

Optimierung eines piezoelektrisch erregten linearen Wanderwellenmotors

Von der Fakultät Maschinenbau der Universität Stuttgart
zur Erlangung der Würde eines Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.)
genehmigte Abhandlung

Vorgelegt von
Dipl.-Ing. Jens Haug
geboren in Stuttgart

Hauptberichter: Prof. Dr.-Ing. W. Schinköthe
Mitberichter: Prof. Dr.-Ing. Dr. h. c. G. Pritschow
Tag der mündlichen Prüfung: 9. Mai 2006

Institut für Konstruktion und Fertigung
in der Feinwerktechnik
Universität Stuttgart

2006

GEWIDMET DEN VIELEN KINDERN,
DENEN KEINE GELEGENHEIT GESCHENKT WIRD,
IHR TALENT ZU ENTFALTEN.

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit am Institut für Konstruktion und Fertigung in der Feinwerktechnik an der Universität Stuttgart. Neben der Betreuung von Studenten im Grund- und Hauptstudium und Querschnittstätigkeiten im Institutsbetrieb hatte ich hier die Gelegenheit, die Entwicklung verschiedener resonanter piezoelektrischer Aktoren und speziell die des linearen Wanderwellenmotors voran zu treiben.

Ich danke besonders Herrn Professor Schinköthe dafür, dass er mir diese große Chance eingeräumt hat und mir stets mit seinem fachlichen Rat zur Seite stand und für seine geduldige und gewissenhafte Betreuung dieser Arbeit. Sehr herzlicher Dank gilt auch Herrn Professor Pritschow für seinen Mitbericht.

Das ausgezeichnete Betriebsklima am Institut für Konstruktion und Fertigung in der Feinwerktechnik und die große Hilfsbereitschaft der Kollegen waren mir eine enorme Unterstützung. Ebenso wertvoll waren die Leistungen der wissenschaftlichen Hilfskräfte und der Studien- und Diplomarbeiten, die ich betreuen durfte und die einige der hier verwendeten Abbildungen erstellt haben. Auch ihnen gilt mein Dank. Außerdem bin ich Herrn Dr. Martin Hermann zu Dank verpflichtet, der so hervorragende Vorarbeit am linearen Wanderwellenmotor geleistet hat und mich als Studienarbeiter bereits in diese Thematik eingeführt hat.

Abstract

Optimization of a Piezoelectrically Excited Linear Travelling Wave Motor

Different types of piezo motors have been presented during the last decades. Unlike simple piezo actuators they provide a very large stroke or unlimited rotary angles (respectively). Several commercially available rotary motors based on the travelling wave principle are on the market today, e. g. in autofocus lenses by Canon, Nikon and others. They show high torque per volume, high holding torque without any current applied and very short time constants.

In these travelling wave motors, two orthogonal standing waves at the same resonance frequency are superimposed to form a travelling wave in a stator ring. They can be excited by a thin piezo ceramic which is glued to this stator ring. The piezo ceramic normally consists of two separately plated active areas, one for each mode. The polarization of each active area alters every half wave length so that a corresponding wave is excited when applying a voltage to it. With a bending wave travelling through a structure, points at the surface move on elliptical trajectories. When a rotor or slider is pressed to the surface, it only has high friction contact to those points which are currently displaced to a maximum and which all move into the same direction, so it is driven forward by friction contact to these points. A pure travelling wave requires the orthogonal standing waves to have a phase shift of 90° to each other. Therefore, the electronic circuit needs two channels which apply the appropriate voltages at the right phase angle and in the resonance frequency to the active piezo areas.

The principle of the well known rotary travelling wave motors can also be applied to linear motors. A first sample has been designed and tested before. This thesis is about the optimization of the piezoelectrically excited linear travelling wave motor. Since a travelling wave motor is a mechatronic system with interaction between electronic signals, electrical behaviour, mechanical vibrations, friction contact and mechanical periphery, it is very important to optimize the complete

system and not only parts of it. Progress has been achieved in all components:

- A low cost micro controller is used to produce two signals at the appropriate working frequency and phase angle, measuring the applied voltages and currents on the piezos as feedback. As the frequency resolution of the PWM modules is not satisfying, a numerically controlled oscillator (NCO) is used for the processor clock. Useful features like control of limit switches, a numerical display and a keyblock as a simple user interface have been added.
- Simple LC filters are too sensitive to frequency variations due to temperature drifts of the mechanical resonance frequencies. Therefore, one coil, one transformer, one capacitor and the piezo ceramic itself are used as LLCC filter to suppress the higher frequencies of the switching power amplifier's square signals.
- In contrast to other travelling wave motors, the piezo ceramic is polarised evenly and contacted in segments of a quarter wavelength. This almost doubles the quantity of the *effective* active material. Piezo ceramic is glued to both sides of the appropriate stator region, again doubling the active material. In total, the possible amplitude of vibration was increased by more than a factor of three to values around $7 \mu\text{m}$. For such large amplitudes, the plating of the piezos shows only short life at the points of manual soldering so that most testing was done with reduced voltages. This is considered a prototype problem that possibly could be solved by using advanced technology like laser soldering systems.
- By improved FEA models, taking into account details like small gaps between adjacent pieces of piezo ceramic, the vibration behaviour of the stator was improved. The frequency difference between the orthogonal modes was reduced by a factor of four to only 50 Hz.
- A high friction material is used for the contact between the slider and the stator. Due to the improved vibration amplitudes, prestress could be increased. This yields 80% higher driving forces of 6,7 N and a three times higher holding force of 14 N with no current applied. The slider itself was optimized for stiffness and low mass, again using FEA. The result is a deceleration of 20 g and re-acceleration of 11 g when changing direction instead of 6 g before. This value still applies to acceleration after turning the motor on because this corresponds to the growing amplitudes until the stator vibrates steadily, which is immanent to the working principle. The no load speed was increased by 11% to $700 \frac{\text{mm}}{\text{s}}$.

In total, significant improvements have been achieved for all components of the drive system. The methods can be applied to different other piezo motors as well.

Inhaltsverzeichnis

Formelzeichen	xi
1 Einleitung	1
1.1 Motivation	1
1.2 Zielsetzung und Vorgehensweise	2
2 Stand der Technik	3
2.1 Stand der Technik von Piezomotoren	3
2.2 Klassifikation der Piezomotoren	12
2.3 Linearer Wanderwellenmotor	19
3 Grundlagen	25
3.1 Erzeugung einer wandernden Biegewelle	25
3.2 Idealfall: Degenerierende Moden	28
3.3 Optimaler Arbeitspunkt im realen Fall	29
3.4 Eigenschaften der Piezokeramik	30
3.5 Anbringung und Ansteuerung der Piezokeramik	33
3.6 Admittanzfrequenzgang	34
3.7 Reibschlüssiger Abtrieb	40
3.8 Harte und weiche Reibbeläge	41
3.9 Problem der Langsamfahrt	42
4 Ansatzpunkte zur Optimierung	45
4.1 Elektronische Signalerzeugung	46
4.1.1 Arbeitsfrequenz	46
4.1.2 Phasenlage der anregenden Signale	53
4.1.3 Langsamfahrt	53

4.1.4	Weitere Fähigkeiten der elektronischen Ansteuerung	54
4.2	Leistungselektronik	55
4.2.1	Filter	55
4.2.2	Endstufe	60
4.3	Anbringung des aktiven Materials	61
4.3.1	Anordnung der Piezoelemente	61
4.3.2	Kontaktierung der Piezokeramik	63
4.3.3	Klebeverbindung zwischen aktivem Material und Stator	68
4.4	Gestaltung des Statorringes	69
4.4.1	Optimierte Statorgeometrie	69
4.4.2	Aufhängung	75
4.4.3	Möglichkeiten der nachträglichen Abstimmung der Eigenfrequenzen	76
4.5	Gestaltung des Läufers	77
4.5.1	Druckverteilung zwischen Läufer und Stator	78
4.5.2	Leichtbau	81
4.5.3	Reibpaarung	82
4.6	Bewegungsabgriff	83
4.6.1	Spielfreiheit	83
4.6.2	Leichtbau	84
4.7	Gesamtkonstruktion	84
5	Erzielte Verbesserungen	87
5.1	Schwingungsverhalten des Stators	87
5.1.1	Amplitudenfrequenzgang	87
5.1.2	Admittanzfrequenzgang	88
5.1.3	Trajektorien der Oberflächenpunkte	89
5.2	Leistungsfähigkeit des Motors	91
5.2.1	Kräfte und Geschwindigkeit	91
5.2.2	Beschleunigungsverhalten	91
6	Zusammenfassung, Diskussion und Ausblick	97
6.1	Zusammenfassung	97
6.2	Diskussion der Ergebnisse und Ausblick	99
	Literaturverzeichnis	102

A Analytische Berechnungen zum Schwingungszustand	113
A.1 Maxima und Minima der Auslenkungen im allgemeinen Fall	113
B FEM-Simulationen von weiteren Reibbelagträgern	115

Formelzeichen

Lateinische Buchstaben

a	$\frac{\text{m}}{\text{s}^2}$	Beschleunigung
A	$\sqrt{\frac{\text{kg}}{\Omega\text{s}}}$	Übertragungsfaktor des elektromechanischen Wandlers
c	$\frac{\text{N}}{\text{mm}^2}$	Elastizitätsmodul
C_M	F	Ersatzkapazität der Mechanik
C_P	F	Kapazität der Piezokeramik
d	$\frac{\text{C}}{\text{N}}$	piezoelektr. Ladungskonstante
D	$\frac{\text{C}}{\text{m}^2}$	dielektrische Verschiebung
e	$\frac{\text{N}}{\text{Vm}} = \frac{\text{C}}{\text{m}^2}$	piezoelektrische Materialkonstante „e“
E	$\frac{\text{V}}{\text{m}}$	elektrische Feldstärke
F	N	Kraft
$f_{1,2}$	Hz	Frequenzen zur Bestimmung der Halbwertsbreite
f_P	Hz	Parallelresonanzfrequenz
f_{PIC}	Hz	Arbeitsfrequenz des PIC-Microprozessors
f_{PWM}	Hz	PWM-Frequenz
f_S	Hz	Serienresonanzfrequenz
g	$\frac{\text{m}^2}{\text{C}}$	piezoelektr. Spannungskonstante
h	$\frac{\text{N}}{\text{C}} = \frac{\text{V}}{\text{m}}$	piezoelektrische Materialkonstante „h“
h_0	m	Abstand der Oberfläche von der neutralen Faser
i	A	Wechselstrom
k	$\frac{1}{\text{m}}$	Wellenzahl ($k = \frac{2\pi}{\lambda}$)
k_{eff}		effektiver Kopplungsfaktor
K		Steifigkeitsmatrix
$L_{1,2,3}$	H	Induktivität
L_M	H	Ersatzinduktivität der Mechanik

M		Massenmatrix
PR		Variableninhalt im Register PR des Microprozessors
Q_m		mechanische Güte
R_M	Ω	Ersatzwiderstand der Mechanik
s	$\frac{\text{mm}^2}{\text{N}}$	Elastizitätskonstante
S	%	mechanische Dehnung
t	s	Zeit
u	V	Wechselspannung
u	m	Auslenkung in Vorschubrichtung
T	$\frac{\text{N}}{\text{m}^2}$	mechanische Spannung
v	$\frac{\text{m}}{\text{s}}$	Geschwindigkeit
x	m	Ortskoordinate
x_0	m	räumliche Verschiebung zwischen zwei Anregungsbereichen
y	m	Schwingauslenkung
\hat{y}	m	Amplitude
Y_d	$\frac{1}{\Omega}$	Admittanz der Piezokeramik
Z_i	Ω	Innenimpedanz des elektromechanischen Wandlers
Z_P	Ω	Impedanz des Parallelschwingkreises
Z_S	Ω	Impedanz des Serienschwingkreises

Griechische Buchstaben

α	$\frac{\text{m}}{\text{K}}$	Temperaturausdehnungskoeffizient
α		Lehr'sches Dämpfungsmaß (mechanischer Dämpfungsgrad)
β	$\frac{\text{m}}{\text{F}}$	$\frac{1}{\epsilon}$
$\tan(\delta)$		dielektrischer Verlustfaktor
ϵ	$\frac{\text{F}}{\text{m}}$	Dielektrizitätskonstante
ω	$\frac{1}{\text{s}}$	Kreisfrequenz
ω_i^2	$\frac{1}{\text{s}^2}$	Eigenwert
$\phi_{0,1,2}$		zeitliche Phasenverschiebungen
$\vec{\Phi}_i$		Eigenvektor
σ	$\frac{\text{J}}{\text{kgK}}$	Entropie
Θ	K	Temperatur

Kapitel 1

Einleitung

1.1 Motivation

Ohne Antriebe läuft nichts. Diese Aussage ist gleichzeitig trivial und bedeutungsschwer. Der Trend zu immer mehr elektrischen Antrieben in verschiedensten feinwerktechnischen Produkten ist ungebrochen. Ob in der Automatisierungstechnik, in der Datenverarbeitung oder der Medizintechnik, ob in Werkzeugmaschinen, handgeführten Werkzeugen oder in Fahrzeugen, überall nimmt die Zahl der Antriebe zu. In vielen Einsatzgebieten steht und fällt der Erfolg eines Produktes mit der Leistungsfähigkeit der verwendeten Antriebe, wobei nicht nur die abgegebene mechanische Leistung gemeint ist, sondern vielmehr Eigenschaften wie Dynamik, Wirkungsgrad und Positioniergenauigkeit.

Am weitesten verbreitet sind nach wie vor konventionelle Elektromotoren, die rotatorische Bewegungen hoher Drehzahl und kleinen Drehmoments zur Verfügung stellen und daher meist mit Getrieben und ggf. Bewegungsumformern wie Spindel-Mutter-Systemen kombiniert werden. In den letzten Jahren sind jedoch auch elektrodynamische Lineardirektantriebe stark im Kommen, die vor allem durch hohe Dynamik und Spielfreiheit überzeugen. Für rotatorische Bewegungen dagegen existieren noch kaum vergleichbare Direktantriebe. Eine Alternative zu elektrodynamischen Motoren stellen hier aber die seit der Markteinführung des Shinsei-Motors [14] bekannten Wanderwellenmotoren dar. Sie bestechen besonders durch ein enormes Verhältnis von Drehmoment zu Bauraum. Ihre Eigenschaft, die Position im unbestromten Zustand mit maximalem Moment zu halten, ist ebenfalls von Vorteil. Teilweise werden sie auch gewählt, weil sie ohne magnetisches Material auskommen. In einer früheren Arbeit [1] wurde das vielversprechende Prinzip des Wanderwellenmotors bereits auf lineare Bewegungen übertragen. Es sind jedoch noch keine linearen Wanderwellenmotoren bis zur Serienreife entwickelt worden.

1.2 Zielsetzung und Vorgehensweise

Aufbauend auf den Vorarbeiten von [1] sollte in dieser Arbeit der lineare Wanderwellenmotor in seiner Entwicklung weiter voran getrieben werden. Hierzu war das Gesamtsystem von der elektronischen Signalerzeugung bis zum Abtrieb auf Optimierungsmöglichkeiten zu untersuchen, diese auszuarbeiten, in Prototypen umzusetzen und experimentell zu überprüfen. Dabei sollte nicht nur die Leistungsfähigkeit dieser einen Bauform deutlich gesteigert, sondern vielmehr Elemente und Methoden zur Optimierung aller ähnlicher Antriebe erarbeitet und zur Verfügung gestellt werden.

