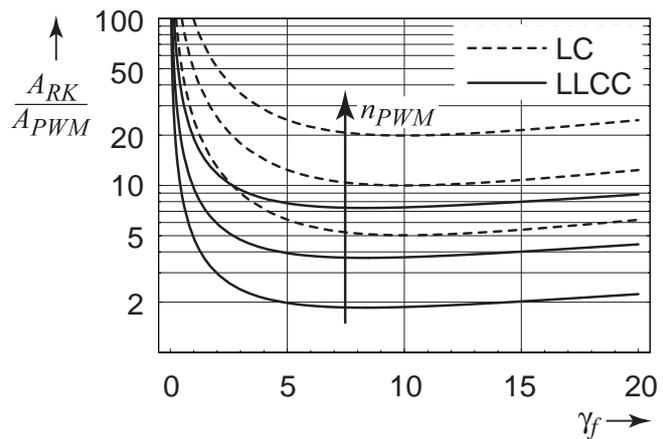


Bild 4.28: Vergleich der Flächenprodukte der Resonanzstromrichter bezogen auf den Pulsstromrichter für $n_{PWM} = 7, 10$ und 15 .

3. Kühlung Elektronikbaugruppen

Der Aufwand zur Kühlung des Leistungsteils ist beim Pulsstromrichter besonders groß, was auf die Schaltverluste zurückzuführen ist. Bezüglich des Kühlaufwandes sind die beiden Resonanzstromrichter-Konzepte weniger kritisch einzuordnen, da sie aufgrund des Nullspannungsschaltens bei höherem Tastverhältnis besonders geringe Schaltverluste aufweisen. Bestätigt werden diese Aussagen durch die Wirkungsgradbetrachtungen der vorangegangenen Kapitel.

4. Zuverlässigkeit / Robustheit

Zur Abschätzung der Zuverlässigkeit und Robustheit kann der Aufwand der Elektronik herangezogen werden. Aufgrund der erhöhten Komplexität der Pulsmustergenerierung und höhere Anforderungen an die leistungselektronischen Bauteile bezüglich der Schaltgeschwindigkeit ist beim Pulsstromrichter eine höhere Ausfallrate zu erwarten.

5. Herstellungskosten

Wie bereits erläutert, stellen passive Komponenten in der Leistungselektronik einen bedeutenden Anteil an den Kosten dar. Wie in Kap. 4.2.2 gezeigt wurde, müssen außerdem insbesondere an die kapazitiven Filterbauelemente hohe Ansprüche gestellt werden. Notwendig sind Bauelemente mit möglichst geringen Herstellungstoleranzen, damit eine möglichst gute Spannungseinprägung erreicht werden kann. Diese Anforderungen schlagen sich sofort auf den Preis nieder. Aus diesen Gründen und wegen des geringen Volumens magnetischer Bauelemente sowie des möglichen Verzichts auf eine zusätzliche Filterkapazität parallel zum Aktor sind Pulsstromrichter im Vergleich zu den beiden

Resonanzstromrichter-Konzepten deutlich im Vorteil. Der höhere Aufwand an Steuer-elektronik spielt dagegen bei entsprechenden Stückzahlen nur eine untergeordnete finanzielle Rolle (siehe auch Punkt 4. Zuverlässigkeit, Robustheit).

6. Wirkungsgrad

Die Wirkungsgrade der untersuchten Resonanzstromrichterkonzepte sind hervorragend. Zu bedenken bleibt aber, dass bei der Berechnung der Wirkungsgrade die Verluste, die durch die magnetischen und kapazitiven Bauelemente der Ausgangsfilter verursacht werden, nicht berücksichtigt wurden. Der Fehler, der durch die Vernachlässigung des Wirkungsgrades der magnetischen Bauelemente in Kauf genommen wurde, ist bei LC-Resonanzstromrichter und Pulsstromrichter vergleichbar. Der Pulsstromrichter weist prinzipbedingt höhere Schaltverluste auf, wodurch sein Wirkungsgrad verschlechtert wird. Durch erweiterte Schaltungsmaßnahmen (z. B. Entlastungsnetzwerke) könnte eine Verbesserung des Wirkungsgrades erzielt werden. Solche Maßnahmen beeinflussen aber wiederum nachhaltig Kosten, Zuverlässigkeit und Miniaturisierungspotential des Pulsstromrichters.

7. Adaptionmöglichkeiten an Werkzeuge und Ultraschall-Prozesse

Die Funktionsweise der Resonanzstromrichter beruht auf einem korrekt ausgelegtem Ausgangsfilter. Dieses muss immer auf die mechanische Resonanzfrequenz des Piezoaktors abgestimmt werden. Aus diesem Grund ist der Betriebsbereich bei resonant arbeitenden Stromrichtern eingeschränkt, und eine Adaption auf andere Werkzeuge, deren Arbeitsfrequenz bei anderen Frequenzen liegt, kann nur innerhalb eines schmalen Frequenzbandes geschehen.

Der Pulsstromrichter hat den Vorteil, daß die eingesetzte Serieninduktivität zusammen mit der Piezokapazität auf eine sehr hohe Frequenz abgestimmt wird, die weit oberhalb der Aktorresonanzfrequenz der Piezoaktoren liegt. Dadurch wird in gewissen Grenzen der Betrieb unterschiedlicher Werkzeuge und Ultraschall-Prozesse mit ein und demselben Gerät gut möglich, ohne Änderungen an der Auslegung der Filterkomponenten vornehmen zu müssen. Die Grenzen ergeben sich u. a. aus der vorgesehenen Strombelastbarkeit und der maximal möglichen Schaltfrequenz.

8. Dynamik

Unter den untersuchten Stromrichterkonzepten weist der LC-Resonanzstromrichter die geringste Dynamik auf. Der LLCC-Resonanzstromrichter erzielt dagegen eine wesentlich bessere Dynamik, die es erlaubt ihn ohne Spannungsregelung zu betreiben. Vergleiche des spannungsgeregelten LC-Resonanzstromrichters mit dem spannungsgesteuerten LLCC-Resonanzstromrichter wurden in [48] durchgeführt. Aufgrund ihrer geringen Schaltfrequenz weisen die Resonanzstromrichter eine hohe statistische Stromrichtertotzeit auf; Änderungen an der Amplitude der Ausgangsspannung können nur zweimal je Periode der Ausgangsschwingung vorgenommen werden.

Da der Pulsstromrichter mit wesentlich höheren Schaltfrequenzen arbeitet und dadurch kleinere Energiespeicher für das Ausgangsfilter verwendet werden können, ist seine Stromrichtertotzeit erheblich geringer. Das führt zu einer hohen Dynamik, die einen schnellen Eingriff auch mehrfach während einer Schwingungsperiode des piezoelektri-

schen Aktors in den Ultraschall-Prozess erlaubt.

9. Aktorbelastung durch Oberschwingungen

Die in der Wechselrichter-Ausgangsspannung enthaltenen Oberschwingungsanteile führen zu einem Stromfluss über die Piezokapazität C_p oder durch weitere parallelliegende Serienresonanzkreise, die höhere Schwingungsformen des Aktors repräsentieren. Die Folge sind Verzerrungsblindleistungen, die zu Verlusten innerhalb des piezoelektrischen Aktors führen.

Als Maß für diese Belastungen wird die gesamte harmonische Verzerrung verwendet (*total harmonic distortion*, THD; siehe [59, 60]), die definiert ist als

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} I_k^2}}{I_0}. \quad (4.101)$$

In dieser Gleichung umfasst I_k alle harmonischen Schwingungsamplituden, und I_0 ist die Grundschwingungsamplitude. In Bild 4.29 sind die harmonischen Verzerrungen der jeweiligen Stromrichtertypen über dem Kapazitätsfaktor γ_f aufgetragen. Für den Pulsstromrichter wurde dazu angenommen, dass keine zusätzliche Parallelkapazität notwendig ist. Stattdessen wurde die Simulation für unterschiedliche Taktzahlen durchgeführt.

Die geringsten Belastungen durch Oberschwingungen treten beim LLCC-Resonanzstromrichter auf. Im Vergleich werden beim LC-Resonanzstromrichter wesentlich höhere Parallelkapazitäten benötigt, um ein vergleichbares Niveau zu erreichen. Bei der hier verwendeten Auslegung des Pulsstromrichters nach Kap. 4.3.1 und Tabelle 4.4 sind die Verzerrungsblindleistungen für höhere Taktzahlen erheblich höher als bei den beiden Resonanzstromrichterkonzepten. Durch eine moderate Vergrößerung der Serieninduktivität (Faktor 2..3) kann jedoch eine wesentliche Verbesserung erzielt werden, und es werden ähnliche Werte, wie für die beiden Resonanzstromrichter erreicht.

Vergleichend lässt sich zunächst ein leichter Vorteil für den LLCC-Resonanzstromrichter erkennen, der sich allerdings bei geschickterer Auslegung zu Gunsten des Pulsstromrichters verlagert.

Bewertungsmatrix:

Die diskutierten Kriterien sind in der Bewertungsmatrix nach Tabelle 4.5 zusammengefasst, aus der jetzt auf Basis der Spezifikationen einer gegebenen Applikation die Auswahl eines geeigneten Stromrichterkonzepts unterstützt werden kann.

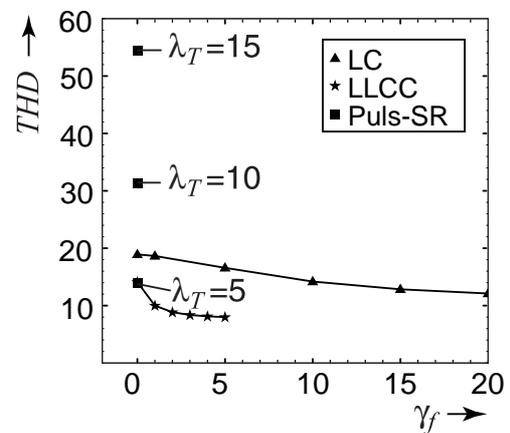


Bild 4.29: Vergleich der harmonischen Verzerrungen zwischen LC-, LLCC und Pulsstromrichter.

Die Diskussion der Stromrichterkonzepte beruht in erster Linie auf der Speisung schwach gedämpfter Ultraschall-Schwingeinheiten, wie sie z. B. bei der Stehwellenerstäubung zum Einsatz kommen. Für diese Anwendungsbereiche weist der Pulsstromrichter klare Vorteile auf. Ein weiterer Vorteil des Pulsstromrichters ist die Möglichkeit ihn auf einfache Art anzupassen, um z. B. mit ein und demselben Verstärker unterschiedliche Schwingeinheiten zu speisen, ohne dass ein Umbau des Ausgangsfilters notwendig wäre. Es muss allerdings bei der Auslegung bedacht werden, dass hohe Schaltfrequenzen zu hohen Schaltverlusten führen. Dies führt auch zu schlechteren Wirkungsgraden bei Teil-Aussteuerung des Stromrichters. Hier muss ein geeigneter Kompromiss zwischen den miniaturisierten magnetischen Bauelementen und dem erforderlichen Kühlaufwand der Leistungshalbleiter gefunden werden. Bei Schwingeinheiten, die eine hohe Resonanzfrequenz aufweisen¹⁷, sollte ein LLCC-Resonanzstromrichter die günstigste Alternative darstellen. Es ist deutlich herauszustellen, dass für stärker gedämpfte Systeme (z. B. Ultraschall-Wanderwellenmotoren) die unten angegebene Bewertungsmatrix so nicht anwendbar ist. In diesen Anwendungsfällen ist entsprechend [48] der LLCC-Resonanzstromrichter im Vorteil.

		LC	LLCC	Puls-SR
1	Eignung für schwach gedämpfte Systeme	--	-	+
2	Miniaturisierungspotential (Volumen, Gewicht)	--	-	+
3	Kühlung Elektronikbaugruppen	++	++	-
4	Zuverlässigkeit / Robustheit	+	+	-
5	Herstellungskosten (günstig = +)	-	--	+
6	Wirkungsgrad	+	+	-
7	Adaptionmöglichkeiten	--	○	++
8	Dynamik	-	○	++
9	Aktorbelastung durch Oberschwingungen	-	+	+

Tabelle 4.5: Bewertungsmatrix der untersuchten Stromrichterkonzepte
(+ gute Eignung, - schlechte Eignung, ○ neutral).

4.5 Stromrichterentwicklung

Für die Entwicklung eines Prüfstandes für piezoelektrische Ultraschallaktoren, wurde ein Stromrichter entworfen. Vordringliches Ziel war dabei, ein möglichst variables System zu realisieren, mit dem unterschiedlichste Aktoren betrieben und getestet werden können. Wie in Kap. 4.4 gezeigt, eignen sich für diesen Zweck ganz besonders Pulsstromrichter, da sie gu-

17. Die Aussage, ab wann die Resonanzfrequenz des Aktors hoch ist, hängt von der zukünftigen Bauelementeentwicklung ab und wird sich zu höheren Frequenzen verschieben. Zum Zeitpunkt der Verfassung der vorliegenden Arbeit müssen Frequenzen von 50 kHz als Obergrenze der zu speisenden Aktoren eingeordnet werden.

te Eigenschaften für die Speisung schwach gedämpfter piezoelektrischer Systeme mitbringen. Darüber hinaus erlauben sie in gewissen Grenzen eine einfache Anpassung an Aktoren, in dem die Schaltfrequenz angepasst wird.

Neben des Entwurfs des Stromrichters sollte es möglich gemacht werden, verschiedenste geeignete Regelungskonzepte zu implementieren. Die Regelung sowie die Aufbereitung, Verarbeitung und Aufzeichnung von Messwerten erfolgt durch ein Signalprozessorsystem (*dSpace DS 1005*), das an einen Personalcomputer angeschlossen ist. Aufgrund der im Vergleich zu den Ultraschallfrequenzen zu geringen Abtastraten des Signalprozessorsystems ist dieses nicht dazu geeignet, den sinusförmigen Verlauf der Spannungssollwerte auszugeben und die ebenfalls sinusförmigen Messwerte von Aktorstrom und -spannung auszuwerten. Deshalb wurde in [81] ein Anpassungsmodul entwickelt, welches zwischen Ultraschall- und Signalprozessorsystem angeordnet ist und die genannten Aufgaben übernimmt. Seine Eingangsgrößen sind dabei die mit Hilfe geeigneter Messmittel gewonnene Aktorspannung \tilde{u}_{Cp} und der Aktorstrom \tilde{i}_p . Die Ausgangsgröße des Anpassungsmoduls ist eine sinusförmige Referenzspannung, die noch in geeigneter Weise vom Stromrichter ausgewertet werden muss. Nähere Einzelheiten werden in den nachfolgenden Abschnitten behandelt. Die wesentlichen Bestandteile des Prüfstandes sind schematisch in Bild 4.30 dargestellt.