Zunächst wird daher der Stand der Technik von Piezomotoren im Allgemeinen und Wanderwellenmotoren im Besonderen dargestellt. Zu den Wanderwellenmotoren mit umlaufender Biegegewelle werden dann einige theoretische Grundlagen zusammen gefasst, deren Kenntnis für die Entwicklungsarbeit an Wanderwellenmotoren unverzichtbar ist. Den Schwerpunkt dieser Arbeit stellt die Betrachtung der Ansatzpunkte zur Optimierung dar, und zwar sowohl in Bezug auf den Umfang als auch auf den möglichen Nutzen für die Weiterentwicklung anderer Wanderwellenmotoren. Zur Überprüfung der entwickelten Elemente und Methoden sind schließlich die am Prototyp erzielten Verbesserungen aufgeführt.

Entsprechend der Verschiedenartigkeit der Baugruppen und ihrer Aufgaben wurden verschiedenste Entwicklungswerkzeuge verwendet: Für die Arbeiten auf der elektrischen Seite (Microcontroller, Leistungs-Endstufe, Filter) wurden Versuchsaufbauten auf Steckbrettern hergestellt und Elektronik-Platinen entworfen, gefertigt und bestückt. Als Schaltplan- und Layouteditor kam das Programm Eagle von Cadsoft zur Verwendung. Der Microcontroller-Emulator Icepic mit der zugehörigen Software als Entwicklungsumgebung spielte eine zentrale Rolle bei den Arbeiten an der Ansteuerschaltung auf Microcontrollerbasis. Bei der Auslegung der Filter kam ein Impedanzanalysator zum Einsatz. Auch zur Untersuchung des Schwingungsverhaltens des Stators wurde dieser Impedanzanalysator verwendet. Außerdem konnte auf ein Laserdopplervibrometer zur berührungslosen Schwingungsmessung zurück gegriffen werden. Verbesserte Varianten des Stators wurden zunächst in FEM-Simulationen mit dem Programmpaket Ansys untersucht, bevor sie aufgebaut und getestet wurden. Die mechanische Konstruktion wurde mit Hilfe des CAD-Programmes Pro/Engineer entworfen und in der institutseigenen Werkstatt gefertigt. Zur Überprüfung der Leistungsfähigkeit des Motors (Vorschubkraft, Geschwindigkeit usw.) kamen Miniatur-Kraftmessdosen und verschiedene Laser zum Einsatz.

Kapitel 2

Stand der Technik

2.1 Stand der Technik von Piezomotoren

Obwohl die Entdeckung des piezoelektrischen Effektes (Curie 1880) nicht viel jünger ist als das Wissen um die magnetische Wirkung des stromdurchflossenen Leiters (Oersted 1820), fristen Piezo-Antriebe im Vergleich zu konventionellen Elektromotoren ein Nischendasein.

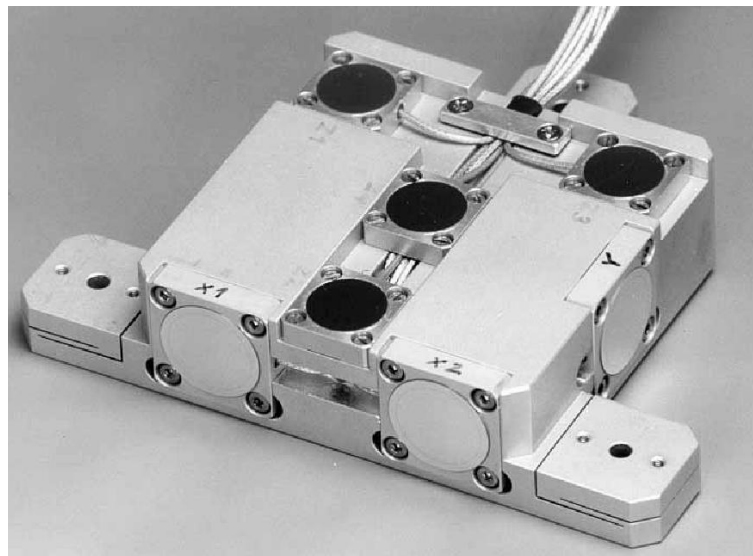


Abbildung 2.1: Innenleben eines sechsachsigen Nanopositioniersystems [18]

Dies hängt wesentlich damit zusammen, dass der (inverse) piezoelektrische Effekt als Festkörpereffekt prinzipiell mit Dehnungen im Promillebereich arbeitet, wohingegen die auf Magnetfeldeffekten beruhenden elektrischen Antriebe naturgemäß auch über mehrere Millimeter und mehr hinweg Kräfte und damit Verstellwege ermöglichen. Aus diesem Grunde ist die klassische Domä-

ne der Piezoaktoren die exakte Erzeugung von winzigen Hüben mit hoher Kraft und Dynamik. Nanopositioniersysteme sind bis hin zu sechsachsigen Ausführungen heute Stand der Technik (Abb. 2.1).

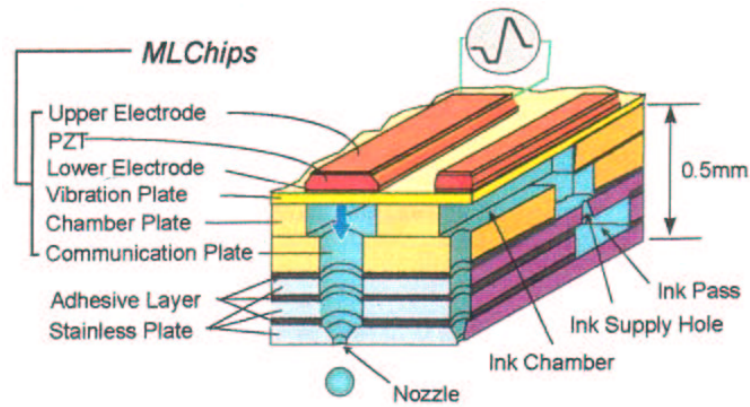


Abbildung 2.2: Piezo-Aktor im Tintenstrahldrucker (Epson) [10]

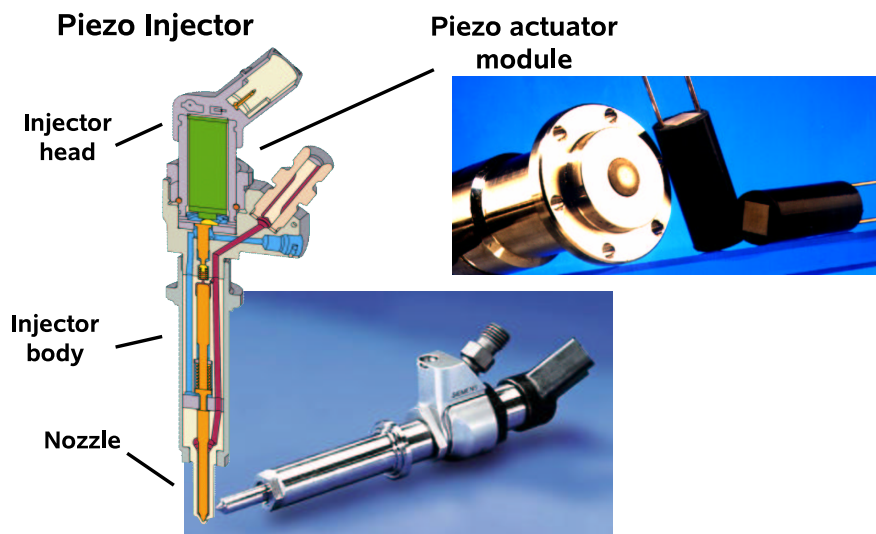


Abbildung 2.3: Piezo-Aktor im Diesel-Einspritzsystem (Siemens) [10]

Anwendungsfelder liegen z. B. in der Feinstpositionierung (Lithografie [98]), der Mikrofluidik (Pipettiersysteme, Tintenstrahldrucker Abb. 2.2 [10] [17]) und neuerdings auch in der Einspritztechnik von Verbrennungsmotoren (Abb. 2.3) [10] [13] [24]. Piezoelektrische Motoren mit unbegrenzter Drehbewegung bzw. langem Hub sind dagegen sehr selten. Lediglich als Antriebe in Autofokusobjektiven haben sie sich einen echten Massenmarkt erobert (Abb. 2.4).

Für dieses Anwendungsfeld sind z. B. von Canon Antriebe zwischen 10 mm Durchmesser,

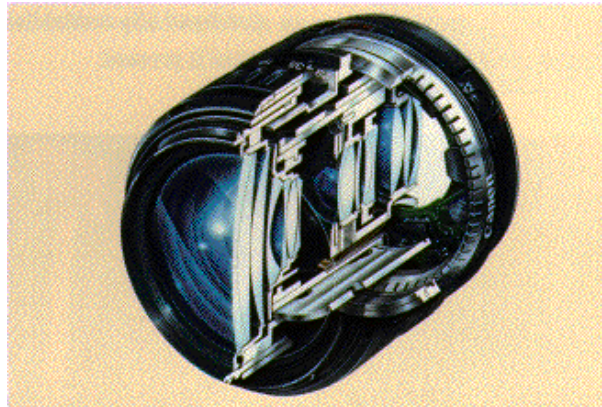


Abbildung 2.4: Anwendung des Wanderwellenmotors im Objektiv (Canon) [15]

7 Nmm Drehmoment und $800 \frac{U}{\text{min}}$ am einen Ende und 80 mm Durchmesser, 400 Nmm Drehmoment und $180 \frac{U}{\text{min}}$ am anderen Ende der Skala bekannt. Auch andere Anbieter, beispielsweise Nikon, Sigma und Panasonic, setzen auf diese Technologie.

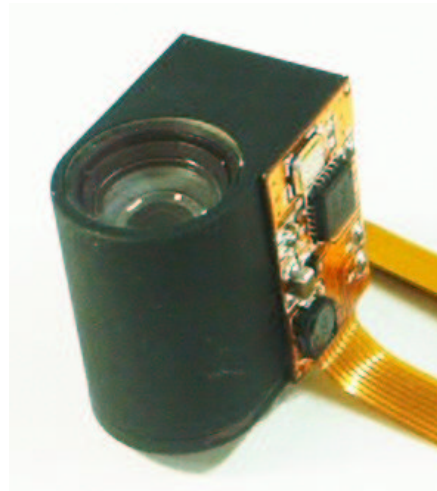
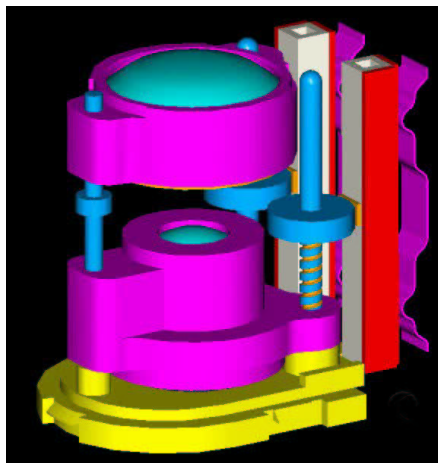


Abbildung 2.5: Bimoden-Motor als Zoom- und Autofokus-Antrieb [10]

Jüngste Entwicklungen für Zoom- und Autofokusantriebe zielen auf weitere Miniaturisierung ab. Damit werden diese sogar in Kameras einsetzbar, die in Mobiltelefonen integriert sind (Abb. 2.5). Zunehmend werden jedoch Piezomotoren auch für andere Produkte wie z. B. Rasierapparate [30] interessant.

Wenn auch nicht in einem Massenmarkt, so aber doch schon seit einigen Jahren in Serie verbaut werden Piezomotoren auch von Seiko. In Uhren der gehobenen Preisklasse funktioniert die Datums-Anzeige auf diese Weise (Abb. 2.6).

Nicht nur im Produkt, sondern auch einzeln frei erhältlich sind die Motoren von Shinsei

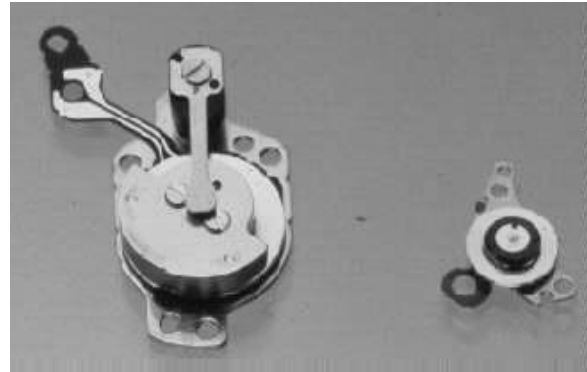
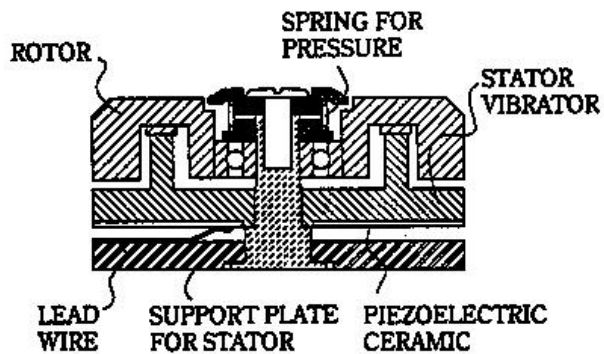


Abbildung 2.6: Wanderwellenmotor einer Armbanduhr [10]

[14]. Sie entwickeln bei Durchmessern zwischen 30 mm und 60 mm Drehmomente von bis zu 100 Nmm bzw. 600 Nmm. Honda Electronics bietet verschiedene Motorbauformen mit 20 mm bis 47 mm Durchmesser an, die 25 Nmm bis 800 Nmm entwickeln.

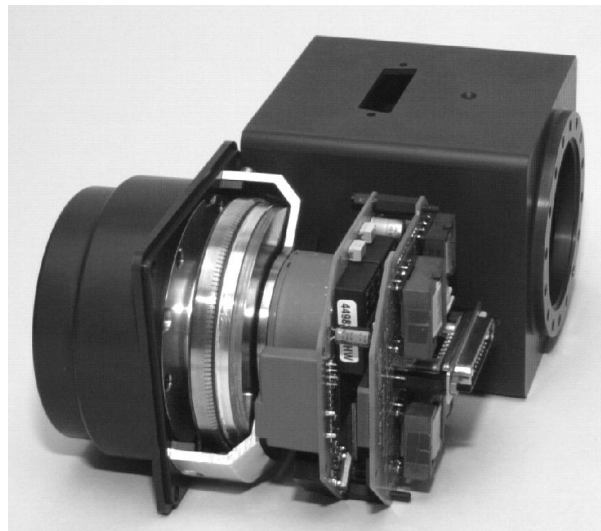


Abbildung 2.7: Wanderwellenmotor als Antrieb in einem Roboterarm [19]

Wesentlich drehmomentstärker ist mit 6200 Nmm der Wanderwellenmotor der DaimlerChrysler Forschung (Abb. 2.7), der 90 mm Durchmesser hat und im Leerlauf mit $240 \frac{U}{min}$ dreht [19].

Ein immenses Drehmoment von bis zu 40000 Nmm (!) entwickelt ein mit 120 mm noch etwas größerer Piezomotor (Abb. 2.8), der im Leerlauf dafür nur noch $6 \frac{U}{min}$ erreicht [86].

Am anderen Ende der Skala, bei den miniaturisierten Antrieben mit entsprechend kleinerem Drehmoment, sind ebenfalls Prototypen bekannt, so z. B. von [33] mit einem Durchmesser von nur 2 mm oder von [34] mit 3,5 mm, jedoch sind diese noch weit von einer Praxistauglichkeit entfernt. Als miniaturisierten Linearantrieb mit nur 3 mm Höhe und 10 mm x 10 mm Fläche der

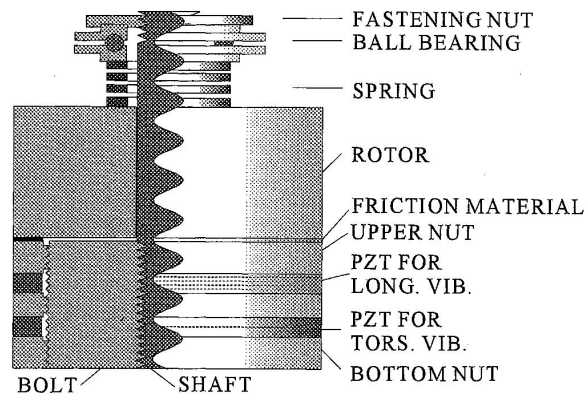


Abbildung 2.8: Megatorque-Piezomotor [86]

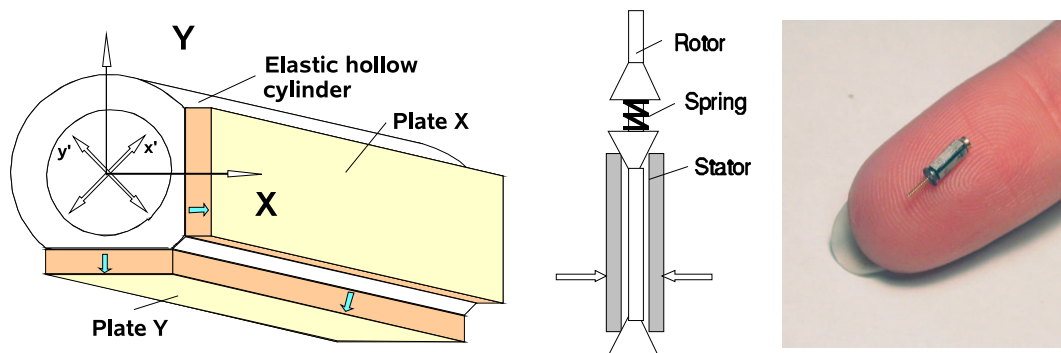


Abbildung 2.9: Miniaturisierter Piezomotor mit nur 1,5 mm Durchmesser [10] [12]

aktiven Struktur wurde daraus ein weiterer Prototyp entwickelt, der $10 \frac{\text{mm}}{\text{s}}$ im Leerlauf und bis zu 1 N blockiert erreicht [35].

Für den kleinsten Vertreter der Piezomotoren mit 1,5 mm nehmen die Entwickler aufgrund des sehr einfachen Aufbaus einen in naher Zukunft möglichen Serienpreis um 0,40 US \$ an [11]. Er entwickelt bis zu $2000 \frac{\text{U}}{\text{min}}$ und 1,0 Nmm [12]. Auch hier handelt es sich aber bislang nur um Labormuster (Abb. 2.9).

Kommerziell erhältlich ist dagegen der P-915K094 von Physik Instrumente mit ebenfalls nur 3 mm Durchmesser (Abb. 2.10). Er erreicht $1000 \frac{\text{U}}{\text{min}}$ und 0,4 Nmm [21].

Als Drehschubmotor, also gleichzeitig rotatorischer und Linear-Antrieb, ist wiederum ein Prototyp entwickelt worden mit der Zielsetzung, eine miniaturisierte Parallelkinematik aufzubauen [25]. Die Integration mehrerer Freiheitsgrade in einen relativ einfachen Aufbau (Abb. 2.11) macht dieses Konzept interessant.

In einem weiteren extrem einfachen Aufbau (Abb. 2.12) ist es sogar möglich, eine Ku-

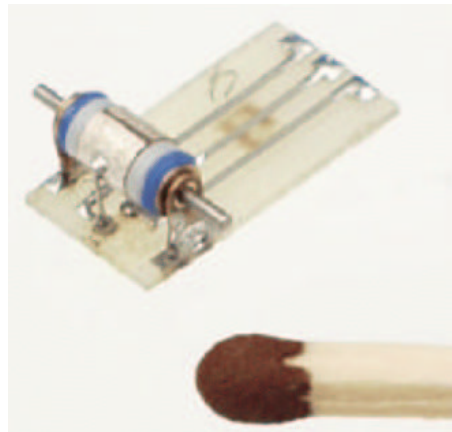


Abbildung 2.10: Miniaturisierter Piezomotor mit 3 mm Durchmesser [21]

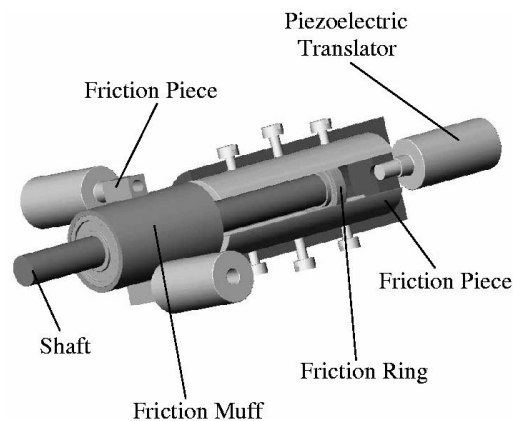


Abbildung 2.11: Struktur eines piezoelektrischen Drehschubmotors [25]

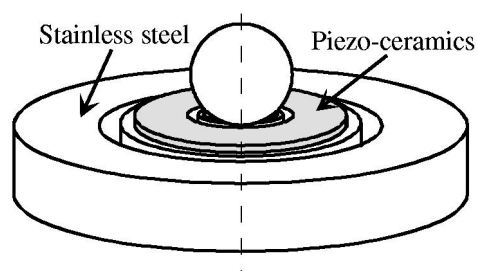


Abbildung 2.12: Dreiachsiger rotatorischer Piezomotor [36]

gel um drei rotatorische Achsen zu bewegen. Hierbei werden rund 0,1 Nmm und $0,5 \frac{U}{\text{min}}$ erreicht [36] [101]. Dieser Antrieb ist jedoch bislang lediglich als erfolgreiche Konzeptstudie anzusehen.

Sehr erfolgreich sind lineare Piezomotoren für verschiedene Laboranwendungen, in denen die

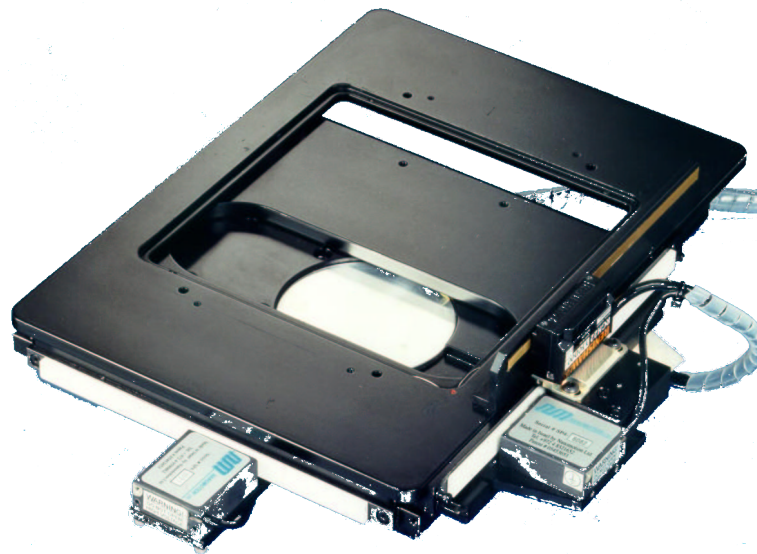


Abbildung 2.13: Vakuuntaugliche X-Y-Einheit zur Feinstpositionierung (Nanomotion) [38]

geforderten Eigenschaften mit konventionellen Elektromotoren kaum machbar sind. Insbesondere im Bereich der Feinstpositionierung, wenn gleichzeitig mehrere Millimeter Hub und wenige Nanometer Auflösung verlangt werden, kommen vor allem der *Inchwormmotor* oder Systeme von Nanomotion (Abb. 2.13) oder von Physik Instrumente (PI) (Abb. 2.14) zum Einsatz. Beispiele sind adaptive Optiken in der Astronomie [16], Mikromontage in der Elektronik und Optoelektronik, Manipulation von Mikropipetten in der Biotechnologie und Hochvakuumanwendungen. Durch den Inchwormmotor werden immerhin Kräfte von über 15 N, allerdings nur Geschwindigkeiten um $1,5 \frac{\text{mm}}{\text{s}}$ erreicht [22]. Nanomotion hat verschiedene Ausführungen von piezoelektrischen Linearantrieben am Markt, die etwa $310 \frac{\text{mm}}{\text{s}}$ bzw. 36 N erreichen [38].

Der Steinmeyer KDT180-100-LM ist ein ähnlicher X-Y-Positioniertisch, der bis zu 15 N und 250 bis $300 \frac{\text{mm}}{\text{s}}$ erreicht. Positionierschritte von $1 \mu\text{m}$ sind hiermit gut möglich, wobei nicht der eigentliche Piezomotor, sondern das verwendete Wegmesssystem den limitierenden Faktor darstellt [39].

Der Bereich der hohen Kräfte und kleinen Auflösungen ist wie bereits erwähnt die natürliche Domäne der Piezoaktoren. Schwieriger ist es, Lösungen für große Wege und hohe Geschwindigkeiten bei moderaten Kräften zu finden. In diese Größenordnung sind [40] mit 2,3 N und $780 \frac{\text{mm}}{\text{s}}$ und [45] mit fast 25 N und $400 \frac{\text{mm}}{\text{s}}$ vorgestoßen. [41] erreicht 2,25 N und immerhin $213 \frac{\text{mm}}{\text{s}}$ in einem recht kompakten Prototypen.

Noch höhere Geschwindigkeiten, nämlich $800 \frac{\text{mm}}{\text{s}}$, erreichen die Linearantriebe Piline der Firma Physik Instrumente (Abb. 2.14). Sie erzeugen bis zu 3 N Vorschubkraft. Eine weitere Ausführ-

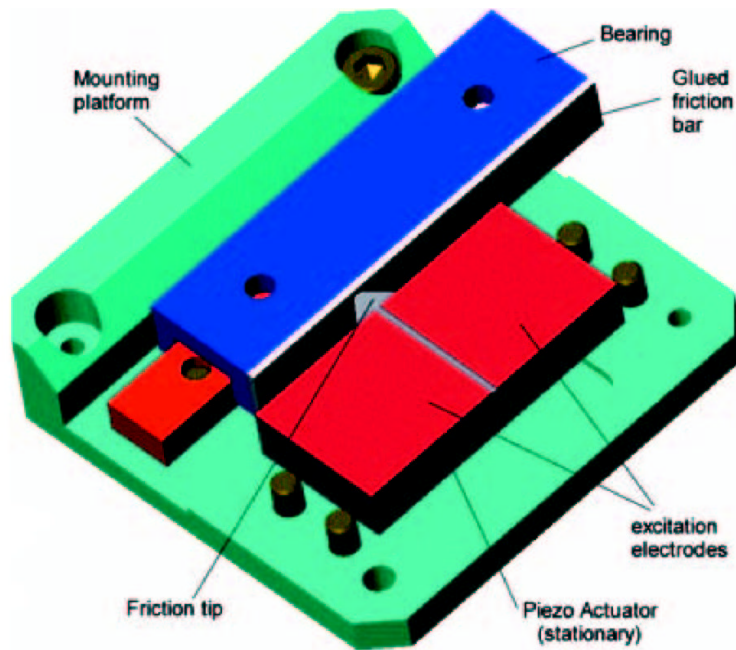


Abbildung 2.14: Bimoden-Antrieb von Physik Instrumente

rung liegt bei nur $400 \frac{\text{mm}}{\text{s}}$, dafür aber 5 N [28]. In anderen Bauformen lassen sich $180 \frac{\text{mm}}{\text{s}}$ und bis zu 25 N erreichen [29].

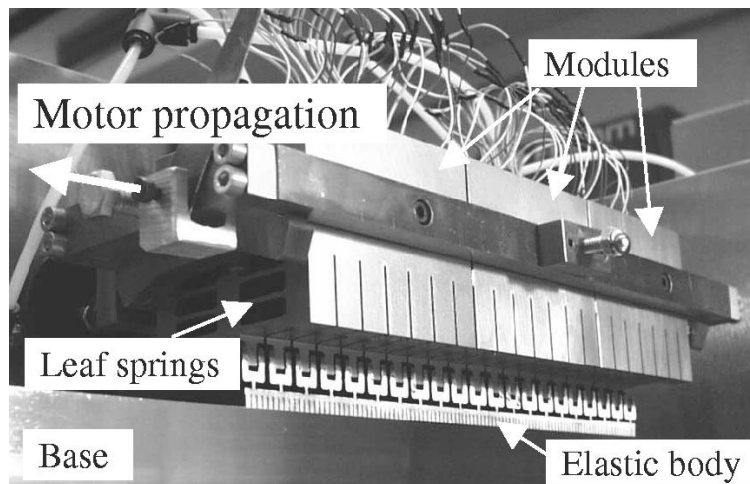


Abbildung 2.15: Wanderwellenmotor mit erzwungener Schwingung [26]

Mit knapp 18 N und etwas über $2 \frac{\text{mm}}{\text{s}}$ deutlich schwächere Leistungsdaten erreicht ein Prototyp (Abb. 2.15), der allerdings mit geradezu unglaublichen Mengen aktiven Materials (21 Piezostapel!) arbeitet, weshalb die Sinnhaftigkeit dieser Bauform in Frage gestellt werden muss [26]. Zu einem zweiachsigen Planarantrieb weiterentwickelt werden sogar 144 (!) Piezoaktoren verwendet,

hierbei jedoch nur noch knapp 0,3 N und $0,6 \frac{\text{mm}}{\text{s}}$ erreicht [27].

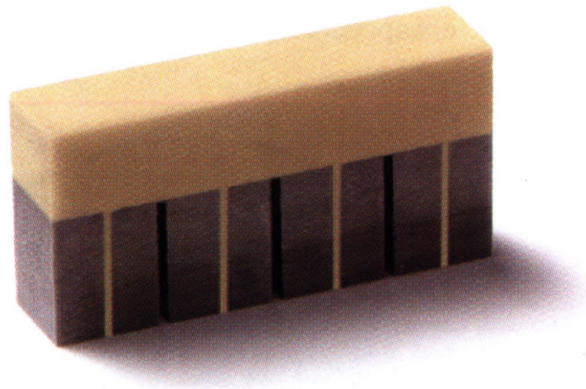


Abbildung 2.16: Piezo Legs

In einem ähnlichen Bereich arbeitet der *Piezo Legs*-Motor von PiezoMotor Uppsala AB (Abb. 2.16). Er erzeugt bis zu 8 N Kraft, aber schon mehrere $10 \frac{\text{mm}}{\text{s}}$ Geschwindigkeit und eine Auflösung bis zu 10 nm [37]. Hier kommt ebenfalls relativ viel aktives Material zum Einsatz, jedoch in einer vorteilhaft einfachen Anordnung.