Die Leistungsdaten und Kerneigenschaften des Stromrichters wurden wie folgt festgelegt:

- Aufbau der Wechselrichterstufe in Vollbrückenschaltung
- maximale Ausgangsspannung (Effektivwert) $U_2 = 500$ V
- maximaler Ausgangsstrom (Effektivwert) $I_2 = 3$ A
- Bereich der Ausgangsfrequenz: $f_0 = 18$ kHz - 50 kHz
- Bereich der Schaltfrequenz: $f_s = 18$ kHz - 250 kHz

Der Aufbau des Gerätes sollte berücksichtigen, dass ggf. auch der Betrieb als Resonanzstromrichter (LC oder LLCC) möglich ist. Dieser Forderung wurde beim mechanischen Aufbau Rechnung getragen, indem ein modularer Aufbau realisiert wurde, der den Austausch des Ausgangsfilters mitsamt des notwendigen Ausgangstransformators erlaubt.

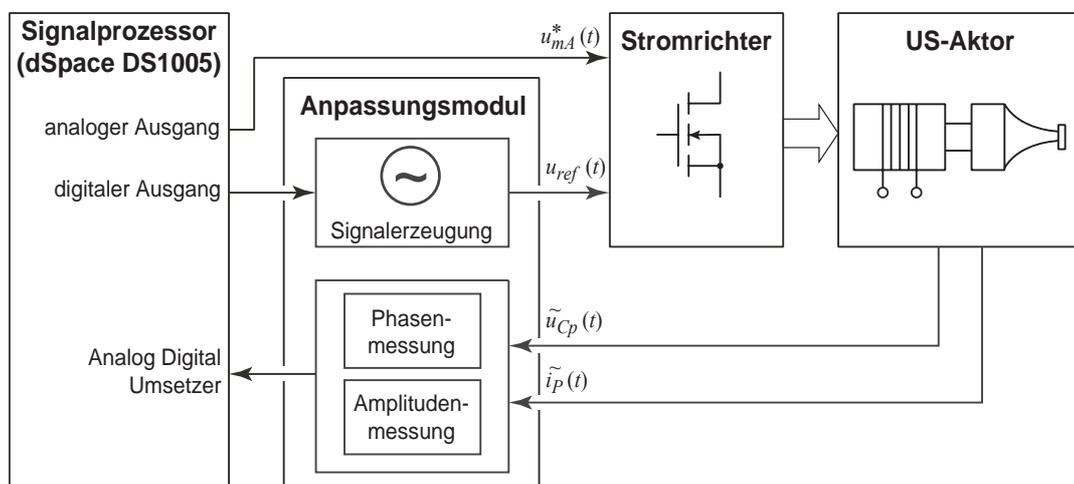


Bild 4.30: Schematische Übersicht des Ultraschall-Prüfstandes.

Mit Hilfe des Prüfstandes soll es möglich sein, Untersuchungen an wechselnden Projekten durchzuführen. Aus diesem Grund sind Optimierungsansätze wie Volumen- oder Kostenminimierung nicht umsetzbar. Vielmehr muss auf der Flexibilität des Prüfstandes das Hauptaugenmerk liegen. Dabei werden die in Kap. 4.3 beschriebenen Möglichkeiten der Anpassung des Stromrichters an unterschiedliche Aktorcharakteristika genutzt. Ferner erlaubt die einfache Programmierbarkeit der Regelalgorithmen eine Abstimmung des Systems auf unterschiedlichste Ultraschallprozesse.

4.5.1 Signalprozessorsystem

Die Regelung der Betriebspunkte der piezoelektrischen Schwingeinheit erfolgt im Sinne einer möglichst vielseitigen Anwendung über das Signalprozessorboard. Es ist zwar auch der Einsatz analoger Regler, z. B. durch Realisierung von Operationsverstärker-Schaltungen möglich, aber eine derartige Implementierung ermöglicht nicht ohne weiteres die Erprobung unterschiedlichster Regelungskonzepte. Dank der Verwendung des Signalprozessorboards ist die Anlage einfach und flexibel bedienbar.

Mit Hilfe eines linearen PI-Regelalgorithmus wird die Grundswingungsamplitude der Stromrichterspannung geregelt. Damit das System auch bei Gütezahlen kleiner zwei regelbar bleibt, wird zur Frequenzregelung ein Algorithmus der APLL (vgl. Kap. 2) verwendet. Die Frequenz wird mit einer Auflösung von 186 mHz in digitaler Form an das Anpassungsmodul übermittelt, und die gewünschte Stromrichteraussteuerung wird in Form von Analogsignalen direkt der Modulatorstufe des Stromrichters zugeführt. Eingangsgrößen des Signalprozessorsystems sind die vom Anpassungsmodul aufbereiteten Messsignale des Aktorstroms und der Aktorspannung. Es besteht die Möglichkeit diese Größen mit Hilfe der Signalprozessor-Software in Echtzeit anzuzeigen und für die spätere weitere Verwendung abzuspeichern.

4.5.2 Anpassungsmodul

Im Vorwärtszweig des Anpassungsmoduls befindet sich ein digitaler Synthesizer, der über eine digitale Schnittstelle vom Signalprozessorsystem so programmiert wird, dass er zwei sinusförmige Spannungen erzeugt, die um 90° zueinander phasenverschoben sind. Ihre Amplituden sind konstant 5 V, und ihre Frequenzen entsprechen im Rahmen der Auflösung des digitalen Synthesizers exakt dem vorgegebenen Sollwert. Eine dieser Spannungen dient als Frequenzreferenz für den Stromrichter. Die beiden vom Synthesizer erzeugten Spannungen werden außerdem innerhalb des Anpassungsmoduls von einer Messwerterfassung benutzt, welche die Ultraschallsignale der Sensoren nach dem Prinzip der phasenempfindlichen Demodulation auswertet und die orthogonalen Komponenten der Aktorströme und -spannungen ermittelt [80]. Die Messwerterfassung des Anpassungsmoduls verfügt insgesamt über vier Eingänge, deren Empfindlichkeiten individuell über das Signalprozessorsystem einstellbar sind. Es ist erweiterbar, so dass weitere Ultraschallsignale (z. B. Wegmessungen von einem Laservibrometer) erfasst und aufgezeichnet werden können [81].

4.5.3 Pulsstromrichter

Die einzelnen Baugruppen des realisierten Stromrichters und seine Peripherie verdeutlicht

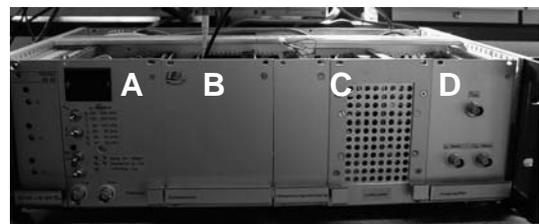
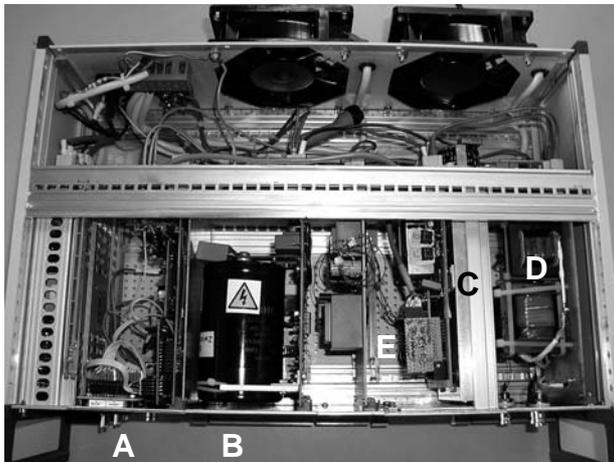
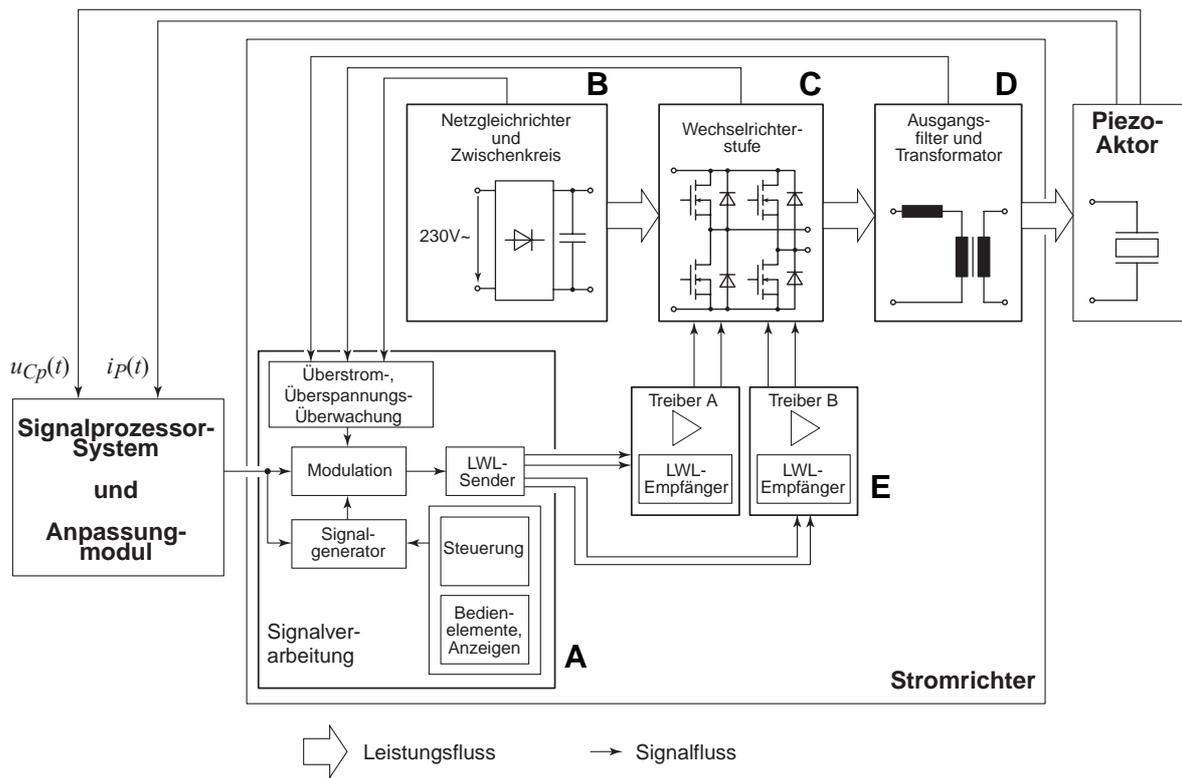


Bild 4.31: Blockstruktur des entwickelten Pulsstromrichters und seine Realisierung.

Bild 4.31. Die Arbeitsweise der jeweiligen Komponenten wird im Folgenden näher beschrieben.

Signalverarbeitung

Eingangssignale des Pulsstromrichters sind der direkt vom Signalprozessorsystem gelieferte Amplitudensollwert der Stromrichterspannung sowie die vom Ansteuerungsmodul erzeugte, sinusförmig Referenzspannung, welche die Frequenzinformation beinhaltet. Aus diesem Signal wird im Signalgenerator (siehe Bild 4.32) zunächst mit Hilfe einer Phase-Locked-Loop (PLL) das für die Pulsweitenmodulation benötigte dreieckförmige Trägersignal generiert. Durch die damit verbundene Synchronisation von Träger- und Referenzsignal wird gewähr-

leistet, dass die Schaltfrequenz immer ein ganzzahliges Vielfaches der Grundschwingungsfrequenz darstellt, sodass in der Ausgangsspannung des Stromrichters keine unerwünschten subharmonischen Schwingungsanteile (Schwebungen) auftreten. Neben der Aufgabe der Synchronisierung ermöglicht die PLL außerdem durch Einstellung des Teilverhältnisses N in ihrer Rückführung die Wahl unterschiedlicher Taktzahlen λ_T . Der zulässig einstellbare Frequenzbereich wird in erster Linie durch die Treiberstufe der Transistoren in der Leistungsstufe des Stromrichters begrenzt. Die maximale Schaltfrequenz liegt bei ca. 250 kHz, sodass bei einer Resonanzfrequenz des Aktors von z. B. 20 kHz eine maximale Taktzahl $\lambda_T = 12$ gewählt werden kann. Damit der Signalgenerator eine Dreiecksspannung konstanter Amplitude erzeugt, wird die Amplitude des Integrierersignals mit Hilfe einer Regelung stabilisiert. Die dreieckförmige Ausgangsspannung des Signalgenerators dient ferner als Trägersignal für die Pulsweitenmodulation (vgl. Bild 4.20). Deren Schaltbefehle werden über Lichtwellenleiter (LWL) zu den Treiberstufen weitergeleitet. Die Verwendung von Lichtwellenleitern dient dazu, Störungen, die vom Leistungsteil ausgehen, von der Signalverarbeitung fern zu halten. Ferner liegt hiermit eine galvanische Trennung vor, durch die Erdschleifen aufgetrennt werden, und die empfindliche Elektronik bei einem Fehlerfall im Leistungsteil geschützt ist.

Neben der Generierung der Schaltbefehle enthält die stromrichterinterne Signalverarbeitung außerdem Überwachungsschaltungen, mit denen der Stromrichter im Fehlerfall (z. B. bei Überstrom im Ausgangskreis) abgeschaltet wird. Diese Schaltungsteile befinden sich in unmittelbarer Nähe der Modulation, um elektromagnetische Einstreuungen zu vermeiden.

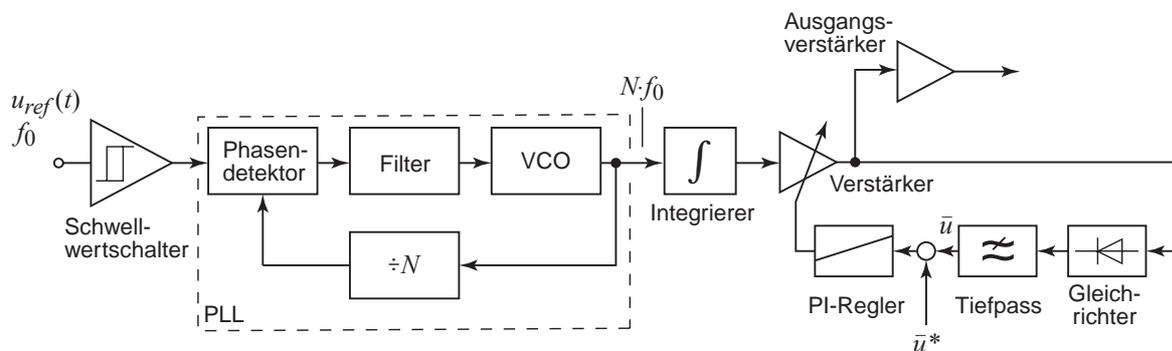


Bild 4.32: Blockstruktur des Signalgenerators zur Trägersignal-Erzeugung für die Modulation. Prinzipbedingt muss das Teilverhältnis der PLL zu $N \geq 2$ gewählt werden, siehe [79].