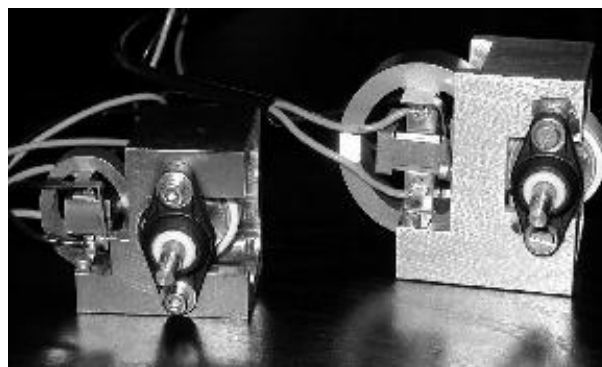


Abbildung 2.17: Piezomotoren auf Basis des Bimodenschwingers von Cedrat [23]

Unter anderem zur Verstellung eines Teleskopes auf einem Satelliten im Einsatz ist ein Antrieb, der auf einem universell verwendbaren Bimodenschwinger von Cedrat mit typischerweise 100 bis $200 \frac{\text{mm}}{\text{s}}$ und 15 bis 30 N Maximalkraft basiert [23]. Mit dem selben Bimodenschwinger lassen sich auch rotatorische Motoren mit je nach Durchmesser verschiedenen technischen Daten aufbauen, so 190 Nmm und $3,5 \frac{\text{U}}{\text{min}}$ oder auch 2600 Nmm und $1,0 \frac{\text{U}}{\text{min}}$ (Abb. 2.17).

Marco bietet auf Basis ihrer *Torque-Blöcke* beispielsweise Drahtvorschubsysteme für die Elektronikfertigung an, die gewissermaßen auch als Lineardirektantriebe betrachtet werden können (Abb. 2.18). Hierbei werden $125 \frac{\text{mm}}{\text{s}}$ erzielt; die Vorschubkraft hängt stark von der Art des geför-

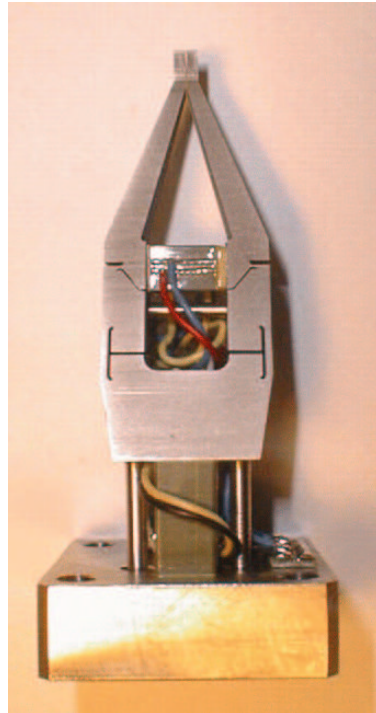


Abbildung 2.18: Drahtvorschubsystem von Marco [31]

derten Materials ab [31].

Einen kurzen Überblick über lineare Piezomotoren verschiedener Bauform gibt auch [46], über Wanderwellenmotoren allgemein [6] und [7].

Aufgrund der Vielzahl der Entwicklungen auf diesem Gebiet in den letzten Jahren kann hier kein Anspruch auf Vollständigkeit erhoben werden. Eine ausführliche Würdigung aller relevanter Arbeiten würde bei weitem den Rahmen sprengen. Insbesondere aus Japan kommt eine wahre Flut von Veröffentlichungen [57] - [103], die den Fortschritt auf dem Gebiet der Piezomotoren in verschiedensten Bauformen und unter allen Teilaspekten dokumentieren. Für die vorliegende Arbeit, die sich auf die Optimierung eines *linearen Wanderwellenmotors* beschränkt, sind jedoch nur einzelne von unmittelbarer Relevanz.

2.2 Klassifikation der Piezomotoren

Konventionelle Antriebe wie Gleichstrommotoren, Tauchspulantriebe usw. beruhen auf elektromagnetischen oder elektrodynamischen Effekten. Unter den unkonventionellen Antrieben gibt es neben den auf Oberflächenkräften basierenden Systemen (z. B. elektrostatischen Motoren) die große Gruppe der Aktoren, die Festkörpereffekte nutzen. Bekannt sind unter diesen Festkörper-

effekten vor allem der Formgedächtniseffekt, die Magnetostriktion und – mit der größten Verbreitung – der (inverse) piezoelektrische Effekt. Elektrostriktion und andere haben dagegen verschwindend geringe praktische Relevanz.

Die meisten unkonventionellen Aktoren dienen dazu, lediglich eine Stellbewegung mit sehr kleiner Auslenkung zu realisieren. Die prinzipbedingt nur im Promillebereich der Baugröße entstehende Dehnung der Piezos wird hierbei oft durch Hebelmechanismen o. ä. vergrößert. Von Motoren kann man jedoch erst sprechen, wenn prinzipiell unlimitierte oder zumindest große Drehwinkel (über 360°) bzw. Stellwege (mehrere Millimeter) möglich sind. Piezomotoren ordnen sich also wie folgt in die Antriebe ein:

- Konventionelle Antriebe (elektromagnetisch oder elektrodynamisch)
- Unkonventionelle Antriebe
 - Antriebe auf Basis von Oberflächenkräften
 - Antriebe auf Basis von Festkörpereffekten
 - * Magnetostriktive, Formgedächtnisaktoren und andere
 - * Piezoaktoren
 - Piezoaktoren mit kleiner Auslenkung
 - *Piezomotoren*

Unter dem Begriff der *Piezomotoren* werden einige sehr verschieden arbeitende Antriebe zusammen gefasst. Ihnen gemeinsam ist, dass die wie gesagt sehr kleine Dehnung der Piezos durch Schritttaddition oder durch kontinuierliche Wellenbewegung zu einer großen Auslenkung umgeformt wird. Durch die verschiedenen Ansätze hierzu ergibt sich die Klassifizierung der Piezomotoren:

- Nichtresonante (quasistatisch arbeitende) Motoren
 - Motoren mit senkrecht zueinander stehenden, gekoppelten Piezostapeln (Inchworm-Prinzip)
 - Motoren mit paarweise parallel zueinander stehenden, gekoppelten Piezostapeln
 - Motoren nach dem Trägheits-Prinzip
 - sonstige
- Resonante Motoren (Ultraschallmotoren)

- Motoren mit gekoppelten Moden (Bimodenschwinger)
- *Wanderwellenmotoren*
- HF-Motoren (Oberflächenwellenmotoren)
- sonstige

Durch die Vielzahl der möglichen Aspekte, nach denen man Piezomotoren systematisch ordnen kann, sind auch andere Klassifizierungen möglich und ebenso gültig. Es hat sich hier bislang kein einheitliches System etablieren können.

Die Arbeitsfrequenzen weniger Piezomotoren liegen noch im hörbaren Bereich oder – bei Aufgaben der Feinstpositionierung – sogar darunter, so dass zumindest mit Blick auf die Piezos, deren Resonanzfrequenzen weitaus höher liegen, von einem quasistatischen Betrieb gesprochen werden kann. Oft werden jedoch höhere Abtriebsdrehzahlen oder -geschwindigkeiten gefordert, so dass die meisten Piezomotoren im Ultraschallbereich betrieben werden, was auch der geringeren (hörbaren) Geräuschabstrahlung zugute kommt. *Piezomotoren* werden deshalb oft pauschal als *Ultraschallmotoren* bezeichnet, was jedoch nicht ganz korrekt ist, da einerseits wie eben erwähnt auch andere Arbeitsfrequenzen für Piezomotoren genutzt werden und andererseits auch andere unkonventionelle Antriebe wie magnetostruktive Motoren z. T. im Ultraschallbereich arbeiten. Da der Unterschied zwischen dem hörbaren Bereich und dem Ultraschallbereich außerdem nur quantitativer und nicht qualitativer Natur ist, handelt es sich hier um kein geeignetes Merkmal der Klassifizierung. Im folgenden werden die Arbeitsweisen der Piezomotoren an Beispielen gezeigt.

Bereits seit den 70er Jahren ist der so genannte *Inchwormmotor* von Burleigh Instruments (heute: Exfo) bekannt. Dieser arbeitet schrittweise nach dem Vorbild der Spannerraupe (engl. Inchworm). Während ein Klemmelement das eine Ende eines Vorschubelementes festhält, dehnt sich letzteres aus und bewegt ein weiteres Klemmelement voran. Anschließend hält dieses zweite Klemmelement das Vorschubelement fest, das erste öffnet sich und wird vom Vorschubelement nachgezogen (Abb. 2.19). Charakteristisch sind die paarweise senkrecht zueinander stehenden Piezostapel der Klemm- und Vorschubelemente.

Zur Feinpositionierung mit einer Auflösung unterhalb der Schrittweite kann das Vorschubelement auch kleinere Dehnungen ausführen. Die Antriebe nach diesem Prinzip zeichnen sich durch besonders hohe Kräfte aus, sie sind allerdings eher langsam. Sehr problematisch ist die aufgrund des nichtresonanten Betriebs geringe Dehnung der Klemmelemente, die extreme Anforderungen an die Genauigkeit der Anordnung stellt. In vielen Fällen wird sogar eine thermische Kompensation benötigt. Durch den stoßweisen Eingriff kann außerdem eine Schwingungsanregung im hörbaren Bereich und damit störende Geräuschentwicklung auftreten.

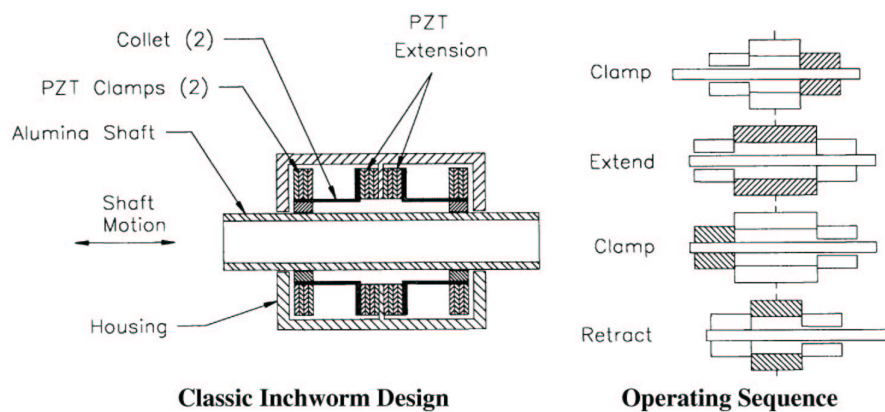


Abbildung 2.19: Inchwormmotor

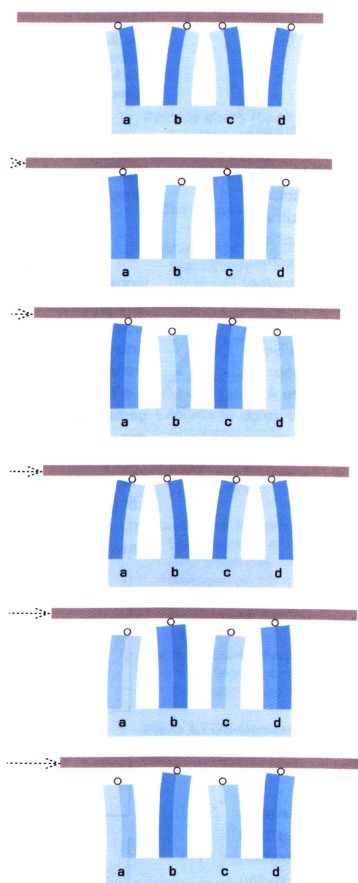


Abbildung 2.20: Arbeitsweise der Piezo Legs

Auch schrittweise arbeiten die *Piezo Legs*, bei denen zwei parallel zueinander angeordnete Piezostapel mechanisch miteinander gekoppelt werden. Dehnen sich beide aus, so können sie

einen Läufer oder Rotor klemmen. Zieht sich nur einer von ihnen zusammen, so resultiert eine Bewegung in Vorschubrichtung. Bei der gleichzeitigen Kontraktion beider Piezoelemente löst sich der Kontakt, und der Doppelstapel kann für den nächsten Schritt ausholen (Abb. 2.20). Insgesamt wird eine elliptische Bahn des Stapelkopfes erzeugt.

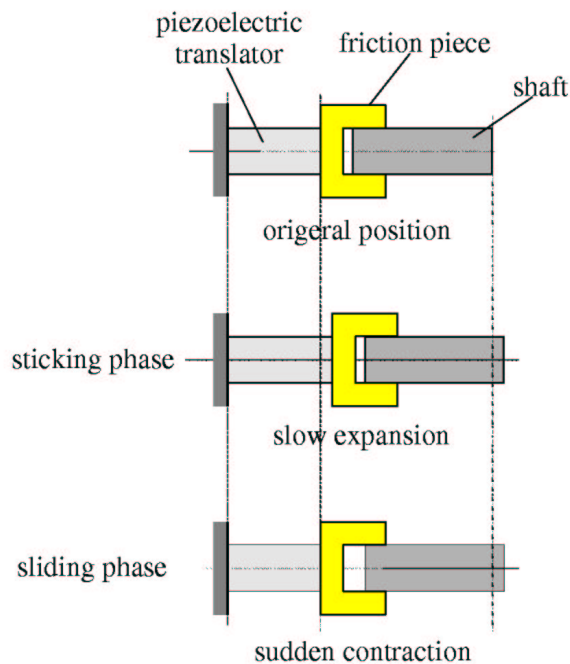


Abbildung 2.21: Arbeitsweise der Trägheitsantriebe [25]

Ebenfalls schrittweise arbeiten die *Trägheitsantriebe*, die seit den späten 80er Jahren bekannt sind. Sie nutzen die Differenz zwischen Haft- und Gleitreibung in Verbindung mit der Trägheit des Läufers bzw. Rotors. In der ersten Hälfte des Arbeitszyklus wird der Läufer vom Aktor langsam voran geschoben, wobei die Antriebskraft durch Haftreibung übertragen wird. Anschließend zieht sich der Aktor mit einer schnellen Bewegung in seine Ausgangslage zurück, wobei aufgrund der Trägheit des Läufers die Haftreibung aufgehoben wird und der Läufer dieser Bewegung nicht folgen kann. Der Hub bleibt daher erhalten, und mit dem nächsten Arbeitszyklus wird ein weiterer Bewegungsschritt addiert (Abb. 2.21).

Einen ähnlichen Bewegungsablauf wie die oben gezeigten Piezo Legs, aber unter Ausnutzung von Resonanzerscheinungen zur Vergrößerung des Hubes, weisen *Motoren mit gekoppelten Moden* auf. Hierbei werden Eigenformen verschiedenen Typs und/oder verschiedener Ordnung überlagert. Man spricht daher auch von einem *Bimodenschwinger* (Abb. 2.22). Auch hier wird eine elliptische Bahn des Aktorkopfes mit im Allgemeinen intermittierendem Kontakt zum Läufer bzw.