Treiberschaltungen

Die Treiberschaltungen bestehen aus aktiven Gegentaktstufen mit eigener Spannungsversorgung. Eine wichtige Anforderung an die Treiberschaltungen ist der Frequenzbereich von 20 kHz bis 250 kHz, in dem die Schaltungen sicher und zuverlässig arbeiten können müssen.

Netzgleichrichter und Zwischenkreis

Die Eingangsstufe des Pulsstromrichters besteht aus einem ungesteuerten Netzgleichrichter mit einem vorgeschalteten Netzfilter und einem Elektrolytkondensator als Zwischenkreiskapazität.

Wechselrichterstufe

Für die Wechselrichterstufe wurden schnelle CoolMOS-Transistoren und schnelle Dioden ausgewählt, mit denen der Betrieb im geforderten Frequenzbereich problemlos möglich ist.

Ausgangsfilter und Transformator

Die Ausgangsplatine des Stromrichters enthält die Filterspule, deren Induktivität bei Betrieb als Pulsstromrichter so auf die Kapazität des piezoelektrischen Aktors abgestimmt wird, dass die Resonanzfrequenz ω_s aus Filterinduktivität und Piezokapazität in der Lücke zwischen Grundfrequenz und der ersten signifikant auftretenden Oberschwingung plaziert ist, vgl. Kap. 4.3.1. Zur Anpassung der Wechselrichterausgangsspannung von ca. 300 V an das Spannungsniveau der Aktoren von 500 V ist noch ein Transformator notwendig, der auch die unverzichtbare Potentialtrennung zwischen piezoelektrischem Aktor und Wechselrichterstufe gewährleistet. Soll die Leistungsstufe als Resonanzstromrichter betrieben werden, so sind lediglich die Filterspule und die Modulatorplatine auszuwechseln bzw. zu ergänzen.

Die Ergebnisse des entwickelten Stromrichters werden im folgenden Abschnitt kurz vorgestellt.

4.5.4 Inbetriebnahme eines Pulsstromrichterssystems an einer Technikumsanlage zur Ultraschall-Stehwellenerstäubung

Die aufgebauten Stromrichter und das Signalprozessorsystem wurden an einer Technikumsanlage zur Ultraschall-Stehwellenerstäubung (USZ) der Technischen Chemie, Universität Paderborn in Betrieb genommen [12].

Wie in Kap. 2.2 bereits beschrieben, werden dabei zwei einander gegenüberliegende Schwingeinheiten resonant betrieben, so dass dazwischen ein Ultraschallfeld hoher Intensität erzeugt wird. Dem Fachgebiet Technische Chemie der Universität Paderborn steht bisher für die Untersuchung der USZ nur eine Anlage mit Sonotroden und Stromrichtern zur Verfügung, die für einen anderen Zweck (Ultraschallschweißen) entwickelt wurden. Die beiden von einander unabhängig gespeisten Sonotroden der Anlage werden mit festen Frequenzen betrieben und können nicht synchronisiert werden. Aus diesem Grund wurden die Arbeitsfrequenzen der beiden Teilsysteme um 200 Hz unterschiedlich eingestellt, um niederfrequente Schwebungen zu verhindern, die zu periodischen Unterbrechungen des Zerstäubungsprozesses führen würden. Ein weiterer Nachteil der Anlage besteht darin, dass die Arbeitsfrequenz nicht nachgeführt werden kann, wenn sich die Resonanzfrequenzen der Sonotroden - beispielsweise aufgrund von Temperaturänderungen - verlagern. Die USZ-Anlage bietet somit keine Möglichkeit, wesentliche Betriebsparameter wie Sonotrodenfrequenz und Schwebungsfrequenz zu variieren. Dieses wäre aber erforderlich, um Theorien über den Mechanismus der USZ zu verifizieren, den Einfluss der vorgenannten Faktoren und weiterer wie Form und Durchmesser der Sonotrodenstirnflächen zu quantifizieren und schließlich die Zerstäubungsanlage und den Zerstäubungsprozess zu optimieren (beispielsweise durch Maßnahmen zur Symmetrierung des Schallfeldes).

Für diese Anlage wurde daher im Rahmen eines Projekts der Deutschen Forschungsgesellschaft für die Speisung der beiden Sonotroden der USZ-Anlage ein Stromrichterpaar entwickelt, deren Spannungen nach Amplitude, Frequenz und Phasenverschiebung von einer

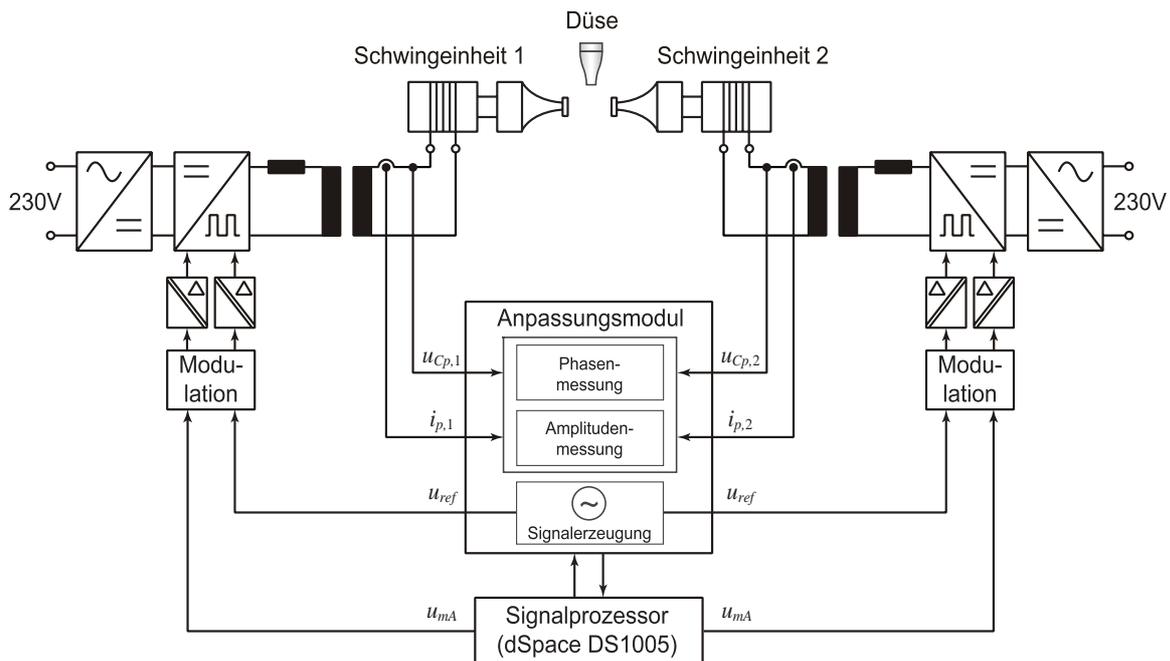


Bild 4.33: Schematische Darstellung des Prüfstandes für die Ultraschall-Stehwellenzerstreuung.

gemeinsamen Regeleinrichtung in den vorgegebenen Bereichen exakt und flexibel veränderbar eingestellt werden können. Für die Steuerung, die Regelung und die damit verbundene Messwertaufbereitung benötigt die Anlage ein leistungsfähiges Signalverarbeitungssystem, das auch die Dokumentation und Auswertung der Messungen übernimmt.

Der entwickelte Prüfstand greift auf den in den vorangegangenen Abschnitten konzipierten und beschriebenen Pulsstromrichter zurück. Notwendig war allerdings der Aufbau eines zweiten Verstärkers, um beide Schwingeinheiten separat speisen zu können. Die Regelungsaufgaben werden von dem ebenfalls bereits erläuterten dSpace-System mit dem Anpassungsmodul übernommen. Bild 4.33 stellt den schematischen Aufbau der Anlage dar.

Im Folgenden werden die wesentlichen Spannungs- und Stromverläufe eines Pulsstromrichters bei Betrieb einer piezoelektrischen Schwingeinheit der USZ mit einer Resonanzfrequenz von ca. 20 kHz vorgestellt.

Die Spannungsverläufe der Signalverarbeitung zur Generierung der Pulsweitenmodulation zeigt Bild 4.34. Dargestellt ist der Verlauf der Referenzspannung u_{ref} deren Amplitude durch das Anpassungsmodul bzw. durch das dSpace-System einstellbar ist. Diese Spannung ist auch die Eingangsspannung des Stromrichters. Außerdem ist der Verlauf des dreieckförmigen Trägersignals u_{Δ} abgebildet. Durch Vergleich dieser beiden Spannungen generiert schließlich die Pulsweitenmodulation die Steuerbefehle z_1 und \bar{z}_2 für die Transistoren.

Die wichtigsten Strom- und Spannungsverläufe des Stromrichterleistungsteils sind in den Oszillogrammen von Bild 4.35 dargestellt. Dabei wurde der Pulsstromrichter in Bild 4.35 a mit einer Schaltfrequenz von 100 kHz und in Bild 4.35 b mit 200 kHz betrieben. Erkennbar ist der Sinusverlauf der für die Modulation benötigten Referenzspannung $u_{ref}(t)$. Ferner sind die Drain-Source-Spannungen der beiden unteren Transistoren T_1 bzw. T_2 der jeweiligen Halbbrücke abgebildet (vgl. Bild 4.22). Der Strom durch die Schwingeinheit ist als $i_p(t)$ bezeichnet.

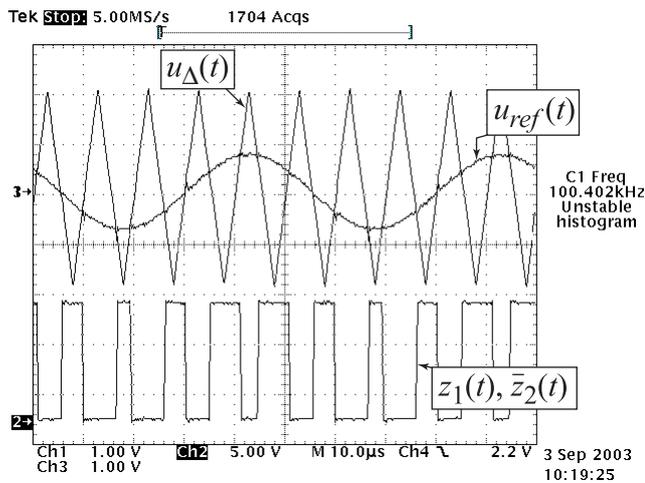


Bild 4.34: Modulationssignale des Pulsstromrichters, $u_{\Delta}(t)$: Trägersignal des Signalgenerators, $u_{ref}(t)$: Referenzspannung vom Anpassungsmodul, $z_1(t)$, $\bar{z}_2(t)$: Steuerbefehle für eine Halbbrücke.

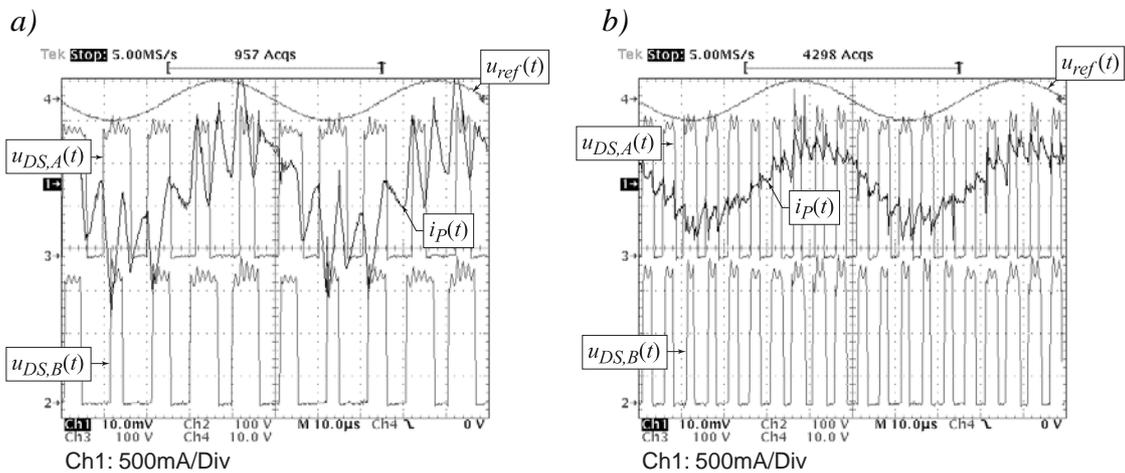
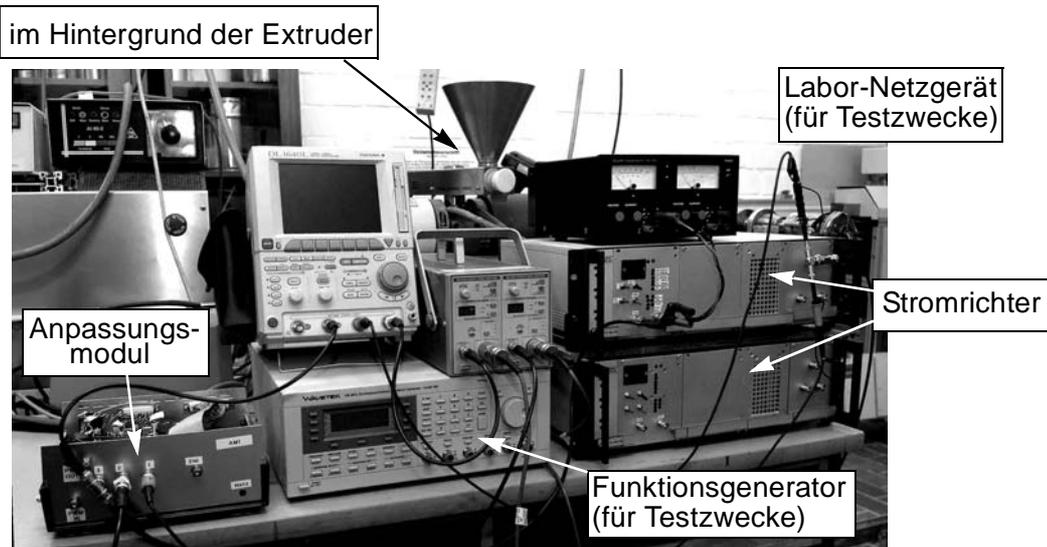


Bild 4.35: Oszillogramme an der Ultraschall-Stehwellenerstüubungsanlage, Betrieb der Schwingeinheiten mit einer Schaltfrequenz von a) 100 kHz und b) 200 kHz. Dargestellt ist die Referenzspannung u_{ref} vom Anpassungsmodul, der Strom durch die Schwingeinheit i_p und die Drain-Sourcespannungen der jeweiligen Halbbrücken A und B.