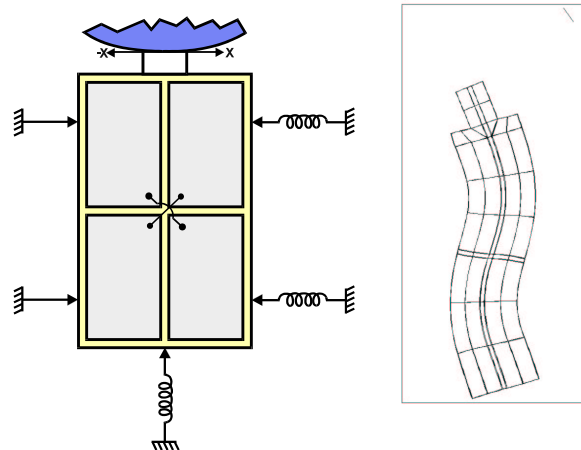


Abbildung 2.22: Arbeitsweise des Bimodenschwingers von Nanomotion [38]

Rotor angestrebt. Ein bekannter Motor dieses Typs wird von Nanomotion kommerziell angeboten.

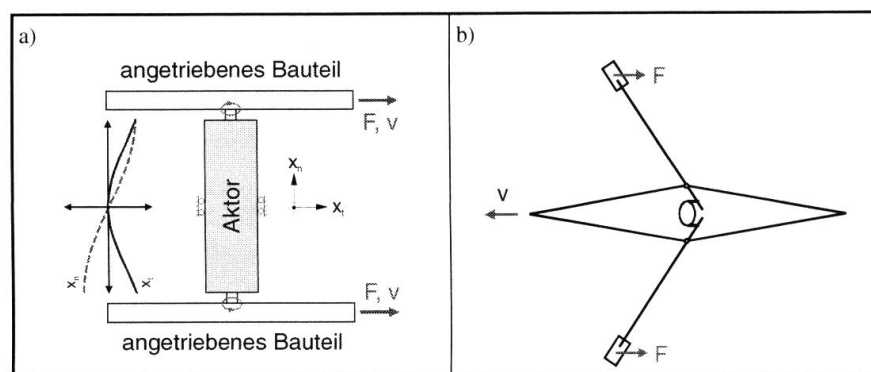


Abbildung 2.23: Arbeitsweise des Paderborner Ruderers [45]

Eine interessante Weiterentwicklung dieses Prinzips stellt der *Paderborner Ruderer* dar [45] (Abb. 2.23).

Bei *Wanderwellenmotoren* werden zwei Moden der selben Art (z. B. Biegeschwingung) und der selben Ordnung (z. B. 20. Harmonische) in einem Stator überlagert, so dass eine umlaufende Welle resultiert. Durch diese Wanderwelle werden die Oberflächenpunkte auf elliptischen Bahnen bewegt, die für eine Abtriebsbewegung genutzt werden können. Die Grundidee der Umwandlung einer kleinen Schwingungsbewegung in einen großen Hub ähnelt entfernt der Arbeitsweise von Vibrationsförderern, die in automatisierten Montageanlagen z. B. Unterlegscheiben und andere Kleinteile einem Handlingsystem zuführen. Die Kleinteile entsprechen hier dem Läufer, der Vibrationsförderer dem Stator. Durch die kontinuierlich durchlaufende Wanderwelle arbeitet der Motor im Gegensatz zu den anderen Piezomotoren ebenfalls kontinuierlich und nicht in diskreten

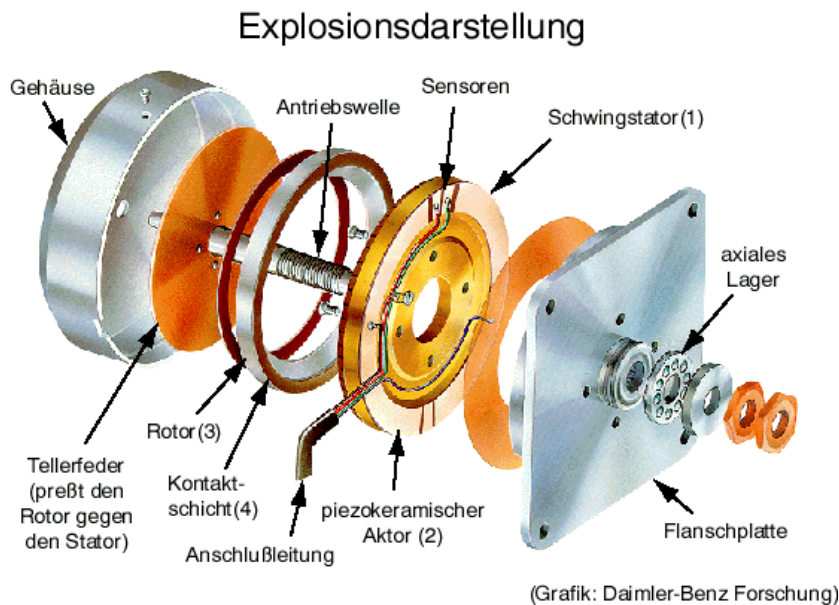


Abbildung 2.24: rotatorischer Wanderwellenmotor [20]

Mikroschritten. Ihre Bewegungsrichtung ist durch Änderung der Phasenbeziehung der Anregung der beiden Moden umkehrbar, d. h. im einfachsten Fall durch Vertauschen der beiden elektrischen Signale zur Ansteuerung des Motors. Hierdurch wird die Umlaufrichtung der Wanderwelle und damit eben auch die Vorschubrichtung umgekehrt. Am bekanntesten ist hier der seit Jahren erhältliche Motor von Shinsei [14], jedoch arbeiten auch viele weitere Firmen an einer Weiterentwicklung dieser Bauform (Abb. 2.24). Neben den am häufigsten genutzten Biegeschwingungen sind auch Dehnungswellen, Oberflächenwellen, umlaufende Biegungen, sogar Scherdeformation [44], die sonst eher für sensorische Anwendungen zum Einsatz kommt, und andere Schwingungsformen für Wanderwellenmotoren geeignet.

Darüber hinaus existieren seit wenigen Jahren Prototypen von Piezomotoren, die auf Oberflächenwellen beruhen, d. h. auf Wellen, die eine Deformation der Oberfläche, nicht aber des gesamten Stators bewirken (Abb. 2.25). Hierbei handelt es sich zwar ebenfalls um durchlaufende Wellen, jedoch ist deren Verhalten und Wirkungsweise so grundsätzlich verschieden von dem anderer Wanderwellen, dass es gerechtfertigt erscheint, diesen Motoren eine eigene Klasse zu widmen. Die Arbeitsfrequenzen liegen mit 3 bis 30 MHz nochmals weitaus höher als bei anderen Ultraschallmotoren, und die Amplituden sind mit nur wenigen Nanometern drei Größenordnungen kleiner [42] [43].

Grundsätzlich können alle genannten Motorprinzipie sowohl für rotatorische als auch für lineare Bewegungen genutzt werden.

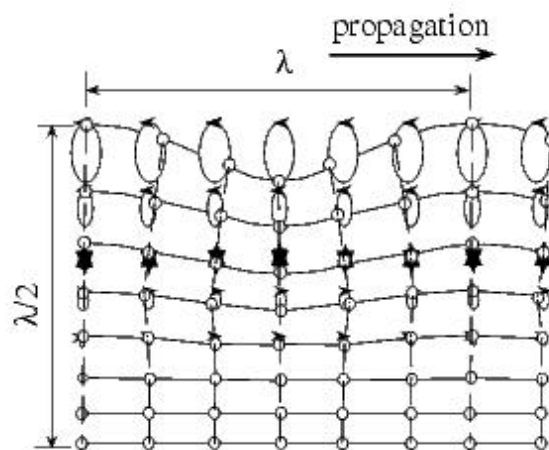


Abbildung 2.25: Oberflächenwelle (Rayleigh-Welle) [43]

2.3 Linearer Wanderwellenmotor

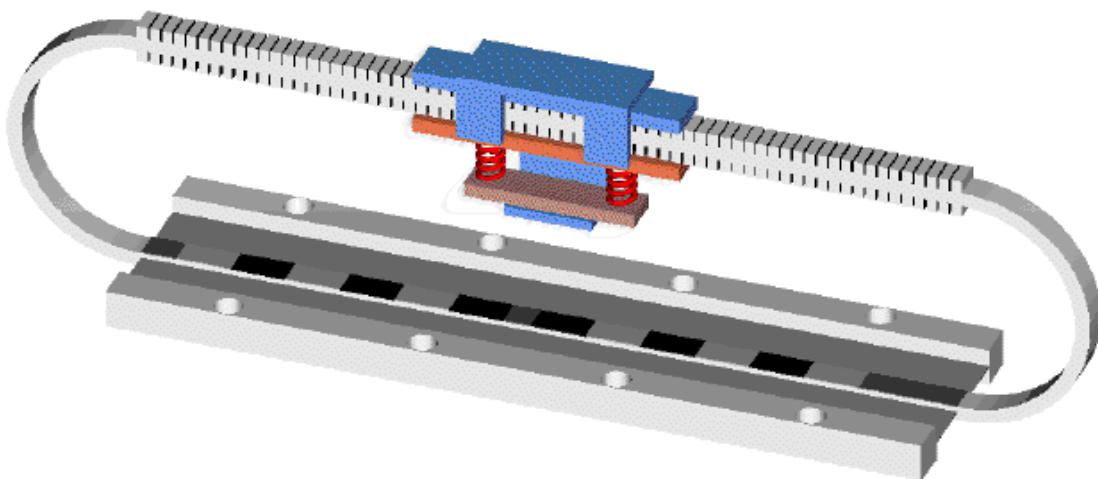


Abbildung 2.26: linearer Wanderwellenmotor, schematisch [1]

Abb. 2.26 zeigt schematisch den linearen Wanderwellenmotor von [1], wie er zu Beginn der Arbeit vorlag. Weitere Entwicklungen der letzten Jahre sind zu linearen Wanderwellenmotoren nicht bekannt mit Ausnahme eines *nichtresonanten* Wanderwellenmotors [26]. Dieser benötigt aufgrund seiner fehlenden Resonanzüberhöhung mit 21 Piezostapeln (!) jedoch ein Vielfaches der Menge an aktivem Material im Vergleich zu [1] und erreicht dennoch nur rund 3‰ von dessen Geschwindigkeit. Mit seiner deutlich höheren Kraft und Steifigkeit zielt er auf das Anwendungsgebiet der Feinstpositionierung, das eigentlich von kommerziellen Systemen wie denen von Na-

nomotion [38] und PI [18] [28] bereits hinreichend abgedeckt ist. Für die vorliegende Arbeit ist er somit nicht relevant.

Der Wanderwellenmotor von [1] basiert – ähnlich wie der Shinsei-Motor – auf der Erzeugung einer resonanten Biegewanderwelle. Kernstück ist der Statorring aus Aluminium mit zwei geraden Abschnitten und zwei Kreisbögen. Dieser Statorring ist aus einer Platte heraus drahterodiert, so dass die Wellenausbreitung nicht durch Fugstellen gestört wird.

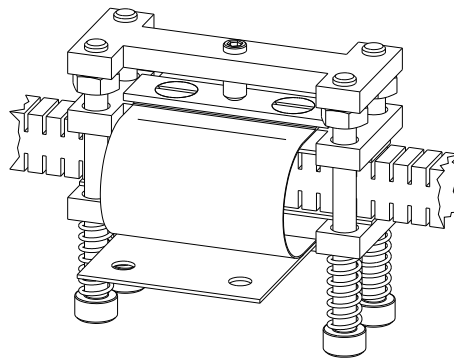


Abbildung 2.27: Läufer [1]

An einem der geraden Abschnitte ist der Läufer angebracht (Abb. 2.27). Er besteht aus zwei Reibbelagträgern mit aufgeklebten Reibbelägen aus Polyimid, die auf beiden Seiten der Abtriebsstrecke durch vier Federn angepresst werden. Der Kraftschluss für diese Anpresskraft wird durch vier Schrauben geschlossen. Über sehr dünne Stahlmembranen wird die Vorschubkraft auf eine Kugelumlaufführung übertragen, ohne dass störende Querkräfte oder Momente auf den Läufer zurück wirken könnten.

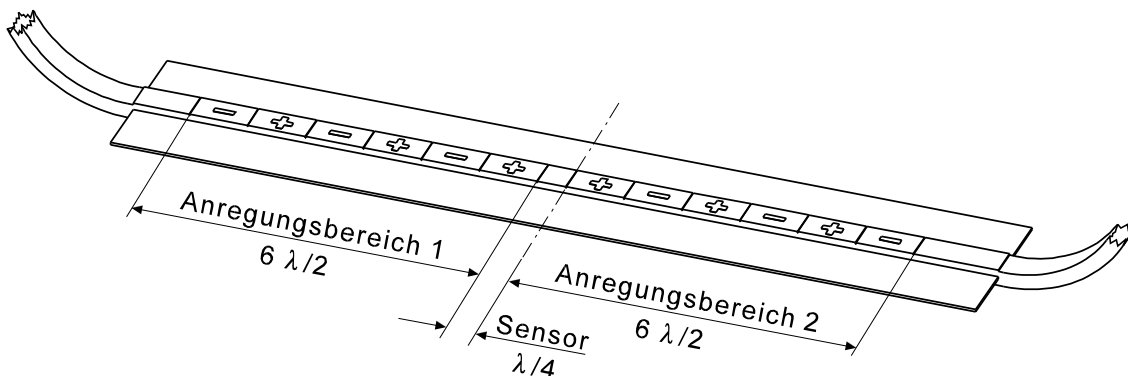


Abbildung 2.28: Anregungsstrecke [1]

Am anderen geraden Abschnitt ist Piezokeramik zur Anregung der Schwingungen aufgeklebt

(Abb. 2.28). Sie besteht aus mehreren Plättchen, die in sich jeweils im Abstand einer halben Wellenlänge alternierend polarisiert und in mehrere Kontaktbereiche aufgeteilt sind. Eingespannt wird der Statorring an einer Membran, die in der neutralen Faser in dieser Anregungsstrecke des Stators eingeklebt ist und im Rahmen bzw. Gehäuse des Wanderwellenmotors verschraubt wird.

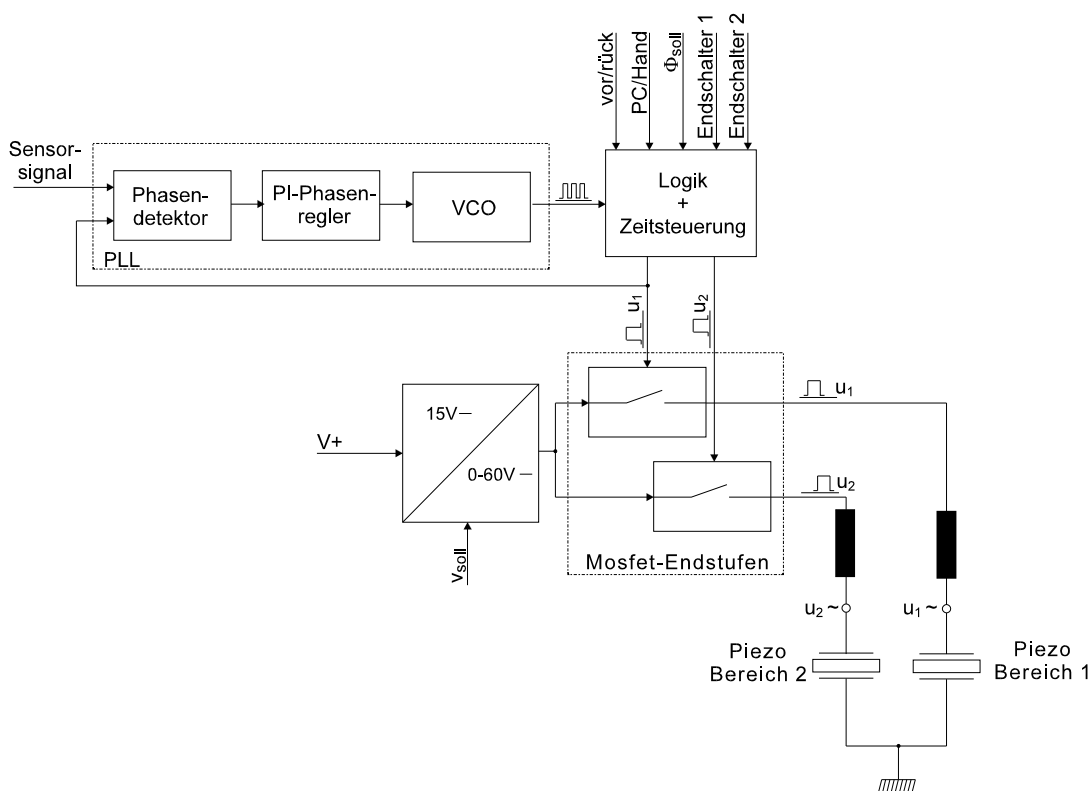


Abbildung 2.29: Ansteuerung [1]

Die Anregung dieses Motors erfolgt durch Signale, die von einem PLL-Baustein (Phase Locked Loop, Nachlaufsynchronisation) erzeugt, in einer schaltenden Endstufe verstärkt und durch einen einfachen Serienschwingkreis gefiltert und weiter überhöht werden (Abb. 2.29).

Die hierbei erzielten Schwingungsamplituden, die für den Vorschub des Läufers sorgen, liegen bei etwa $2 \mu\text{m}$. Die Amplitudenfrequenzgänge der beiden Anregungsbereiche sind in Abb. 2.30 dargestellt, die sich im Betriebspunkt ergebenden Trajektorien der Oberflächenpunkte in Abb. 2.31. Zur Bedeutung dieser Schwingungseigenschaften vgl. Abschnitt 3.3.

Einige die Schwingung charakterisierende Größen lassen sich aus der Messung des Admittanzfrequenzganges (Abb. 2.32) und dessen Aufzeichnung in der komplexen Ebene gewinnen (vgl.

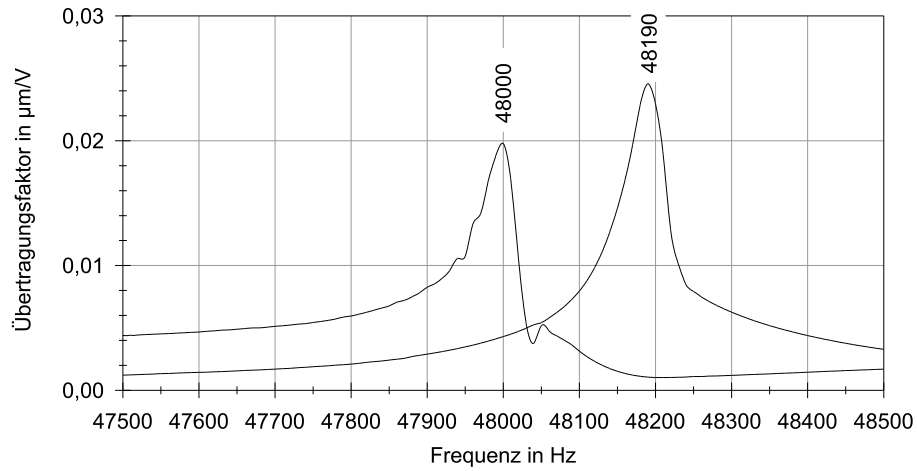


Abbildung 2.30: Amplitudenfrequenzgang des bisherigen Motors [1]

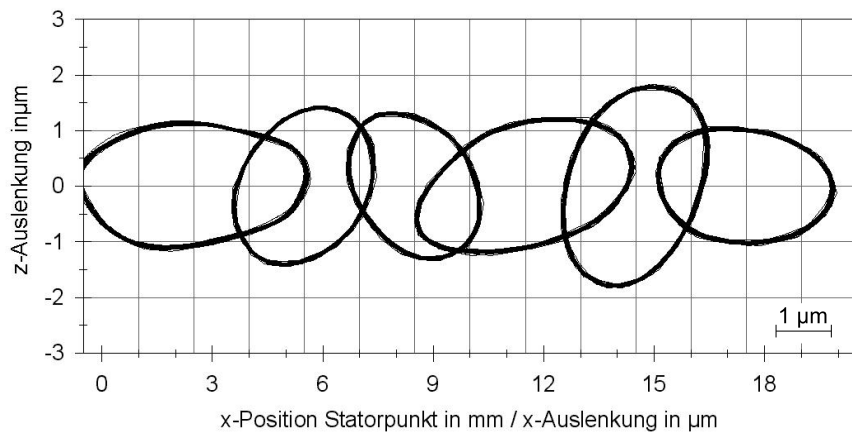


Abbildung 2.31: Elliptische Trajektorien an der Abtriebsstrecke des bisherigen Motors [1] [5]

Abschnitt 3.6). Es ergeben sich folgende Werte [1] [5]:

$$\begin{aligned}
 f_1 &= 48064 \text{ Hz} \\
 f_2 &= 48117 \text{ Hz} \\
 f_S &= 48096 \text{ Hz} \\
 f_P &= 48127 \text{ Hz} \\
 Q_m &= 907 \\
 k_{eff} &= 3,6 \%
 \end{aligned}
 \tag{2.3.1}$$

Kapitel 3

Grundlagen

3.1 Erzeugung einer wandernden Biegewelle

Der dieser Arbeit zugrunde liegende lineare Wanderwellenmotor [1] nutzt ebenso wie die meisten rotatorischen Wanderwellenmotoren eine umlaufende Biegewanderwelle. Aus diesem Grund beschränkt sich der folgende Abschnitt auf die Betrachtung von Biegeschwingungen. Für andere Motorbauformen unter Ausnutzung anderer Schwingungsformen (z. B. Dehnungswellen) gelten analog hierzu abzuleitende Zusammenhänge.

Wird ein langer, dünner Stab zu einer Biegeschwingung angeregt, so durchläuft ihn eine Welle, die sich in beide Richtungen ausbreitet, mit den Gleichungen

$$y = \hat{y} \cdot \sin(kx - \omega t) \quad (3.1.1)$$

und

$$y = \hat{y} \cdot \sin(kx + \omega t) \quad (3.1.2)$$

Bei geringer Dämpfung und endlicher Länge des Stabes wird an den Enden Reflexion auftreten. Die zurücklaufenden Wellen überlagern sich mit den ursprünglichen zu einer stehenden Welle:

$$y = \hat{y} \cdot \sin(kx) \cdot \sin(\omega t) \quad (3.1.3)$$

Das gleiche gilt für geschlossene Ringe, bei denen sich die entgegengesetzt umlaufenden Wellen zu einer stehenden Welle überlagern. Das bedeutet für die Wanderwellenmotoren, dass sich naturgemäß immer zunächst eine stehende Welle ergibt, wenn in den in sich geschlossenen Startorringen mittels Piezokeramiken Biegeschwingungen angeregt werden. Dies spiegelt sich auch

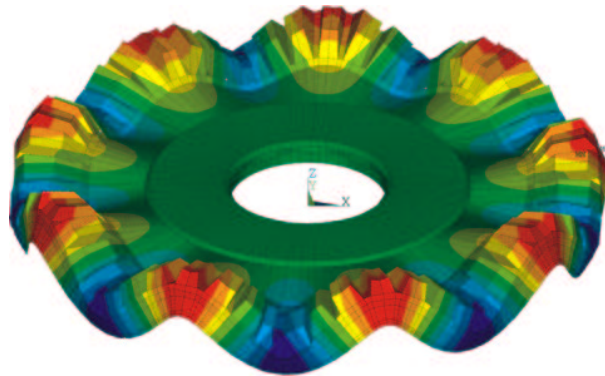


Abbildung 3.1: Biegemode eines Statorringes (FEM-Simulation, stark überhöht)

in der Tatsache wieder, dass diese Statorringe wie z. B. der des Shinsei-Motors Resonanzen aufweisen, die stehende BiegeWellen ausbilden: Biegemoden (Abb. 3.1).

Die Überlagerung zweier gleichartiger, nur phasenverschobener stehender Wellen gleicher Amplitude \hat{y} ist wiederum die Summe von vier Wanderwellen.

$$\begin{aligned}
 y &= y_1 + y_2 \\
 &= \hat{y} \cdot \sin(kx) \cdot \sin(\omega t) + \hat{y} \cdot \sin(kx + kx_0) \cdot \sin(\omega t + \phi_0) \\
 &= \frac{1}{2} \hat{y} \cdot [\cos(kx - \omega t) - \cos(kx + \omega t) \\
 &\quad + \cos(kx - \omega t + kx_0 - \phi_0) - \cos(kx + \omega t + kx_0 + \phi_0)]
 \end{aligned} \tag{3.1.4}$$

Für $x_0 = \pm \frac{\lambda}{4}$ und $\phi_0 = \pm \frac{\pi}{2}$ ergibt sich daraus wieder eine einzige reine Wanderwelle. Dies ist der Schlüssel zur Erzeugung geeigneter Schwingungen für Wanderwellenmotoren: Es müssen zwei (resonante) stehende Wellen mit einer Viertel Wellenlänge räumlichem Versatz zueinander angeregt werden, wobei eine zeitliche Phasenverschiebung von einer Viertel Periodendauer eingehalten wird. Auf die Umsetzung dieser Forderung wird in Abschnitt 3.5 im Detail eingegangen. Das Vorzeichen der Phasenverschiebung entscheidet hierbei über die Umlaufrichtung der Wanderwelle und somit über die Vorschub- bzw. Drehrichtung des Wanderwellenmotors. Daher ist diese Phasenverschiebung üblicherweise in der Ansteuerelektronik umschaltbar.

Bei anderen Werten für x_0 und ϕ_0 entsteht im Allgemeinen eine Schwingung, die weder als reine stehende Welle noch als reine Wanderwelle betrachtet werden kann, sondern von beiden gewisse Eigenschaften aufweist: Zwar durchläuft eine Welle die Struktur in einer eindeutigen Richtung, jedoch mit je nach Ort unterschiedlicher Auslenkung. Dies kann in Wanderwellenmotoren versehentlich entstehen – durch Fertigungstoleranzen der Mechanik oder Genauigkeitsprobleme der Ansteuerelektronik – oder ggf. auch einen beabsichtigten Betriebspunkt zur Langsamfahrt darstellen (vgl. Abschnitt 3.9). Diese Schwingung kann als Summe verschiedener Paare von stehenden

Wellen und Wanderwellen betrachtet werden. Sortiert man die vier Wanderwellen in obiger Gleichung nach den Vorzeichen von ωt und fasst unter Zuhilfenahme der Ersetzungen

$$kx = kx' - \frac{1}{2}kx_0 + \frac{1}{2}\phi_0 \quad (3.1.5)$$

$$kx = kx'' - \frac{1}{2}kx_0 - \frac{1}{2}\phi_0 \quad (3.1.6)$$

die Terme mit jeweils gleichen Vorzeichen zusammen, so kommt man zu der Betrachtung als Wanderwellenpaar:

$$\begin{aligned} y &= \frac{1}{2}\hat{y} \cdot [\cos(kx - \omega t) + \cos(kx - \omega t + kx_0 - \phi_0) \\ &\quad - \cos(kx + \omega t) - \cos(kx + \omega t + kx_0 + \phi_0)] \\ &= \frac{1}{2}\hat{y} \cdot [\cos(kx' - \omega t - \frac{1}{2}kx_0 + \frac{1}{2}\phi_0) + \cos(kx' - \omega t + \frac{1}{2}kx_0 - \frac{1}{2}\phi_0) \\ &\quad - \cos(kx'' + \omega t - \frac{1}{2}kx_0 - \frac{1}{2}\phi_0) - \cos(kx'' + \omega t + \frac{1}{2}kx_0 + \frac{1}{2}\phi_0)] \\ &= \frac{1}{2}\hat{y} \cdot [2 \cos(kx' - \omega t) \cdot \cos(\frac{1}{2}kx_0 - \frac{1}{2}\phi_0) \\ &\quad - 2 \cos(kx'' + \omega t) \cdot \cos(\frac{1}{2}kx_0 + \frac{1}{2}\phi_0)] \\ &= \hat{y} \cdot \cos(kx - \omega t + \frac{1}{2}kx_0 + \frac{1}{2}\phi_0) \cdot \cos(\frac{1}{2}kx_0 - \frac{1}{2}\phi_0) \\ &\quad - \hat{y} \cdot \cos(kx + \omega t + \frac{1}{2}kx_0 - \frac{1}{2}\phi_0) \cdot \cos(\frac{1}{2}kx_0 + \frac{1}{2}\phi_0) \end{aligned} \quad (3.1.7)$$

Auch an dieser Gleichung lässt sich leicht ablesen, dass für $x_0 = \pm\frac{\lambda}{4}$ und $\phi_0 = \pm\frac{\pi}{2}$ nur eine Wanderwelle verbleibt. Die Orte größter und kleinster Auslenkungen ergeben sich als Extrema der Funktion $y(x)$. Die Berechnung dessen ist im Anhang aufgeführt.