Der gesamte Aufbau der Anlage ist aus Bild 4.36 a ersichtlich. In Bild 4.36 b ist die Anordnung der beiden einander gegenüber stehenden Schwingeinheiten erkennbar.

Trotz der beim Aufbau der Stromrichter getroffenen EMV-Maßnahmen, haben sich bei der Inbetriebnahme Probleme herausgestellt, die sich aus der in der Technikumsanlage unvermeidbaren Erdschleifen ergeben dürften. Damit ein zuverlässiger Betrieb sichergestellt wird, muss daher als Modifikation eine Potentialtrennung zwischen Steuerelektronik und Wechselrichterstufe in Form von Lichtwellenleitern vorgesehen werden. Davon abgesehen funktionieren die Stromrichter als auch das dSpace-System wie geplant und decken auch den geforderten Frequenzbereich ab.

a) *Stromrichter und Messeinrichtung.*



b) *Extruder und Anordnung der Schwingeinheiten.*

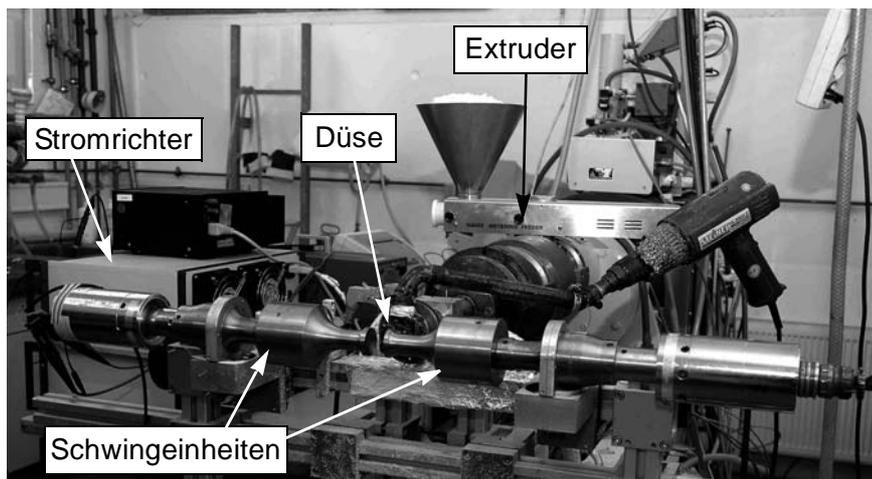


Bild 4.36: *Ultraschall-Stehwellen-Zerstäubungsanlage der Technischen Chemie, Universität Paderborn.*

5 Aspekte eines Gesamtsystementwurfs

Die Ergebnisse der vorangegangenen Kapitel sollen im Folgenden hinsichtlich eines Gesamtsystementwurfs analysiert werden. In Kap. 3 wurden zunächst auf Basis eines kontinuumsmechanischen Modells die Parameter eines einfachen Ersatzschaltbildes berechnet. Diese Parameter wurden im anschließenden Kap. 4 verwendet, um die Last einer piezoelektrischen Schwingeinheit für die speisende Leistungselektronik nachzubilden. Im Vordergrund der durchgeführten Analysen steht immer die Verwendung einfacher mathematischer Modelle. Damit kann sichergestellt werden, dass im Rahmen dieses Kapitels ein grundlegend besseres Verständnis des gesamten Systems erarbeitet werden kann. Die Verwendung detaillierter Modelle, welche auch im ersten Schritt vernachlässigbare Effekte berücksichtigen, würden der Intention dieses Kapitels entgegenwirken.

Das elektrische Ersatzschaltbild, welches in Bild 2.12 eingeführt wurde, ist die gemeinsame Darstellung sowohl der kontinuumsmechanischen als auch der elektrischen Modelle für die speisenden Stromrichter. Es dient daher als Schnittstelle zwischen diesen beiden „Welten“ und ermöglicht eine übersichtliche und anschauliche Darstellung.

5.1 Wesentliche Entwurfsziele

Bei der Auslegung eines piezoelektrischen Gesamtsystems, welches sowohl den Entwurf des Aktors bzw. der Schwingeinheit und die Auslegung eines geeigneten Stromrichterkonzepts umfasst, ergeben sich je nach gewünschter Eigenschaft des Systems unterschiedliche Entwurfsziele. Aufgrund der engen Verzahnung z. B. durch Materialeigenschaften beeinflussen sich oft mehrere Entwurfsvorgaben gegenseitig. Das wäre dann nicht störend, wenn mehrere aus Sicht der Entwurfsziele erwünschte Eigenschaften des Gesamtsystems erreichbar wären. Tatsächlich ist aber das Gegenteil zu beobachten: Eine ausgewählte Maßnahme soll bestimmte Eigenschaften des resultierenden Systems erzwingen, gleichzeitig jedoch ändern sich an anderer Stelle andere, vorher erwünschte Eigenschaften zum Schlechteren. Eine Auswahl wichtiger Entwurfsziele fasst die nachfolgende Aufzählung zusammen:

- hinreichend großer Abstand zwischen Resonanz- und Antiresonanzfrequenz $\Delta f/f_0$,
- Vorliegen eines Phasennulldurchgangs der elektrischen Eingangsadmittanz ($M > 2$),
- maximal zulässige Dehnung in der Schwingeinheit, die die zulässigen Grenzen des verwendeten Materials nicht überschreitet,
- Erzielung der für den Prozess erforderlichen Schwingamplitude \hat{w}_{H2} des Werkzeugs,
- vertretbare Werte der Strombelastung \hat{i}_{wr} der Wechselrichterstufe sowie der Spannung \hat{u}_{Cp} an den Klemmen des piezoelektrischen Aktors,
- hoher Miniaturisierungsgrad, geringe Kosten der Filterbauelemente (Flächenprodukt),
- hoher Wirkungsgrad η der Wechselrichterstufe bzw. des Stromrichters.

In den folgenden Abschnitten werden diese Punkte detailliert erörtert. Die Analyse erfolgt anhand der in Kap. 3 und Kap. 4 erhaltenen Ergebnisse. Dazu wird eine Parameteranalyse durchgeführt, die drei unterschiedliche Parametergruppen berücksichtigt:

- Geometrie des Piezostapels:
Fläche A_P , Anzahl k_P und Dicke h_P der Piezoscheiben,
- Materialparameter des verwendeten Piezomaterials:
dielektrische Ladungskonstante d_P , Dielektrizitätszahl ϵ_P^T und Steifigkeit s_P^E ,
- Kenngrößen der Endmasse und des Horns:
Schallkennimpedanzen Z_M und Z_H , die sich aus den Querschnittsflächen $A_{M,H}$, sowie aus der Dichte $\rho_{M,H}$ und der Schallausbreitungsgeschwindigkeit $c_{M,H}$ des jeweils verwendeten Materials berechnen.¹⁸

Für die Betrachtungen werden die interessierenden Parameter auf ihre Nominalwerte bezogen und dann durch * gekennzeichnet. Ihre Darstellung erfolgt mit Hilfe von Diagrammen, in denen die bezogenen Werte der unabhängigen Variablen auf der Abszisse aufgetragen, durch ein gemeinsames Formelzeichen Δ repräsentiert und im Bereich von $\Delta = 0,8 \dots 1,2$ variiert werden. So gilt beispielhaft für das erste Diagramm von Bild 5.1

$$\Delta f^* = \frac{\Delta f}{\Delta f_{Nenn}}, \quad \Delta = A_P^* = \frac{A_P}{A_{P,Nenn}}, \quad \Delta = h^* = \frac{h_P}{h_{P,Nenn}}, \quad \Delta = k_P^* = \frac{k_P}{k_{P,Nenn}} \quad . \quad (5.1)$$

Die Diagramme stellen somit das jeweilige Entwurfsziel als Funktion der auf diese Weise variierten Parameter dar. Die Vorgehensweise ist unabhängig von einem konkreten Entwurf zu verstehen. Vielmehr geht es darum, die prinzipiellen Abhängigkeiten der Entwurfsziele von den wählbaren Materialparametern darzustellen. In allen Diagramme erfolgt die Darstellung bezogen auf die Nenngröße. Die ermittelten Kennlinien zeigen auf einen Blick, wie ein entsprechender Parameter geändert werden müsste, um ein gefordertes Entwurfsziel zu erreichen. Darüberhinaus lässt sich sehr gut die jeweilige Empfindlichkeit ablesen, die Aufschluss darüber gibt, mit welcher Parameteränderung am effektivsten das entsprechende Entwurfsziel erreicht werden könnte.

18. Schallkennimpedanzen typischer Materialien: $Z_{\text{Stahl}} = 40,6 \times 10^6 \text{ kgm}^2/\text{s}$, $Z_{\text{Titan}} = 21,6 \times 10^6 \text{ kgm}^2/\text{s}$
und $Z_{\text{Alu}} = 14,04 \times 10^6 \text{ kgm}^2/\text{s}$

5.2 Diskussion

In diesem Abschnitt werden die wichtigsten Gleichungen, die Rückschlüsse auf die Entwurfsziele zulassen, genauer untersucht. Mit Hilfe der in Kap. 5.1 beschriebenen Vorgehensweise werden die Parameteranalysen durchgeführt. Am Schluss diesen Abschnitts werden die ausgewerteten Diagramme in Form einer Entwurfsmatrix zusammengefasst.

Abstand Resonanz-Antiresonanz Δf

Man erhält den Abstand zwischen Resonanz- und Antiresonanz aus

$$\Delta f = f_a - f_0 = \frac{1}{2\pi} \cdot \omega_0 \cdot \left(\sqrt{\frac{C_m}{C_P} + 1} - 1 \right). \quad (5.2)$$

Nach Entwicklung des Klammerausdrucks in eine Potenzreihe, sowie Berücksichtigung, dass $C_m/C_P \ll 1$, ergibt sich nach dem Abbrechen der Potenzreihe nach dem 2. Glied

$$\Delta f \approx \frac{1}{4\pi} \cdot \omega_0 \cdot \frac{C_m}{C_P} \quad (5.3)$$

Mit zunehmendem Kapazitätsverhältnis C_m/C_P nimmt Gl. (5.3) zufolge der Abstand zwischen Resonanz- und Antiresonanzfrequenz zu.

Wünschenswert ist ein größerer Abstand Δf zwischen Resonanz- und Antiresonanzfrequenz, wenn ein Phasenregelkreis eingesetzt werden soll. Bei zu geringem Abstand und gleichzeitig hoher Kreisverstärkung der Frequenzregelung kann dies zu Instabilität der Regelung führen. Verschieben sich z. B. die Resonanzfrequenzen des piezoelektrischen Aktors, kann die Antiresonanzfrequenz des Systems in Bereiche unterhalb der aktuellen Anregefrequenz verschoben werden. Wie in Kap. 2 erläutert, würde dies bei einer niedrigen Abtastzeit aber zum Versagen der Regelung führen. In diesen Fällen ist es sinnvoll, den Abstand Δf zu vergrößern, in dem das Verhältnis der Ersatzkapazität C_m zur Piezokapazität C_P vergrößert wird.

Die Kennlinien nach Bild 5.1 verdeutlichen die starke Abhängigkeit des Resonanzfrequenzabstandes von den Entwurfparametern. So kann beispielsweise der Wert für Δf vergrößert werden, in dem die Fläche der piezoelektrischen Elemente A_P verringert wird. Den gleich-

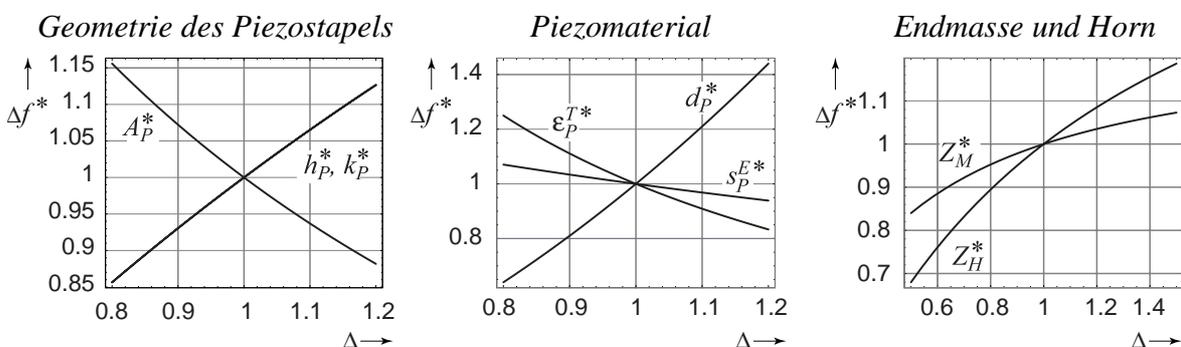


Bild 5.1: Parameteranalyse für den Abstand zwischen Resonanz- und Antiresonanzfrequenz Δf .

chen Effekt erhält man auch, wenn die Impedanz der Endmasse Z_M durch ein anderes Material oder einen anderen Querschnitt verändert wird.

Gütezahl M

Die Gütezahl M berechnet sich ausgehend von

$$M = \frac{1}{\omega_0 C_P R_m}, \quad (5.4)$$

und nach Einsetzen von Gl. (3.30) sowie Gl. (3.48) und $R_m = d_L / (K_P^2 n_T^2)$ (vgl. Bild 3.8) wird M ausschließlich mit Hilfe von Material- und Geometrieparameter beschrieben:

$$M = \frac{K_P^2 n_T^2}{\omega_0 k_P} \cdot \frac{h_P}{A_P \varepsilon_P^T} \cdot \frac{1}{d_L} = \omega_0 \cdot Z_H^2 \cdot n_T^2 \cdot \frac{d_P^2 k_P h_P}{A_P \varepsilon_P^T} \cdot \frac{1}{d_L}. \quad (5.5)$$

Wie bereits in Kap. 2 beschrieben wurde, stellt die Gütezahl ein geeignetes Maß dar, mit dem piezoelektrische Aktoren klassifiziert werden können. Besonders wichtig ist der durch Näherungen bestimmte Wert $M = 2$, für den die Phasenkennlinie die 0° -Linie tangiert [48]. Für $M > 2$ ist ein Phasennulldurchgang existent, während für $M < 0$ die Phasenkennlinie immer oberhalb der 0° -Linie verläuft. Aufgrund der Dämpfung d_L , die durch den Prozess vorgegeben ist, kann dementsprechend die Gütezahl stark verringert werden, was die Möglichkeiten der zu verwendenden Regelungskonzepte einschränkt und ferner zu erhöhtem Blindleistungsbedarf führt. Aus diesem Grund ist es ggf. zweckmäßig, die Gütezahl anzupassen. Das ist insbesondere dann der Fall, falls ein Phasenregelkreis verwendet werden soll, der auf die Existenz eines Phasennulldurchgangs angewiesen ist.