Anstelle der Terme gleichen Vorzeichens von ωt kann man auch Terme verschiedenen Vorzeichens zusammen fassen, wobei man die Darstellung der Schwingung mit zwei stehenden Wellen

erhält. Unter Verwendung der o. g. Ersetzungen ergibt sich

$$\begin{aligned}
y &= \frac{1}{2}\hat{y} \cdot [\cos(kx - \omega t) - \cos(kx + \omega t + kx_0 + \phi_0) \\
&\quad - \cos(kx + \omega t) + \cos(kx - \omega t + kx_0 - \phi_0)] \\
&= \frac{1}{2}\hat{y} \cdot [\cos(kx'' - \frac{1}{2}kx_0 - \frac{1}{2}\phi_0 - \omega t) - \cos(kx'' + \frac{1}{2}kx_0 + \frac{1}{2}\phi_0 + \omega t) \\
&\quad - \cos(kx' - \frac{1}{2}kx_0 + \frac{1}{2}\phi_0 + \omega t) + \cos(kx' + \frac{1}{2}kx_0 - \frac{1}{2}\phi_0 - \omega t)] \\
&= \frac{1}{2}\hat{y} \cdot [2\sin(kx'') \cdot \sin(\frac{1}{2}kx_0 + \frac{1}{2}\phi_0 + \omega t) \\
&\quad - 2\sin(kx') \cdot \sin(\frac{1}{2}kx_0 - \frac{1}{2}\phi_0 - \omega t)] \\
&= \hat{y} \cdot \sin(kx + \frac{1}{2}kx_0 + \frac{1}{2}\phi_0) \cdot \sin(\frac{1}{2}kx_0 + \frac{1}{2}\phi_0 + \omega t) \\
&\quad - \hat{y} \cdot \sin(kx + \frac{1}{2}kx_0 - \frac{1}{2}\phi_0) \cdot \sin(\frac{1}{2}kx_0 - \frac{1}{2}\phi_0 - \omega t) \tag{3.1.8}
\end{aligned}$$

Man erkennt sofort, dass für $x_0 = 0$ und $\phi_0 = 0$ bzw. für $x_0 = \frac{\lambda}{2}$ und $\phi_0 = \pi$ eine stehende Welle doppelter Amplitude resultiert. Auch die Fälle der vollständigen Auslöschung lassen sich ablesen, jedoch sind diese für die Entwicklung von Antrieben nicht relevant.

Wie die obigen Rechnungen zeigen, ist die Entscheidung, ob es sich um eine Überlagerung von stehenden Wellen oder Wanderwellen handelt, nur eine Frage der Anschauung. Physikalisch gesehen ist beides gleichermaßen korrekt, da sich die eine Darstellung in die andere umwandeln lässt.

3.2 Idealfall: Degenerierende Moden

Um eine ideale Wanderwelle in einer Struktur in Resonanz zu betreiben, ist die Existenz zweier Eigenformen mit $\pm \frac{\lambda}{4}$ räumlicher Verschiebung („orthogonale Moden“) bei der selben Resonanzfrequenz („degenerierende Moden“) Voraussetzung. Für rotationssymmetrische Körper ist diese Bedingung stets erfüllt, andere Körper weisen dagegen im Allgemeinen keine degenerierenden Moden auf. Durch geeignete Variation der Geometrieparameter lassen sich jedoch auch hier degenerierende Moden erzeugen. Die degenerierenden Moden lassen sich wie oben beschrieben durch eine um $\pm \frac{\lambda}{4}$ räumlich und $\pm \frac{\pi}{2}$ zeitlich versetzte Anregung leicht zu einer Wanderwelle überlagern.

3.3 Optimaler Arbeitspunkt im realen Fall

Aufgrund der unvermeidlichen Fertigungstoleranzen wird das tatsächliche Schwingungsverhalten einer Struktur stets etwas von dem gewünschten abweichen. Bei nicht rotationssymmetrischen Statorringen werden daher die orthogonalen Moden nicht degenerieren, sondern leicht voneinander abweichende Resonanzfrequenzen besitzen. Es können durch den Einfluss artfremder Moden (z. B. Torsions- statt Biegemoden) ähnlicher Frequenz außerdem lokale Maxima im Amplitudengang auftreten, die nicht der eigentlichen Resonanz der verwendeten Mode entsprechen (Abb. 3.2). Bei gleich starker Anregung werden außerdem beide Moden mit ungleichen Amplituden antworten. Um eine möglichst große Wanderwelle zu erhalten, muss ein optimaler Arbeitspunkt zwischen den Resonanzfrequenzen gefunden werden. Es erscheint nicht sinnvoll, extreme Genauigkeit in der Fertigung zu fordern. Vielmehr muss der Einfluss akzeptabler Toleranzen auf das Schwingungsverhalten analysiert werden, um eine zwar nicht ideale, aber für die Gegebenheiten optimale Schwingung zu erhalten.

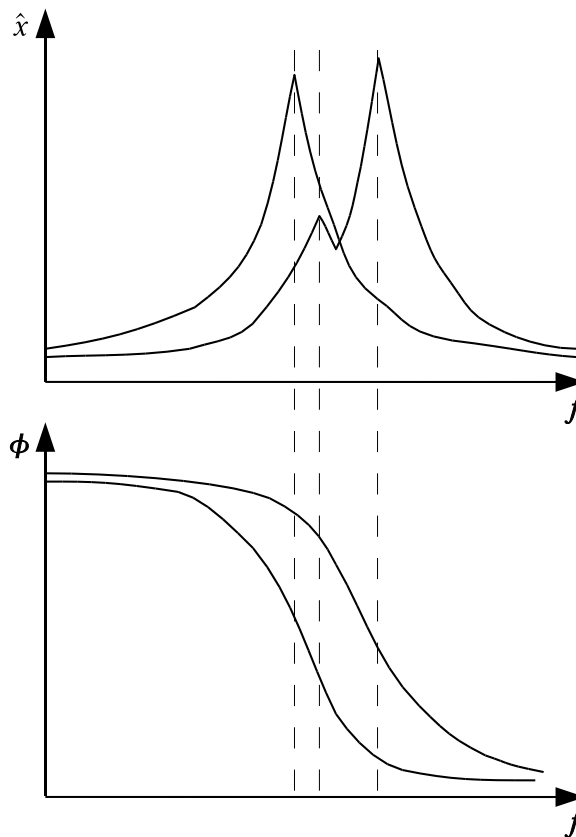


Abbildung 3.2: Möglicher Amplituden- und Phasengang, schematisch

Addieren sich zwei stehende Wellen unterschiedlicher Amplituden, wobei $\hat{y}_1 = \hat{y}_2 + \hat{y}'$, so gilt:

$$\begin{aligned}
 y &= y_1 + y_2 \\
 &= \hat{y}_1 \cdot \sin(kx) \cdot \sin(\omega t) + \hat{y}_2 \cdot \sin(kx + kx_0) \cdot \sin(\omega t + \phi_0) \\
 &= \frac{1}{2} \hat{y}_2 \cdot [\cos(kx - \omega t) - \cos(kx + \omega t) \\
 &\quad + \cos(kx - \omega t + kx_0 - \phi_0) - \cos(kx + \omega t + kx_0 + \phi_0)] \\
 &\quad + \hat{y}' \cdot \sin(kx) \cdot \sin(\omega t)
 \end{aligned} \tag{3.3.1}$$

An den Bedingungen für die räumliche Verschiebung von $x_0 = \pm \frac{\lambda}{4}$ und die Phasenlage von $\phi_0 = \pm \frac{\pi}{2}$ zwischen den Schwingungen ändert sich hierdurch nichts. Da aber die Phasengänge ϕ_1 und ϕ_2 der beiden stehenden Wellen nun voneinander abweichen, muss für eine Phasenlage von $\phi_0 = \pm \frac{\pi}{2}$ zwischen den Schwingungen die Phasenlage ϕ zwischen den Anregungen der beiden Moden entsprechend angepasst werden.

$$\phi = \phi_0 + \phi_1 - \phi_2 \tag{3.3.2}$$

Setzen wir voraus, dass die Bedingungen für die Phasenbeziehung und die räumliche Verschiebung eingehalten werden, so ergibt sich die Summe aus einer Wanderwelle und einer stehenden Welle:

$$\begin{aligned}
 y &= \hat{y}_2 \cdot \sin(kx + \omega t) \\
 &\quad + \hat{y}' \cdot \sin(kx) \cdot \sin(\omega t)
 \end{aligned} \tag{3.3.3}$$

Der Anteil der Wanderwelle ist dabei so groß wie die kleinere Amplitude der beiden verwendeten orthogonalen Moden. Der Anteil der stehenden Welle entspricht der Differenz der beiden Amplituden dieser Moden. Daraus folgt:

- Eine reine Wanderwelle erhält man, wenn die Amplituden der verwendeten Moden gleich groß sind.
- Die Wanderwelle wird maximal, wenn die kleinere der verwendeten Amplituden maximal wird.

3.4 Eigenschaften der Piezokeramik

In der Aktorik kommen praktisch nur synthetisierte piezoelektrische Werkstoffe wie Blei-Zirkonat-Titanat (PZT) zum Einsatz, da die natürlichen Kristalle wie Quarz keine hierfür befriedigenden Kennwerte aufweisen. Das keramische PZT wird – wie andere Industriekeramiken auch

– in einem Sinterverfahren hergestellt. Nach der Formgebung wird das Material mit Schichten aus Silber, manchmal auch mit Kupfer, Kupfer-Nickel-Legierungen oder Gold als Elektroden versehen und polarisiert. Je nach Anwendungsfall werden einfache Geometrien wie Röhren und Plättchen verwendet oder aber Stapelaktoren und Multilayer aus vielen Piezoschichten gebildet.

Durch den Einsatz der Piezos als elektromechanischer Wandler ergibt sich ein Problem mit einigen Formelzeichen, da diese in der Elektrotechnik und in der Mechanik mit unterschiedlichen Bedeutungen belegt sind. Ein Beispiel hierfür ist der Buchstabe E , der in der Mechanik für den Elastizitätsmodul, in der Elektrotechnik dagegen für das elektrische Feld steht. Aus diesem Grunde ist die folgende Verwendung der Variablen im Zusammenhang mit piezoelektrischen Materialien Konvention:

Zustandsvariablen:		
E	elektrische Feldstärke	$\frac{V}{m}$
D	dielektrische Verschiebung	$\frac{C}{m^2}$
T	mechanische Spannung	$\frac{N}{m^2}$
S	mechanische Dehnung	%
σ	Entropie	$\frac{J}{kgK}$
Θ	Temperatur	K
Materialkonstanten:		
ϵ	Dielektrizitätskonstante	$\frac{F}{m}$
β	$\frac{1}{\epsilon}$	$\frac{m}{F}$
s	Elastizitätskonstante	$\frac{mm^2}{N}$
c	Elastizitätsmodul	$\frac{N}{mm^2}$
α	Temperaturausdehnungskoeff.	$\frac{m}{K}$
d	piezoelektr. Ladungskonstante	$\frac{C}{N}$
g	piezoelektr. Spannungskonstante	$\frac{m^2}{C}$
e		$\frac{N}{Vm} = \frac{C}{m^2}$
h		$\frac{N}{C} = \frac{V}{m}$

Da die für sehr kleine Spannungen (weit unter 100 V) geeigneten Piezo-Multilayer nicht in den für Wanderwellenmotoren benötigten Geometrien verfügbar sind, kommen gewöhnlich Piezoplättchen von wenigen Zehntel Millimetern Dicke zum Einsatz. Auf diese Weise entstehen bereits bei noch handhabbaren Spannungen von wenigen hundert Volt die notwendigen Feldstärken in den Piezos. Für die hohen Leistungen und Frequenzen im Ultraschallbereich kommen nur sog. harte Piezokeramiken in Frage, die nicht so schnell depolarisieren wie weiche Piezokeramiken,

selbst wenn negative Spannungen verwendet werden. Der Kennwert hierfür ist die sog. Koerzitivfeldstärke, jedoch treten auch unterhalb von dieser – insbesondere bei erhöhter Temperatur oder längerer Einwirkung des Feldes – Veränderungen des Polarisationszustandes auf.

Erstes Kriterium für die Auswahl einer Piezokeramik als Aktormaterial ist oft die piezoelektrische Ladungskonstante, da diese darüber bestimmt, welche Dehnung bei gegebener Feldstärke resultiert:

$$\begin{aligned} S &= s^E T + d_t E \\ D &= dT + \epsilon^T E \end{aligned} \tag{3.4.1}$$

Man erkennt jedoch unmittelbar, dass die Elastizitätskonstante s ebenfalls einen entscheidenden Einfluss auf die letztlich nutzbare Dehnung hat.

Bei Anwendungen im Ultraschallbereich gewinnt aber auch der dielektrische Verlustfaktor $\tan(\delta)$ an Bedeutung, und für resonante Wandler besonders die mechanische Güte Q_m .

Die verschiedenen Piezokeramiken unterscheiden sich auch in ihren elektrischen Kennwerten. Damit wird die Frage interessant, in welchem Maße elektrische Energie als solche gespeichert und in welchem Maße sie in mechanische Energie gewandelt wird. Dies drückt sich im Kopplungsfaktor k aus, der möglichst hoch sein sollte.

Alle piezoelektrischen Materialparameter sind nur linearisierte Werte, die meist für kleine Spannungen angegeben werden. Im Großsignalbereich werden Hystereseeffekte deutlich. Bei der Verwendung zur Schwingungsanregung lohnt sich allerdings die Betrachtung dieser Hysterese nicht, da in diesem Fall einfacher mit den Größen der Dämpfung bzw. der mechanischen Güte und dem dielektrischen Verlustfaktor gerechnet werden kann. Insbesondere bei Schwingern aus Metall mit aufgeklebten Keramiken ist letztlich ohnehin die Gesamtdämpfung (Systemdämpfung) entscheidend, die zur Erwärmung des Materials führt.

Die Temperaturabhängigkeit der Eigenschaften von Piezos ist beträchtlich und je nach Material völlig unterschiedlich. So kann bei der einen Keramik (PIC 141) der Kopplungsfaktor bei Erwärmung von 25° C auf 100° C um mehrere Prozent steigen, bei einer anderen (PIC 151) aber um mehrere Prozent fallen [54].

Sämtliche Kennwerte von Piezokeramiken sind in der Praxis außerdem mit großen Toleranzen behaftet (bis zu $\pm 10\%$, typisch $\pm 5\%$).

3.5 Anbringung und Ansteuerung der Piezokeramik

Bei den meisten Wanderwellenmotoren mit umlaufender Biegewelle wird für jede der beiden Moden Piezokeramik aufgebracht, deren Polarisierung in Abständen einer halben Wellenlänge wechselt (Abb. 3.3). Der Statorring wird im Allgemeinen auf Masse gelegt, während die andere Kontaktfläche der Piezos mit einer Wechselspannung beaufschlagt wird. Auf diese Weise lässt sich mit einer durchgehenden Kontaktierung durch den Quereffekt in der Piezokeramik – vergleichbar einem Piezo-Biegewandler – eine Welle anregen. Die beiden Piezo-Anregungsbereiche sind zueinander um eine viertel Wellenlänge versetzt angebracht, um die o. g. Bedingung für die räumliche Verschiebung der orthogonalen Moden zu erfüllen.

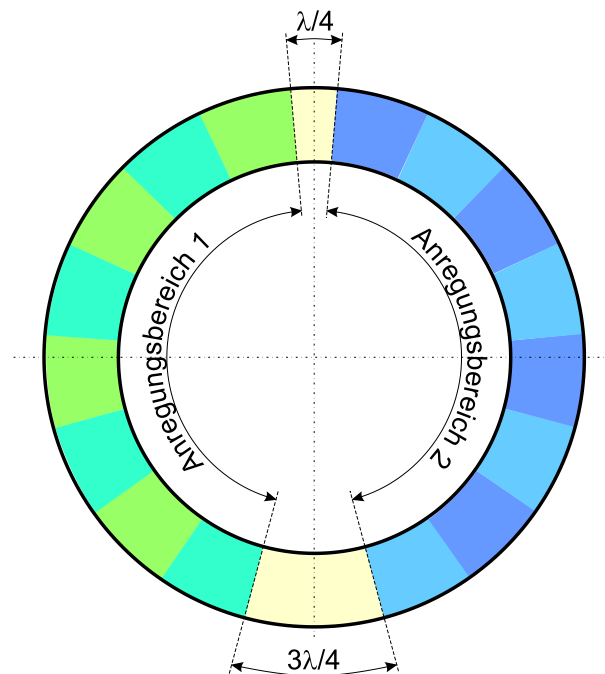


Abbildung 3.3: Anbringung der Piezokeramik am Shinsei-Motor

Mit Hilfe von analogen Schwingkreisen, PLL-Bausteinen aus der Nachrichtentechnik oder auch digitaler Rechentechnik werden Signale erzeugt, die bei der Resonanzfrequenz bzw. einer geeigneten Arbeitsfrequenz die Bedingung für die Phasenlage der stehenden Wellen von $\phi_0 = \frac{\pi}{2}$ zueinander erfüllen. Diese werden selten in analogen, häufiger in schaltenden Endstufen auf den Anforderungen der Piezos entsprechende hohe Leistungen gebracht und ggf. noch gefiltert.