Wie Gl. (5.5) entnommen werden kann, hängt die Gütezahl wesentlich vom Transformationsfaktor n_T ab. Aufgrund seiner Definition nach Kap. 3.3.1 mit $\hat{v}_{T2,2} = \hat{v}_{H2} / n_T$ nimmt die Gütezahl sehr schnell ab, wenn mit Hilfe der Amplitudentransformation größere Schwingamplituden erzielt werden sollen.

Die Gütezahl kann durch Erhöhung der Anzahl der Piezoscheiben k_P vergrößert werden. Allerdings ändert sich dadurch auch das Amplitudentransformationsverhältnis K_P des Piezoaktors. Soll dies konstant bleiben (bei $\omega_0 = \text{konst.}$), muss die Impedanz des Horns Z_H angepasst oder ein anderes Piezomaterial mit einer kleineren piezoelektrischen Ladungskonstanten d_P ausgewählt werden. Dabei muss im allgemeinen berücksichtigt werden, dass dann auch eine andere Dielektrizitätszahl ε_P^T vorliegt. Es ist also wiederum eine Anpassung des Transformationsfaktors K_P notwendig, um die vorgegebene Schwingamplitude zu erzielen.

Unproblematischer gestaltet sich die Einstellung der Gütezahl bei gegebener Lastdämpfung durch Anpassung der Fläche A_P . Dieser Parameter kann ohne Berücksichtigung der Amplitudentransformation durch Querschnittsprünge geändert werden. Die Einflüsse der einzelnen Parameter auf die Gütezahl mit

$$M^* = \frac{M}{M|_{Nenn}} \quad (5.6)$$

stellt Bild 5.2 dar.

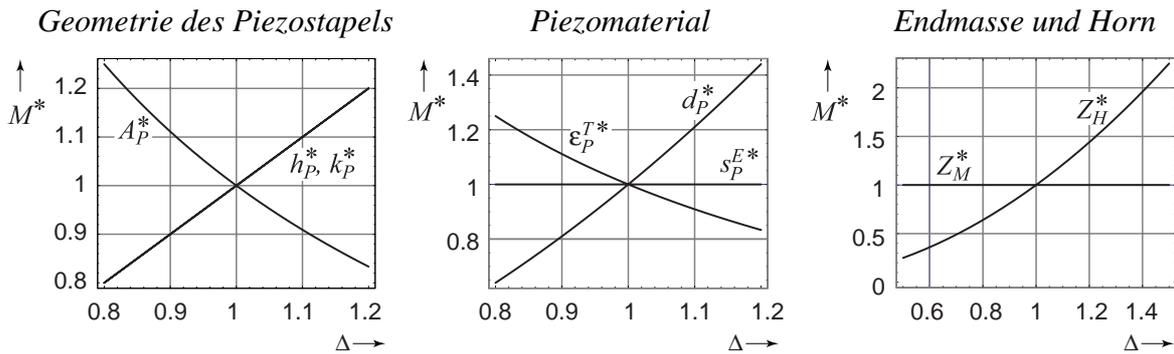


Bild 5.2: Parameteranalyse für die Gütezahl M .

Zulässige Dehnung des Piezomaterials

Während des Betriebs des Aktors darf die Dehnung die zulässige maximale Belastung des Materials nicht überschreiten, da dies sonst zur Schädigung des Aktors führen könnte. Die mechanische Spannung im piezoelektrischen Material wird auf die Dehnung am Horn bezogen. An den Grenzflächen zwischen dem Piezostapel und dem angrenzenden Horn erhält man (vgl. Bild 3.4)

$$\hat{T}_P = \frac{\hat{F}_H}{A_P} = \frac{\hat{v}_H Z_H}{A_P} = \frac{\hat{v}_P Z_H}{A_P} = \hat{w}_P \cdot \frac{\omega_0 Z_H}{A_P}, \quad (5.7)$$

wobei $\hat{v}_H = \hat{v}_P$ und $\hat{F}_H = -\hat{F}_P$. Nach Gl. (3.23) und Gl. (3.35) gilt für die Dehnung im piezoelektrischen Material $\hat{S}_P = s^E \hat{T}_P$. Gl. (5.7) eingesetzt und umgestellt ergibt

$$\sigma_P = \frac{\hat{S}_P}{\hat{w}_P} = \frac{s_P^E \omega_0 Z_H}{A_P}. \quad (5.8)$$

Da die Dehnung durch die maximal zulässige Belastung nicht überschritten werden darf, erhält man die Bedingung:

$$\hat{S}_P < \hat{S}_{P,max} \quad \Rightarrow \quad \sigma_P = \frac{\hat{S}_{P,max}}{\hat{w}_P} \geq \frac{s_P^E \omega_0 Z_H}{A_P}. \quad (5.9)$$

Die Abhängigkeit und Empfindlichkeit des Verhältnisses σ_P von den Entwurfsparametern ist in Bild 5.3 dargestellt. Es gilt entsprechend Gl. (5.1)

$$\sigma^* = \frac{\sigma}{\sigma|_{Nenn}}. \quad (5.10)$$

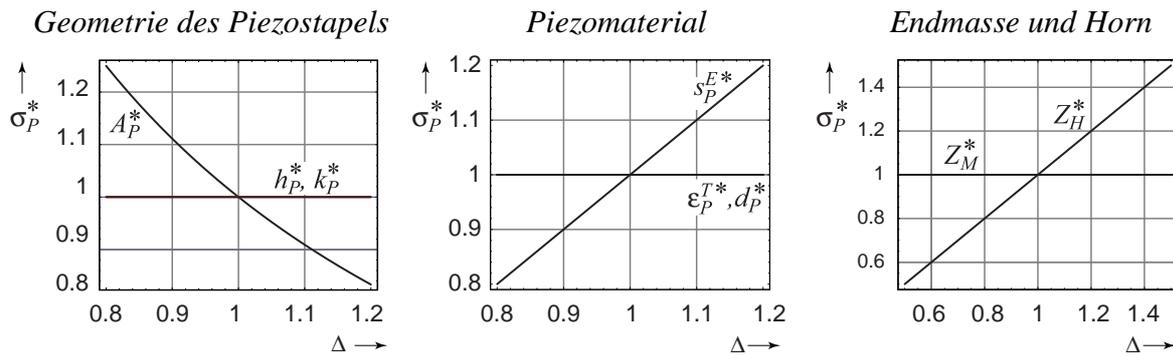


Bild 5.3: Parameteranalyse für das Verhältnis σ_P zwischen Dehnung \hat{S}_P und Schwingamplitude am Horn \hat{w}_P .

Strom- und Spannungsbedarf der piezoelektrischen Schwingeinheit

Die geforderte Schwingamplitude der Randfläche an der die Ultraschallschwingung bei resonanter Anregung der Schwingeinheit ausgekoppelt wird stellt man mit Hilfe des Übersetzungsverhältnisses K_P und mit einem Transformationsstück durch das Transformationsverhältnis n_T ein.¹⁹ Nach Bild 3.7 und Gl. (3.48) ist die Schwinggeschwindigkeit gegeben mit

$$\hat{v}_{T2,2} = \frac{1}{K_P n_T} \cdot \hat{i}_H = \frac{1}{\omega_0 k_P d_P Z_H \cdot n_T} \cdot \hat{i}_H, \quad (5.11)$$

wobei der Verlustwiderstand R_V nicht berücksichtigt wird. Eine Vergrößerung der Auslenkungsamplitude ($\hat{w} = \hat{v}/(j\omega)$) kann demzufolge durch Verkleinern der Schallimpedanz Z_H erzielt werden. Dazu kann ein Material für das Horn verwendet werden, welches eine kleinere Schallkennimpedanz aufweist. So kann beispielsweise die Endmasse aus Stahl bestehen, während das Horn aus Titan gefertigt wird. Eine zweite Möglichkeit besteht darin, den Querschnitt des Horns kleiner als den der Endmasse bzw. der Piezoscheiben zu wählen. Bei einer weiteren Verstärkung der Auslenkungsamplitude durch ein Transformationsstück, nutzt man ausschließlich Querschnittsverjüngungen. Dabei wird diese Querschnittsverjüngung in den Nulldurchgang der Auslenkung gelegt. Die Folge ist ein unstetiger Verlauf der mechanischen Spannung \hat{T} bzw. Dehnung \hat{S} . Da wegen $\hat{S} = \partial \hat{w}(x)/\partial x$ im Nulldurchgang der Auslenkung ein Maximum der Dehnung bzw. mechanischen Spannung vorliegt, treten hier die höchsten Zugbelastungen für das Material auf. Würde man das Transformationsstück aus zwei verschiedenen Teilen zusammensetzen – denkbar ist z. B. die Kaskadierung zweier Zylinder aus unterschiedlichen Materialien – würde die Fugestelle, an der das Material ohnehin schon seinen schwächsten Punkt aufweist, sehr stark belastet werden. Aus diesem Grund dürfen die maximal zulässigen mechanischen Beanspruchungen des verwend-

19. Es gilt bei der Auslegung des Gesamt-Übersetzungsverhältnisses zu beachten, dass sich der gewünschte Verstärkungsfaktor für die Auslenkung aus dem Kehrwert des Übersetzungsverhältnisses ergibt.

ten Werkstoffs nicht überschritten werden und beschränken somit die erreichbare Amplitudenverstärkung.

Aus Sicht der Speiseeinrichtung ist die Stromaufnahme des Aktors bei Anregung in mechanischer Resonanz für eine vorgegebene Schwingamplitude, die für den Ultraschall-Prozess genutzt werden soll, von besonderem Interesse. Berücksichtigt man ein Transformationsstück, muss dazu die Schwingamplitude \hat{w}_{T2} bestimmt werden. Die Schwinggeschwindigkeit erhält man aus $\hat{v}_{H2} = j\omega_0 \cdot \hat{w}_{H2}$, und man geht davon aus, dass dieser Wert vom Ultraschallprozess vorgegeben wird. Man erhält für die erforderliche Stromamplitude unter zusätzlicher Berücksichtigung des Stromanteils durch die Piezokapazität

$$\begin{aligned}\hat{i}_P &= \hat{i}_H + \hat{i}_{Cp} = \left(j\omega_0 \cdot K_P \cdot n_T - \frac{\omega_0^2 d_L C_P}{K_P \cdot n_T} \right) \cdot \hat{w}_{T2,2} \\ &= \left(j\omega_0^2 \cdot k_P d_P Z_H n_T - \omega_0 \cdot \frac{d_L \varepsilon_P^T A_P}{h_P d_P Z_H \cdot n_T} \right) \cdot \hat{w}_{T2,2}\end{aligned}\quad (5.12)$$

Die Spannungsamplitude erhält man aus

$$\hat{u}_{Cp} = j\omega_0 \cdot \frac{d_L}{K_P \cdot n_T} \cdot \hat{w}_{T2,2} \Rightarrow \hat{u}_{Cp} = \frac{d_L}{d_P k_P Z_H \cdot n_T} \cdot \hat{w}_{T2,2} \quad (5.13)$$

wobei auch hier davon ausgegangen wird, dass sich die Reaktanzen im $L_m - C_m - R_m$ -Schwingkreis gegenseitig aufheben. Gl. (5.12) ist zu entnehmen, dass mit zunehmendem K_P bzw. n_T der Stromanteil \hat{i}_{Cp} durch die Piezokapazität abnimmt. Der zur mechanischen Schwingung beitragende Teil des Speisestromes \hat{i}_H hängt dagegen linear von der Gesamt-Amplitudentransformation $K_P \cdot n_T$ ab. Umgekehrt verhält es sich mit der erforderlichen Spannung, die mit zunehmender Amplitudentransformation des Transformationsstücks abnimmt.

Eine entscheidende Rolle spielt auch die maximale elektrische Feldstärke in den Piezoelementen, um sicher zu stellen, dass das Material nicht depolarisiert wird. Typische Feldstärken, die zu einer Depolarisierung führen können, liegen oberhalb von 500 bis 1000 V/mm [47]. Somit gilt:

$$\hat{u}_{Cp, max} \leq h_P \cdot 500 \frac{\text{V}}{\text{mm}} \Rightarrow \hat{u}_{Cp, max} = \frac{d_L}{d_P k_P Z_H \cdot n_T} \cdot \frac{1}{h_P} \cdot \hat{w}_{T2, max} \leq 500 \frac{\text{V}}{\text{mm}} \quad (5.14)$$

Diese Gleichung erweist sich dann als sehr nützlich, wenn bei einem zu entwickelnden Gerät aus Gründen der Betriebssicherheit - z. B. bei handgeführten Geräten der Medizintechnik - eine bestimmte Maximalspannung nicht überschritten werden darf.

Die Funktionsverläufe in Abhängigkeit der einzelnen Parameter und deren Empfindlichkeit gemäß

$$u_{Cp}^* = \frac{u_{Cp}}{u_{Cp}|_{Nenn}} \quad (5.15)$$

sind in Bild 5.4 dargestellt.

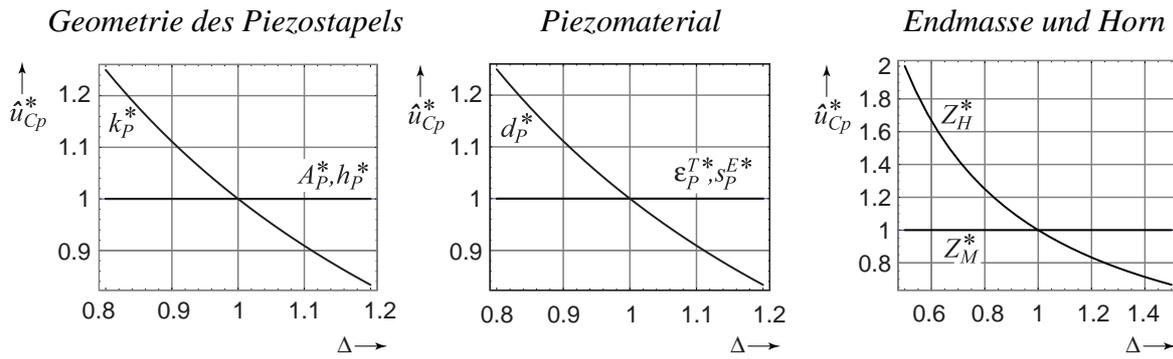


Bild 5.4: Parameteranalyse für u_{Cp} .

Miniaturisierungsgrad, Aufwand für Filterbauelemente

Die Miniaturisierbarkeit des Stromrichters spielt besonders bei der Entwicklung handgeführter Ultraschallgeräte eine entscheidende Rolle. In Kap. 4 wurde daher das Flächenprodukt benutzt, um eine grobe Abschätzung der benötigten Volumina der magnetischen Bauelemente durchführen zu können. Aufgrund der unterschiedlichen Auslegung der Ausgangsfilter der betrachteten Stromrichtertopologien werden unterschiedliche Parameterstudien für die einzelnen Topologien notwendig.

LC-Resonanzstromrichter:

Nach Gl. (4.45) erhält man für die Summe der Flächenprodukte von Filterspule und Ausgangstransformator des LC-Resonanzstromrichters den Zusammenhang:

$$A_c A_w = \frac{\hat{u}_{Cp}^2}{k_{Cu} \hat{J} \hat{B}} \cdot \frac{A_P k_P \gamma_f (\epsilon_P^T)^2}{h_P \Omega_s^2} \cdot [1 + H + 2 \sqrt{(1 + H)(H + (\Omega_s^2 - 1)^2)}] \quad (5.16)$$

mit der Hilfsvariablen

$$H = \frac{d_P^4 h_P^2 k_P^2 Z_H^4 \omega_0^2}{A_P^2 \gamma_f^2 (\epsilon_P^T)^2 \cdot d_L} \quad (5.17)$$

Diese Gleichung berücksichtigt eine zum Aktor parallele zusätzliche Filterkapazität C_{fp} mit $\gamma_f = (C_P + C_{fp})/C_P$, die das Spannungsübertragungsverhalten stabilisieren soll. Da mit zunehmender Dämpfung die Rückwirkungen der niederimpedanten Last geringer werden, kann die Filterkapazität verkleinert werden. Infolgedessen verringert sich die Gesamtlast für die Wechselrichterstufe, und der Strom durch die Filterspule ist ebenfalls kleiner. Da sich das Flächenprodukt proportional zum Produkt aus Induktivität und dem quadratischen Spulenstrom ergibt, muss das Flächenprodukt kleiner werden.

LLCC-Resonanzstromrichter:

Aus Gl. (4.67) und Gl. (4.68) berechnet sich das gesamte Flächenprodukt von Filterspulen und Ausgangstransformator des LLCC-Resonanzstromrichters gemäß

$$A_c A_w = \frac{\hat{u}_{Cp}^2}{k_{Cu} \hat{J} \hat{B}} \cdot \frac{k_P (A_P \varepsilon_P^T \gamma_f d_L + d_P^2 h_P k_P Z_H^2 \omega_0)^2}{A_P h_P \varepsilon_P^T \gamma_f d_L^2}, \quad (5.18)$$

wobei von optimalen Filterkapazitäten ausgegangen wird ($\beta_{Cs} = 1$). Wie schon beim LC-Resonanzstromrichter beobachtet, nimmt das resultierende Flächenprodukt des LLCC-Resonanzstromrichters kleinere Werte an, wenn die Dämpfung (d_L) zunimmt.

Pulsstromrichter:

Das Gesamtflächenprodukt des Pulsstromrichters ergibt sich aus Gl. (4.86) und Gl. (4.87):

$$A_c A_w = \frac{\hat{u}_{Cp}^2}{k_{Cu} \hat{J} \hat{B}} \cdot \frac{A_P \varepsilon_P^T}{h_P^2 \delta n_{PWM}^2} \cdot \left(h_P k_P (1 + H)(1 + \delta) + \frac{2 A_P \varepsilon_P^T d_L \sqrt{(H + H^2)(1 + \delta)^2 + (\delta(n_{PWM}^2 - 1) - 1)^2}}{d_P^2 Z_H^2 \omega_0} \right) \quad (5.19)$$

mit der bereits oben eingeführten Hilfsvariablen H . Wie man dieser Gleichungen entnehmen kann, ist das Volumen der Filterspule maßgeblich durch n_{PWM} einstellbar. Verschiebt man also die Tiefpassfilterung zu höheren Frequenzen führt dies zu einer erheblichen Verringerung des Flächenproduktes (vgl. Kap. 4.3).

Augenscheinlich unterscheiden sich die Flächenprodukte des LC- und LLCC-Resonanzstromrichters und des Pulsstromrichters erheblich. Betrachtet man jedoch die entsprechenden Parameterabhängigkeiten stellt man fest, dass nahezu identisches Verhalten vorliegt. Für das Verhältnis des jeweiligen Flächenproduktes zu seinem Nennwert lässt sich für alle hier betrachteten Stromrichterkonzepte die gemeinsame Näherung

$$A_c A_w^* = \frac{A_c A_w}{A_c A_w|_{Nenn}} \approx \frac{k_P^3 h_P Z_H^4 \omega_0^2 d_P}{A_P d_L^2 \varepsilon_P^T} \quad (5.20)$$

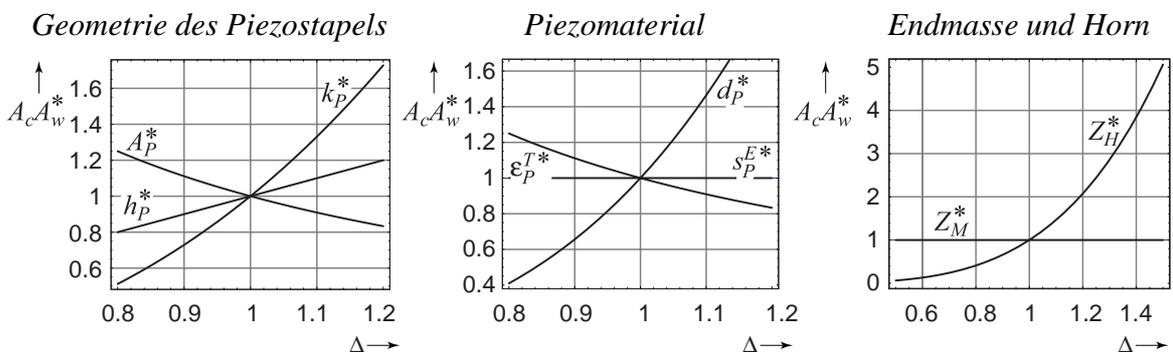


Bild 5.5: Parameteranalyse für das resultierende Flächenprodukt der Filterspule(n) und des Ausgangstransformators der betrachteten Resonanzstromrichter und des Pulsstromrichters.

angeben, die sehr gut die Kurvenverläufe der tatsächlichen Gleichungen wiedergibt. Die entsprechenden Parameteranalysen für die beiden Resonanzstromrichter und für den Pulsstromrichter stellt Bild 5.5 dar.

Wirkungsgrad der Wechselrichterstufe

Da der Wirkungsgrad η der Wechselrichterstufe bei den üblichen Spannungen im Wesentlichen von den stromabhängigen Durchlass- und Schaltverlusten bestimmt wird, wird die folgende Parameteranalyse nicht für den Wirkungsgrad, sondern wegen der größeren Einfachheit für den Wechselrichter-Ausgangsstrom i_{wr} durchgeführt. Sie ergibt für die drei untersuchten Topologien die gleichen Ergebnisse und

$$i_{wr}^* = \frac{i_{wr}}{i_{wr}|_{Nenn}} \quad (5.21)$$

ist in Bild 5.6 dargestellt.

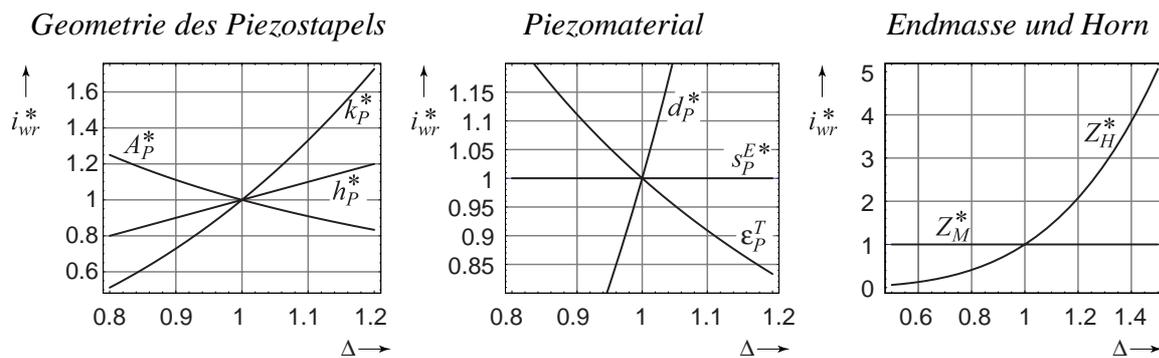


Bild 5.6: Parameteranalyse für den Wechselrichterstrom i_{wr} .

Zusammenfassung der Parameteranalyse in Matrixform

Die Verkettungen der Entwurfsparameter untereinander ist noch einmal in Tabelle 5.1 zusammengefasst. Die Tabelle verschafft einen Überblick darüber, wie die Entwurfsparameter tendenziell geändert werden müssen, damit die Entwurfsziele wie gewünscht eingestellt werden können.

Als Anwendungsbeispiel der Tabelle soll die Gütezahl M als Entwurfsvorgabe vergrößert werden, um für ein Ultraschallsystem einen Phasennulldurchgang der Eingangsadmittanz sicherzustellen. Dadurch kann eine PLL zur Regelung des Betriebspunkts eingesetzt werden. Die Dämpfung d_L der Schwingeinheit durch den Ultraschallprozess sei aus Voruntersuchungen bekannt.

Wie die Parameteranalyse der vorangegangenen Abschnitte zeigt, kann durch eine Vergrößerung des Piezostapels mit zusätzlichen Piezoelementen k_p (Erhöhung von k_p) die Gütezahl vergrößert werden. Im Zuge einer Miniaturisierung und Kostenreduzierung des Stromrichters interessiert auch das Flächenprodukt A_{pWM} der Filterspule eines Pulsstromrichters.

Der Tabelle kann man nun entnehmen, dass die Vergrößerung von k_p für die Entwicklung der Flächenprodukte kontraproduktiv ist: durch die gewählte Maßnahme stellt sich ein höheres Flächenprodukt ein. Man kann ebenfalls ablesen, dass sich eine höhere Strombelastung \hat{i}_{wr} der Wechselrichterstufe einstellt. Infolgedessen werden die Durchlass- und Schaltverluste und somit der Wirkungsgrad negativ beeinflusst.

Entwurfsziel	Geometrie Piezostack			Piezomaterial			Endmasse und Horn	
	h_P	k_P	A_P	s_P^E	d_P	ϵ_P^T	Z_H	Z_M
$\Delta f \nearrow$	\nearrow	\nearrow	\searrow	\searrow	\nearrow	\searrow	\nearrow	\nearrow
$\sigma_P \searrow$	-	-	\nearrow	\searrow	-	-	\searrow	-
Entwurfsvor- gabe \Rightarrow $M \nearrow$ $d_L = \text{konst.}$	\nearrow	\nearrow	\searrow	-	\nearrow	\searrow	\nearrow	-
$\hat{w}_{H2} \nearrow$ $\hat{u}_{Cp} = \text{konst.}$ $d_L = \text{konst.}$	-	\searrow	-	-	\searrow	-	\searrow	-
$\hat{u}_{Cp} \searrow$ $\hat{w}_{H2} = \text{konst.}$ $d_L = \text{konst.}$	-	\nearrow	-	-	\nearrow	-	\nearrow	-
$\hat{i}_{wr} \searrow$ bzw. $\eta \nearrow$ $\hat{w}_{H2} = \text{konst.}$	\searrow	\searrow	\nearrow	-	\searrow	\nearrow	\searrow	-
Miniaturisierung magneti- scher Komponenten								
$A_c A_w _{LC} \searrow$	-	\searrow	-	-	\searrow	-	\searrow	-
$A_c A_w _{LLCC} \searrow$	\searrow	\searrow	\nearrow	-	\searrow	\nearrow	\searrow	-
$A_c A_w _{PWM} \searrow$	\searrow	\searrow	\nearrow	-	\searrow	\nearrow	\searrow	-

Tabelle 5.1: Entwurfsziele und Parameter beim Entwurf eines Ultraschallsystems bestehend aus einem Stromrichter und der Ultraschall-Schwingeinheit.

6 Zusammenfassung

Die Kernmotivation der vorliegenden Arbeit war die Erarbeitung der Grundlagen, die es erlauben, ein Ultraschallsystem bestehend aus Energieversorgung und Ultraschallaktor in einem ganzheitlichem Ansatz zu entwerfen. Wichtig war dabei zunächst nicht eine hohe Modellierungstiefe und genaue Abbildung von Entwurf und Realität eines auf Basis dieses Modells entworfenen Systems, sondern vielmehr die Erkenntnis, welche Entwurfsparameter tendenziell gewünschte Zielvorgaben beeinflussen.

Vor dem Hintergrund dieser Motivation wurden in der Einleitung grundlegende Fragen gestellt, die bearbeitet wurden und nun abschließend beantwortet werden sollen.

- *Wie können Ultraschall-Schwingeinheiten modelliert werden, um ihre Last für eine elektrische Spannungsversorgung zu beschreiben?*

Ein geeignetes Modell zur Beschreibung des elektrischen Klemmenverhaltens stellt ein einfaches Ersatzschaltbild dar, dessen Parameter mit Hilfe eines analytischen Modells berechnet werden. Dieses Modell beruht auf den kontinuums-mechanischen Zusammenhängen, welches alle wichtigen Entwurfsparameter einer Ultraschall-Schwingeinheit umfasst. Demzufolge sind die erwähnten Parameter vollständig auf Material- und Geometrievorgaben zurückzuführen.

- *Welche Stromrichterkonzepte sind zur Speisung piezoelektrischer Aktoren geeignet? Welche Größen sind geeignet, um die untersuchten Konzepte bezüglich ihrer Eignung zu charakterisieren, und mit welchen Modellen und Methoden können sie beschrieben werden?*

Während der durchgeführten Literaturrecherche stellten sich Resonanzstromrichter mit LC- und LLCC-Ausgangfilter als attraktive Speiseeinrichtungen heraus. Außerdem wurden Pulsstromrichter als geeignete Topologie eingeschätzt. Mit den genannten Stromrichtertypen wurden bereits schon in [48] und [49] Erfahrungen gesammelt. Allerdings beschränkten sich die dort durchgeführten Untersuchungen auf die Klasse der stark gedämpften Ultraschallsysteme (Wanderwellenmotoren). In der vorliegenden Arbeit wurden die Analysen auf schwach gedämpfte Systeme ausgeweitet.

Für ein abgestimmtes Ultraschallsystem gehören auch Überlegungen, wie eine Miniarisierung von Stromrichter und Ultraschall-Schwingeinheit erreicht werden kann. Gerade mit Blick auf handgeführte Geräte ist dies von vordringlichem Interesse. Dazu wurden Aussagen getroffen, welche Ströme in der Wechselrichterstufe zu erwarten sind, welches Volumen die magnetischen Filterkomponenten und Ausgangstransformatoren benötigen, welche Wirkungsgrade erreichbar sind usw. Die Grundlage zur Berechnung dieser Größen ist eine Zeitbereichsimulation auf Basis der gelösten Differentialgleichungen eines linearen Modells, die sich gegenüber der herkömmlichen Zeitsimulationen (z. B. SIMPLORER) als überlegen herausstellte und mit erheblicher Zeitersparnis bei der Schaltungssimulation einhergeht. Weitere Berechnungen nutzen die Grundswingungsanalyse, die zu übersichtlichen und gut interpretierbaren Lösun-

gen führt. Die Ergebnisse der Zeitbereichsimulation und der Grundschwingungsanalyse flossen in ein erweitertes Verlustleistungsmodell der modellierten Vollbrückentopologien und in die Berechnung der benötigten Volumina der magnetischen Bauelemente ein. Berücksichtigt wurden bei den Betrachtungen der Stromrichter auch die Fertigungstoleranzen realer Filterbauelemente, was Aussagen über die Robustheit der jeweiligen Topologie zulässt.

- *Welche wesentlichen Erkenntnisse lassen sich hinsichtlich des Systementwurfs daraus ableiten?*

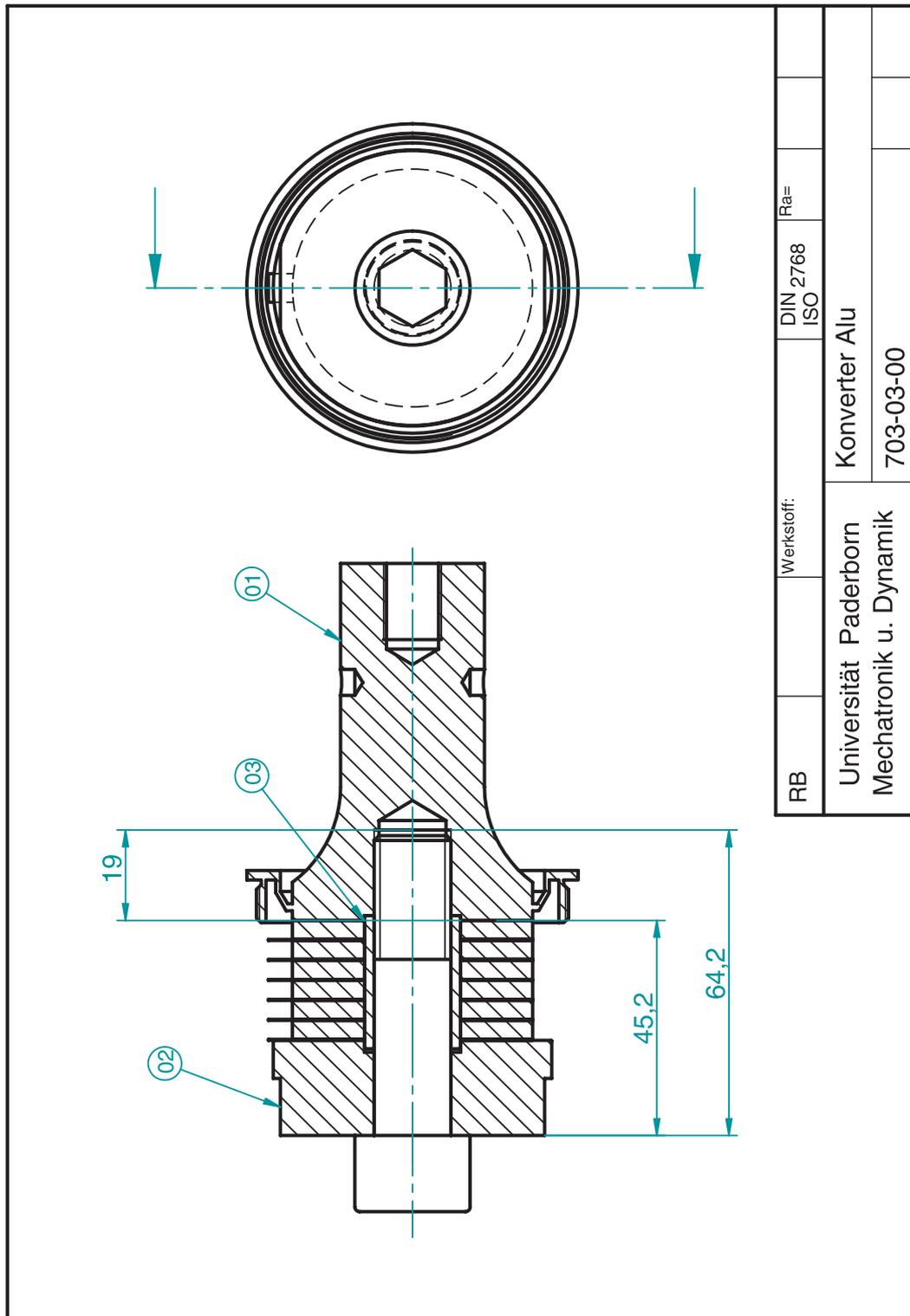
Mit Hilfe einer Parameteranalyse konnte eine Matrix erstellt werden, die eine übersichtliche Darstellung aller Entwurfparameter, sowohl vom Ultraschallaktor als auch vom Stromrichter, erlaubt. Auf diese Weise können die gegenseitigen Beeinflussungen der unterschiedlichsten Entwurfparameter und -ziele besser interpretiert werden.

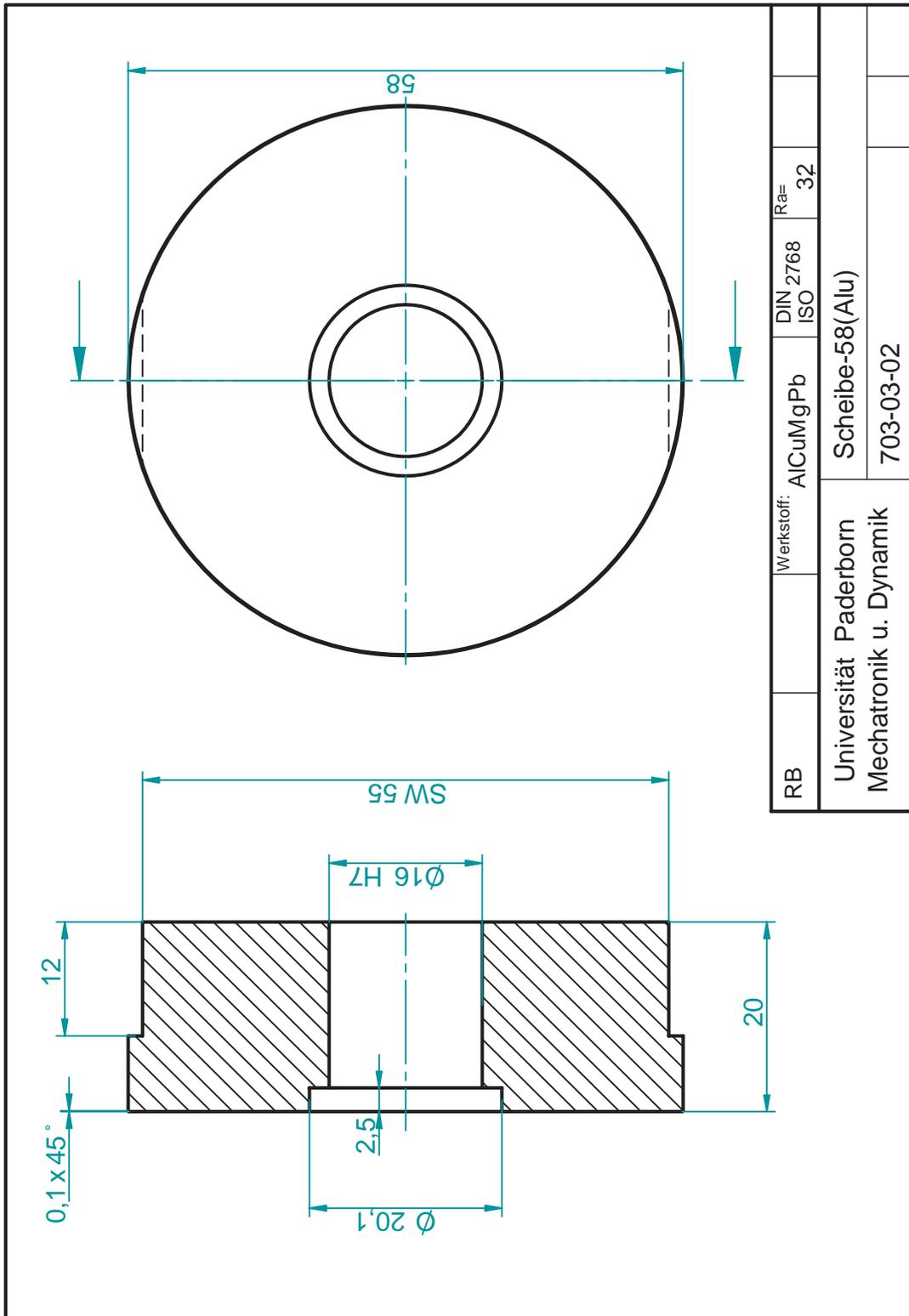
Neben diesen Kernpunkten wurde im Rahmen dieser Arbeit ein Pulsstromrichter und eine Ultraschall-Schwingeinheit für eine Technikumsanlage zur Ultraschall-Stehwellenerzeugung entworfen und in Betrieb genommen. Der dazu entworfene Stromrichter erlaubt eine Anpassung an unterschiedliche Ultraschall-Schwingeinheiten, ohne schaltungstechnische Änderungen vornehmen zu müssen. Diese Eigenschaften wurden bislang weder von kommerziellen Anbietern von Ultraschallverstärkern noch in der Literatur vorgestellt.

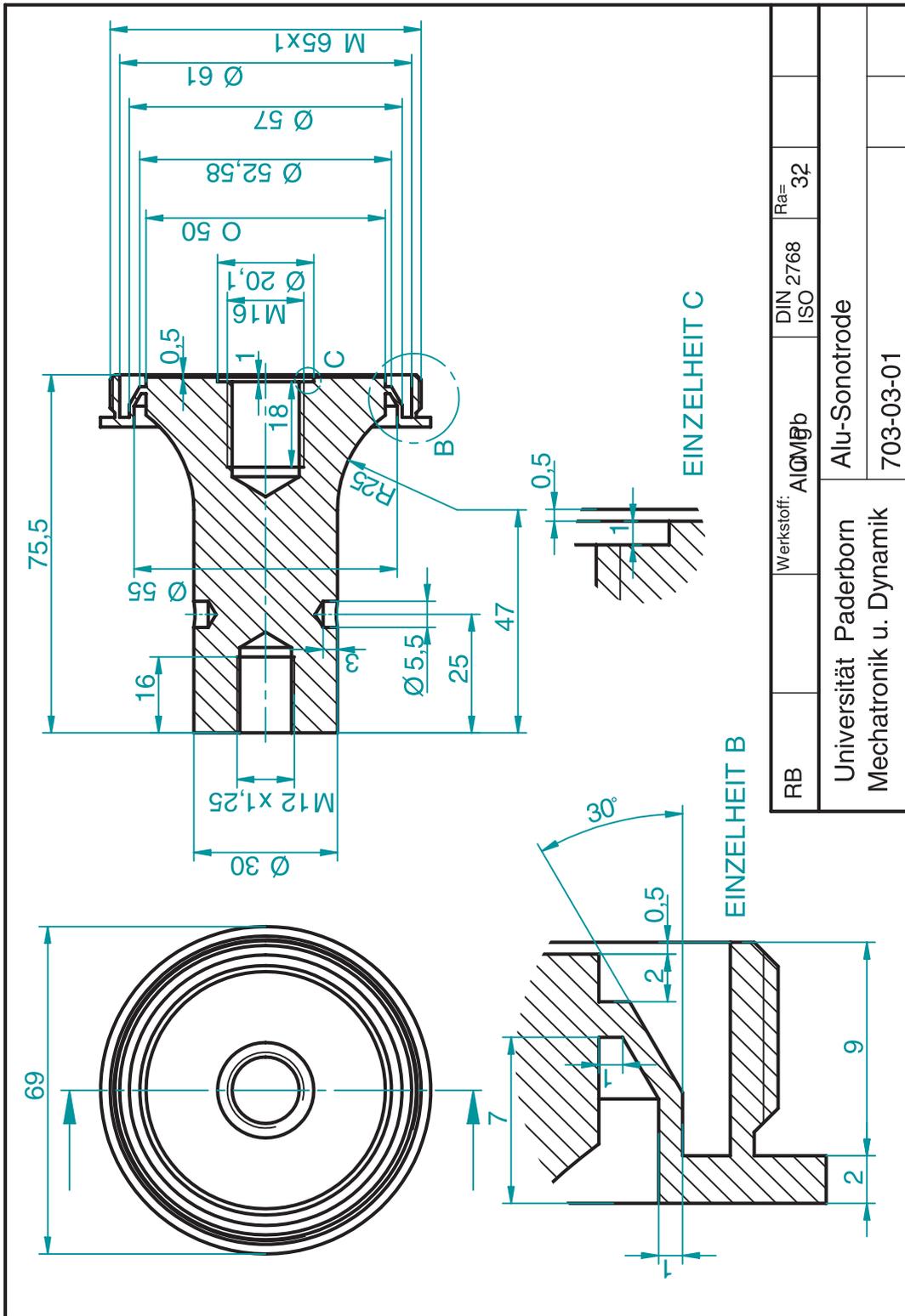
Hervorzuheben ist, dass die erarbeiteten Modelle für Ultraschall-Schwingeinheiten und Stromrichter aus Gründen der besseren Interpretierbarkeit relativ einfach gehalten wurden, wobei die dadurch bedingte geringere Genauigkeit der Modelle in Kauf genommen wurde. Zu erwähnen ist in diesem Zusammenhang insbesondere, dass das verwendete Modell der Ultraschall-Schwingeinheit nur für den Fall schwacher Prozessdämpfung anwendbar ist. Als Erweiterung der Analysen zu [48] und [49] sind der Ansatz zur Berechnung der Verlustleistungen und Wirkungsgrade zu nennen. Die erstellte Entwurfsmatrix, die sowohl Entwurfsziele als auch Entwurfparameter gemeinsam darstellt, ist ein wichtiges Hilfsmittel, mit dem das Verständnis für Ultraschallsysteme verbessert werden kann. Insgesamt liegt eine grundlegende Basis vor, um Ultraschallsysteme in einem ganzheitlichen Entwurf auszulegen.

Anhang

Konstruktionsskizzen des Aluminiumkonverters Al-K-P3







Literaturverzeichnis

Stand der Technik:

- [1] Millner, R; et. al.: *Ultraschalltechnik - Grundlagen und Anwendungen*, VEB Fachbuchverlag, Leipzig, 1987
- [2] Hemsel, T.: *Untersuchung und Weiterentwicklung linearer piezoelektrischer Schwingungsantriebe*, HNI-Verlagsschriftenreihe Band 101, Paderborn, 2001
- [3] Suslick, K. S. (Editor): *Ultrasound - Its Chemical, Physical, and Biological Effects*, VCH Verlagsgesellschaft mbH, Weinheim, 1988
- [4] Lehfeldt, W.: *Ultraschall - kurz und bündig*, Vogel-Verlag, Würzburg, 1973
- [5] Jaffe, B.; Cook, W. R.; Jaffe, H.: *Piezoelectric Ceramics*, Academic Press, London - New York, 1971
- [6] Shenck, N. S.; Paradiso, J. A.: *Energy Scavenging with Shoe-mounted Piezoelectrics*, IEEE Micro, 2001
- [7] Ottmann, G. K.; et. al.: *Adaptive Piezoelectric Energy Harvesting Circuit for Wireless Remote Power Supply*, IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 17, No. 5, 2002
Karkosch, H.-J.; Preumont, A.: *Recent Advances in Active Damping and Vibration Control*, Proceedings of ACTUATOR 2004, Bremen
- [8] Moheimani, R.: *A Survey of Recent Innovations in Vibration Damping and Control Using Shunted Piezoelectric Transducers*, IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol. 11, No. 4, 2003
- [9] Hemsel, T.; Wallaschek, J.: *Vorlesungsskript „Piezoelektrische Werkstoffe“*, FG Mechatronik und Dynamik, Heinz Nixdorf Institut, Universität Paderborn
- [10] Wallaschek, J.: *Piezoelectric Ultrasonic Motors*, Journal of Intelligent Materials and Structures, Vol. 6, Nr. 1, 1995, S. 71-83
- [11] Uchino, K.: *Piezoelectric ultrasonic motors: overview*, Smart Materials and Structures, Vol. 7, No. 3, 1998
- [12] Kauczor, C.; Grotstollen, H.: *Stromrichter- und Regeleinrichtung für Ultraschall-Stehwellenerstäubung*, Interner Abschlussbericht zum DFG-Projekt 948/19 (MM-Piezoantriebe), Januar 2005
- [13] DFG-Projekt: *Effektivitätssteigerung beim Einlippenbohren durch Einkopplung von Schwingungen*, Kennung 257560, gefördert seit 26.02.04
- [14] Kuttruff, H.: *Physik und Technik des Ultraschalls*, S. Hirzel Verlag, Stuttgart, 1988

- [15] Mattern, R.: *Chemische und verfahrenstechnische Maßnahmen zur Verbesserung des optischen Eigenschaftsprofils von Pulverlacken*, Dissertation Fachgebiet Technische Chemie und Chemische Verfahrenstechnik, Universität Paderborn, August 1998
- [16] Lierke, E. G.: *Techniken und Anwendungen der Ultraschall-Zerstäubung - Ein Rückblick auf 35 Jahre Forschung und Entwicklung*, Chemie Ingenieur Technik (70), Wiley-VCH Verlag GmbH, Weinheim, 1998
- [17] Chandrasekaran, S.; Lindner, D. K.: *Power Flow Through Controlled Piezoelectric Actuators*, Journal of Intelligent Material Systems and Structures (JIMSS-00-033), 2000
- [18] Gnad, G.: *Ansteuerungskonzept für piezoelektrische Aktoren*, Dissertation am Institut für Mechatronik und Antriebstechnik, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg, 2005
- [19] Palis, F.; Ladra, U.: *Vibration Damping Using Current Fed Piezoelectric Actuators*, Proceedings of EPE 1999, Lausanne
- [20] Schugt, M., Melbert, J.; C. Hoffmann, C.: *Piezoactuators Enable New Features for Injection Systems*, 10. Internationale Tagung Elektronik im Kraftfahrzeug 2001, Baden-Baden, Germany
- [21] Schugt, M.: *Piezo forte*, F&M Mechatronik, 5/2003, 111. Jahrgang, Carl Hanser Verlag, München,, 2003
- [22] Carazo, A. V.; Uchino, K.: *Novel Piezoelectric-Based Power Supply for Driving Piezoelectric Actuators Designed for Active Vibration Damping Applications*, Journal of Electroceramics, 7, 197-210, 2001
- [23] Stiebel, C.; Würtz. T.; Janocha, H.: *Leistungsverstärker für piezoelektrische Aktoren*, Elektronik, 12/2001
- [24] Stiebel, C.; Janocha, H.: *New Concept of a Hybrid Amplifier for driving piezoelectric Actuators*, Proceedings of IFAC 2000
- [25] Agbossou, K; et. al.: *Class D Amplifier for a Power Piezoelectric Load*, IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, Vol. 47, No. 4, 2000
- [26] Wai, R.-J.; Lin, C.-M.; Peng, Y.-F.: *Adaptive Hybrid Control for Linear Piezoelectric Ceramic Motor Drive Using Diagonal CMAC Network*, IEEE Transactions on Neural Networks, Vol. 15, No. 6, 2004
- [27] Ben-Yaakov, S.; et. al.: *A Resonant Driver for a Piezoelectric Motor*, Power Conversion and Intelligent Motion, PCIM 99, Nürnberg, 173-178, 1999
- [28] Jordà, X.; et. al.: *Excitation System for Piezoelectric Atomizer Characterization*, EPE-PEMC 2002, Dubrovnik & Cavtat, 2002
- [29] Lin, F.-J.; Duan, R.-Y.; Wai, R.-J.; Hong, C.-M.: *LLCC resonant inverter for piezoelectric ultrasonic motor drive*, IEE Proceedings of Electrical Power Applications, Vol. 146, No. 5, 1999

-
- [30] Briot, R.; et. al.: *Generators for piezoelectric motors*, Measurement Science and Technology, Vol. 3, Issue 4, 1993
- [31] Tseng, S.-Y.; Chen, Y.-M.; Huang, Y.-K.; Hsieh, H.-T.; Wu, T.-F.: *Quasi-Resonant Flyback Converter for Transdermal Drug Delivery Applications*, Proceedings of APEC, 2004
- [32] Europäische Patentanmeldung: Verfahren zum Regeln der Spannungsversorgung für einen Ultraschollkonverter und Ultraschallgenerator, EP 1 095 712 A1, Telsonic AG, 2001
- [33] Lin, F.-J.; Hwang, W.-J.; Wai, R.-J.: *Ultrasonic motor servo-drive with online trained neural-network model-following controller*, IEE Proceedings of Power Applications, Vol. 145, No. 2, 1998
- [34] Schulte, T.; Grotstollen, H.; Fröhleke, N.: *Control for Ultrasonic Motors with LLCC-Resonant Converter*, Proceedings of ACTUATOR 2000, Bremen, 2000
- [35] Henaux, C.; Budinger, M.; Nogaredo, B.: *Supply for Piezoelectric Actuators: A Survey on Existing and Optimised Supplies*, Proceedings of EPE 2003, Toulouse, 2003
- [36] Lin, F.-J.; Duan, R.-Y.; Yu, J.-C.: *An Ultrasonic Motor Drive Using a Current-Source Parallel-Resonant Inverter with Energy Feedback*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 14, No. 1, 1999
- [37] Kasuga, M. et. al.: *Development of Self-oscillating Ultrasonic Micromotor*, International Journal of the Japan Society for Precision Engineering, Vol. 32, No. 1, 1998
- [38] Mason, W. P.; Wick, R. F.: *A Barium Titanate Transducer Capable of Large Motion at an Ultrasonic Frequency*, The Journal of the Acoustical Society of America, Vol. 23, No. 2, 1951
- [39] Takemura, K.; Ohno, Y.; Maeno, T.: *Design of a Plate Type Multi-DOF Ultrasonic Motor and Its Self-Oscillation Driving Circuit*, IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, Vol. 9, No. 3, 2004
- [40] Littmann, W.; Hemsel, T.; Kauczor, C.; Wallaschek, J.; Sinha, W.: *Load-adaptive phase-controller for resonant driven piezoelectric devices*, Proceedings of World Congress on Ultrasonics (WCU), Paris, 2003
- [41] Ramos-Fernandez, A.; Montoya-Vitini, F.; Gallego-Juarez, J. A.: *Automatic system for dynamic control of resonance in high power and high Q ultrasonic transducers*, Ultrasonics, Vol. 23, 1985
- [42] Grotstollen, H.: *An Introduction to Resonant Operated Piezoelectric Actuators*, International Symposium on Electrical Engineering Education, Beijing, 2002

Modellierung piezoelektrischer Aktoren

- [43] Bronstein, I. N.; Semendjajew, K. A.; Musiol, G.; Mühlig, H.: *Taschenbuch der Mathematik*, Verlag Harri Deutsch, Frankfurt a. M., Thun, 1999

- [44] Lenk, A.: *Elektromechanische Systeme - Band 2: Systeme mit verteilten Parametern*, VEB-Verlag Technik, Berlin, 1974
- [45] Littmann, Walter: *Piezoelektrische, resonant betriebene Ultraschall-Leistungswandler mit nichtlinearen mechanischen Randbedingungen*, HNI-Verlagsschriftenreihe, Band 124, Paderborn, 2003
- [46] Hulst, A. P.: *On a family of high-power transducers*, Proceedings of Ultrasonics International Conference, Borough Green, 1973
- [47] Valvo: *Piezoxide (PXE)-Eigenschaften und Anwendungen*, Alfred Hüthig Verlag, Heidelberg, 1988

Stromrichtermodellierung

- [48] Schulte, T.: *Stromrichter- und Regelungskonzepte für Ultraschall-Wanderwellenmotoren*, VDI-Fortschritt-Berichte, Nr. 363, Paderborn, 2004
- [49] Maas, J.: *Modellierung und Regelung von stromrichtergespeisten Ultraschall-Wanderwellenmotoren*, VDI-Fortschritt-Berichte, Nr. 278, Paderborn, 1998
- [50] Magnus, K.; Popp, K.: *Schwingungen*, 5. Auflage, Teubner Verlag, Stuttgart, 1997
- [51] Wolfram, S.: *Das Mathematica Buch*, 3. Auflage, Addison-Wesley, Bonn, 1997
- [52] Simplorer-Hilfe
- [53] Kofler, M; Gräbe, H.-G.: *Mathematica*, Addison-Wesley, München, 2002
- [54] Gray, A.; Mezzino, M.; Pinsky, M. A.: *Introduction to Ordinary Differential Equations with Mathematica*, Springer-Verlag, New York, 1997
- [55] Schröder, D.: *Elektrische Antriebe - Band 4: Leistungselektronische Schaltungen*, Springer-Verlag, Berlin u.a., 1998
- [56] Meyer, M.: *Leistungselektronik - Einführung, Grundlagen, Überblick*, Springer-Verlag, Berlin u.a., 1990
- [57] Kassakian, J. G.; Schlecht, M. F.; Verghese, G. C.: *Principles of Power Electronics*, Addison-Wesley, Reading-Massachusetts u.a., 1992
- [58] Nicolai, U.; Reimann, T.; Petzold, J.; Lutz, J.: *Applikationshandbuch IGBT- und MOSFET-Leistungsmodule*, Verlag ISLE, Semikron International, 1998
- [59] Mohan, N.; Undeland, T. M.; Robbins, W. P.: *Power Electronics - Converters, Applications and Design*, Second Edition, John Wiley & Sons, New York u.a., 1995
- [60] Erickson, R. W.; Maksimovic, D.: *Fundamentals of Power Electronics*, Second Edition, Kluwer Academic Publishers, Norwell-Massachusetts, 2001
- [61] Willems, J. L.: *Stabilität dynamischer Systeme*, R. Oldenbourg Verlag, München-Wien, 1973

-
- [62] Gander, W.; Hrebicek, J. (Herausgeber): *Solving Problems in Scientific Computing Using Maple and MATLAB*, Second Edition, Springer-Verlag, 1995
- [63] Ang, Y.; Foster, M. P. et al.: *Stress analysis of fourth-order LLC resonant converters*, IEE Electronics Letters, 21st November 2002, Vol. 38, No. 24
- [64] Steigerwald, R. L.: *A comparison of half bridge resonant converter topologies*, IEEE Transactions on Power Electronics 1988, Issue 3, pp. 174-182
- [65] Fröhleke, N.; et. al.: *Contribution to the AC-analysis of resonant converter analysis; Analysis of the series-parallel resonant converter incl. effects of parasitics and lossless snubbers for optimized design*, Proceedings of APEC 1992, pp. 219-228
- [66] Rashid, M. H.: *Power Electronics - Circuits Devices and Applications*, 2. Edition, Prentice Hall, Englewood Cliffs - N. J., 1993
- [67] Ide, P.: *Dreiphasiger, netzfreundlicher Dreipunkt-Gleichrichter zur Speisung von Gleichspannungszwischenkreisen*, Shaker Verlag, Aachen, 2003
- [68] Kauczor, C.; Schulte, T.; Fröhleke, N.: *Resonant Power Converter for Ultrasonic Piezoelectric Converter*, Proceedings of ACTUATOR 2002, Bremen
- [69] Kauczor, C.; Fröhleke, N.: *Inverter Topologies for Ultrasonic Piezoelectric Transducers with High Mechanical Q-Factor*, Proceedings of PESC 2004, Aachen
- [70] Grotstollen, H.: *Vorlesungsskript „Leistungselektronik“*, FG Leistungselektronik und Elektrische Antriebstechnik, Universität Paderborn
- [71] Grotstollen, H.: *Vorlesungsskript „Elektrische Maschinen“*, FG Leistungselektronik und Elektrische Antriebstechnik, Universität Paderborn

Internetseiten, Unternehmen, Stand 2006

- [72] Physikinstrumente (PI) GmbH & Co. KG, Karlsruhe, Deutschland:
www.physikinstrumente.de
- [73] Morgan Electro Ceramics, London, UK:
www.morganelectroceramics.com
- [74] Canon Inc., Tokyo, Japan:
www.canon.de
- [75] Nikon Corporation, Tokyo, Japan:
www.nikon.co.jp
- [76] Hesse und Knipps GmbH, Paderborn, Deutschland:
www.hesse-knipps.de
- [77] Epcos AG, München, Deutschland:
www.epcos.de

Diplomarbeiten

- [78] Schweinsberg, Thomas: *PWM-Stromrichter für Ultraschall-Wanderwellenmotoren*, Diplomarbeit am FG Leistungselektronik und Elektrische Antriebstechnik, Universität Paderborn, 2001
- [79] Robrecht, R.: *Entwurf und Realisierung eines Pulsstromrichtersystems zur Speisung piezoelektrischer Konverter zur Ultraschall-Stehwellenzerstreuung*, Diplomarbeit am FG Leistungselektronik und Elektrische Antriebstechnik, Universität Paderborn, 2004
- [80] Wintermeyer, B.: *Entwicklung einer digitalen Ansteuerschaltung und Meßwerterfassung für Ultraschall-Wanderwellenantriebe*, Diplomarbeit DA 104 am FG Leistungselektronik und Elektrische Antriebstechnik, Universität-Paderborn, 1995
- [81] Kauczor, C.: *Flexible Ansteuerung für piezoelektrische Ultraschall-Leistungswandler*, Diplomarbeit DA 187 am FG Leistungselektronik und Elektrische Antriebstechnik, Universität-Paderborn, 2001