Die Kapazitäten der Piezokeramiken liegen dabei typischerweise in der Größenordnung um 10 nF. Bei Betriebsfrequenzen im unteren Ultraschallbereich ergeben sich Impedanzen von wenigen hundert Ohm. Bereits bei nur wenige Zehntel Millimeter dicken Piezokeramiken wird für

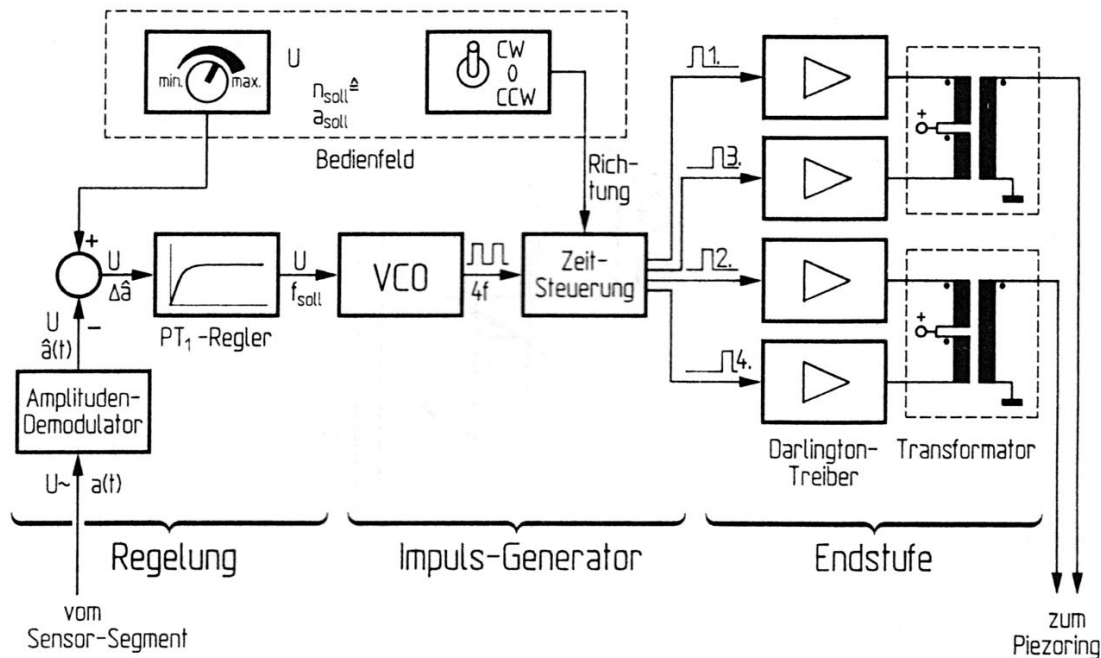


Abbildung 3.4: Ansterelektronik zum Shinsei-Motor [3]

eine noch durchaus gängige Feldstärke von etwa $1000 \frac{\text{V}}{\text{mm}}$ eine Spannung von mehreren hundert Volt am Piezo benötigt. Damit ergeben sich bereits Blindströme im Ampèrebereich, zu denen im Betrieb noch die Wirkströme in ähnlicher Größenordnung kommen. Die elektrischen Blind- und Wirkleistungen erreichen oder überschreiten daher oft 100 W, selbst bei Motoren, die nur unter 20 W mechanische Leistung abgeben können.

Um nicht zu große Spannungen in den Endstufen schalten zu müssen und um diese nicht kapazitiv zu belasten, können Übertrager verwendet werden, die die geschalteten Spannungen vergrößern und bei geeigneter Abstimmung mit den Kapazitäten der Piezos einen Schwingkreis bilden, der die Spannungen weiter überhöht und für eine rein reelle Gesamtlast sorgt [3] [14].

Als Beispiel für eine Gesamtschaltung ist in Abb. 3.4 die Ansterelektronik dargestellt, wie sie von Shinsei für ihre Motoren angeboten wird [14].

3.6 Admittanzfrequenzgang

Piezoaktoren als resonante elektromechanische Wandler erfordern sowohl eine elektrische als auch eine mechanische Betrachtung des Systems. Aufgrund der starken Kopplung von elektrischem und mechanischem Verhalten können beide Aspekte aber nicht getrennt voneinander behandelt werden. Eine Lösung dieser Problematik verspricht die Betrachtung des elektromechani-

schen Wandlers als Vierpol mit elektrotechnischen Methoden, wobei das (resonante) mechanische Verhalten in einem Ersatzschaltbild abgebildet wird [4].

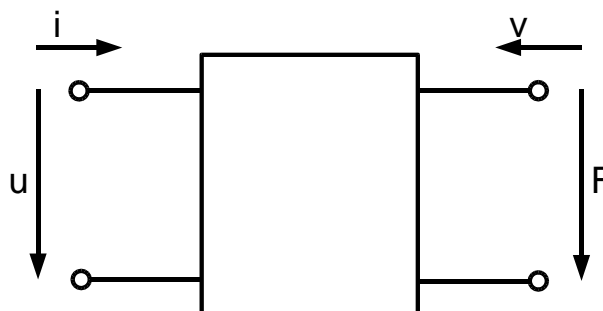


Abbildung 3.5: Elektromechanischer Wandler als Vierpol

Auf der elektrischen Seite des resonanten elektromechanischen Wandlers liegt eine Wechselspannung u an, er nimmt den Wechselstrom i auf. Auf der mechanischen Seite folgt daraus eine Kraft F und eine Geschwindigkeit v (Abb. 3.5).

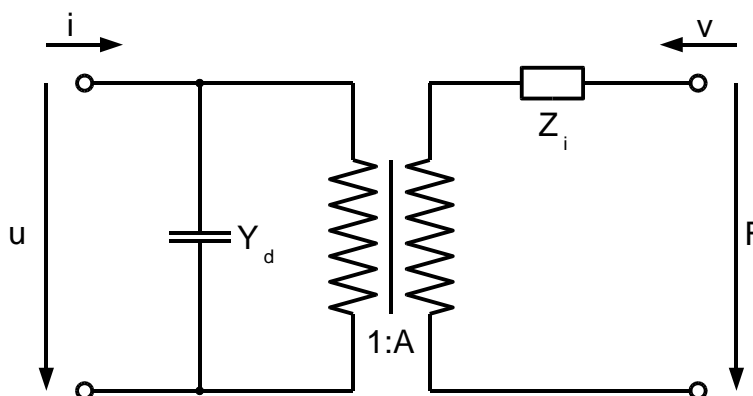


Abbildung 3.6: Ersatzschaltbild des elektromechanischen Wandlers

Die Piezokeramik und ihre Kontaktierung stellt zunächst einmal einen Plattenkondensator dar, wodurch eine elektrische Admittanz von Y_d entsteht. Parallel dazu wandelt sie elektrische in mechanische Energie, was im Schaltbild (Abb. 3.6) durch den Transformator symbolisiert wird. Dessen Übertragungsfaktor A , der den Zusammenhang zwischen elektrischen Größen am Eingang und mechanischen Größen am Ausgang herstellt, ist im Gegensatz zu gewöhnlichen Transformatoren natürlich nicht einheitenlos. Sein Betrag wird von den piezoelektrischen Materialeigenschaften und den Materialeigenschaften und Dimensionen aller schwingenden Teile bestimmt. Auf der mechanischen Seite werden noch im Aktor selbst mechanische Lasten (Dämpfung, Steifigkeit, Trägheit) vorhanden sein, so dass ein Teil der Kraft als innere Kraft vorliegt und nicht äußerlich

zur Verfügung steht. Dielektrische Verluste sind hier nicht berücksichtigt. Es gilt:

$$\begin{aligned} -F &= A \cdot u - Z_i \cdot v \\ i &= Y_d \cdot u + A \cdot v \end{aligned} \quad (3.6.1)$$

bzw. bei Betrachtung der inneren Kraft F_i und des Stroms durch den Transformator i_t :

$$\begin{aligned} F_i &= u \cdot A \\ i_t &= v \cdot A \end{aligned} \quad (3.6.2)$$

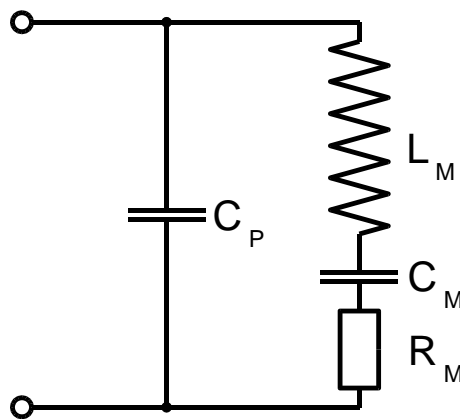


Abbildung 3.7: Ersatzschaltbild des resonanten elektromechanischen Wandlers

In der Nähe einer Resonanzstelle lässt sich das Verhalten des mechanischen Zweiges durch genau drei Elemente – je eine Induktivität, Kapazität und ein ohmscher Widerstand – nachbilden. Dies wird zur Abbildung des mechanischen Systems ausgenutzt (Abb. 3.7). Die Werte für L_M , C_M und R_M erhält man aus dem Vergleich der Differentialgleichungen für erzwungene Schwingungen elektrischer und mechanischer Systeme:

$$\begin{aligned} L_M \frac{d^2 q}{dt^2} + R_M \frac{dq}{dt} + \frac{1}{C_M} q &= U(t) \\ m \frac{d^2 x}{dt^2} + d \frac{dx}{dt} + K x &= F_i \end{aligned} \quad (3.6.3)$$

Unter Verwendung von (3.6.1, 3.6.2) erhält man:

$$\frac{m}{A^2} \frac{d^2 q}{dt^2} + \frac{d}{A^2} \frac{dq}{dt} + \frac{K}{A^2} q = U(t) \quad (3.6.4)$$

und durch Koeffizientenvergleich schließlich:

$$\begin{aligned} L_M &= \frac{m}{A^2} \\ R_M &= \frac{d}{A^2} \\ C_M &= \frac{A^2}{K} \end{aligned} \quad (3.6.5)$$

L_M entspricht also der trägen Masse m , R_M steht für die mechanische Dämpfung d , und C_M stellt die Elastizität dar. Die mechanische Resonanz wird durch die Serienschaltung von L_M , C_M und R_M definiert. Die sog. Serienresonanzfrequenz entspricht der Frequenz mit minimaler Impedanz im Serienzweig, hier kann also die größte Wirkleistung umgesetzt werden. Für nur schwach gedämpfte Systeme gilt:

$$f_s = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_M C_M}} \quad (3.6.6)$$

Eine zweite charakteristische Frequenz ist die Resonanzfrequenz der Gesamtschaltung, also des mechanischen Zweiges mit parallel dazu geschalteter Piezokapazität. Diese wird als Parallelresonanzfrequenz bezeichnet:

$$f_p = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_P + C_M}{L_M C_M C_P}} \quad (3.6.7)$$

Als Maß für die Fähigkeit eines Aktors, elektrische Energie in mechanische Energie umzuwandeln, wird häufig der effektive Kopplungsfaktor k_{eff} verwendet. Er ist definiert als Wurzel aus dem Verhältnis von umgewandelter gespeicherter Energie zur gesamten gespeicherten Energie:

$$k_{eff} = \sqrt{\frac{\text{umgewandelte gespeicherte Energie}}{\text{gesamte gespeicherte Energie}}} \quad (3.6.8)$$

Da im eingeschwungenen Zustand die Energien in den Kapazitäten gespeichert werden, lässt sich dies wie folgt berechnen:

$$k_{eff} = \sqrt{\frac{C_M}{C_M + C_P}} \quad (3.6.9)$$

Mit den Formeln für die Serien- und Parallelresonanzfrequenz kann man auch schreiben:

$$k_{eff} = \sqrt{\frac{f_p^2 - f_s^2}{f_p^2}} \quad (3.6.10)$$

Das bedeutet, dass der effektive Kopplungsfaktor berechnet werden kann, wenn die Serien- und Parallelresonanzfrequenz bekannt sind. Es ist zu beachten, dass die in den Datenblättern der

Piezokeramiken angegebenen Kopplungsfaktoren nur für bestimmte, einfache Geometrien gelten, um eine Vergleichbarkeit der Materialeigenschaften zu gewährleisten. Der sich im Gesamtsystem ergebende effektive Kopplungsfaktor liegt stets deutlich niedriger. Ein niedriger Kopplungsfaktor bedeutet nicht unbedingt einen hohen Energieverlust, wohl aber eine hohe elektrische Blindleistung.

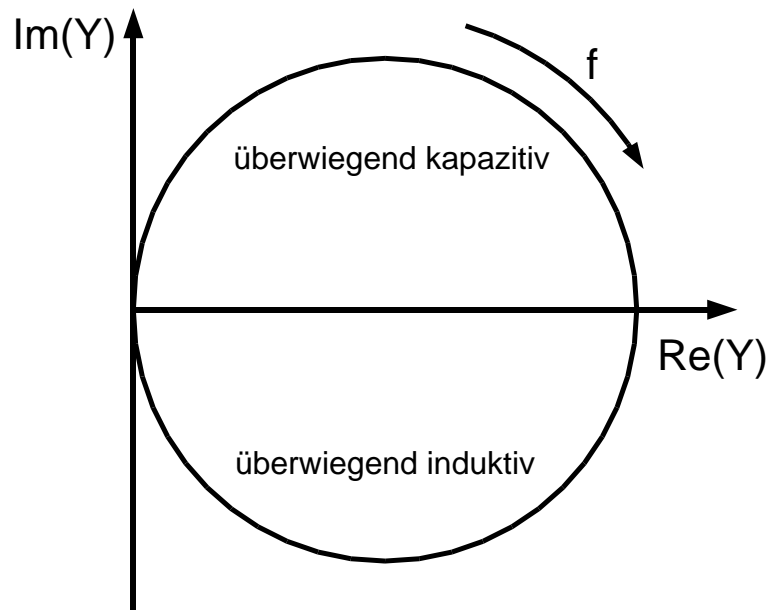


Abbildung 3.8: idealer Admittanzfrequenzgang eines Serienschwingkreises

Es ist vorteilhaft, die Admittanzfrequenzgänge von resonanten elektromechanischen Wandlern in der komplexen Ebene darzustellen. Hier lassen sich Kenngrößen leichter ermitteln und Charakteristika schneller erkennen als beispielsweise im Amplituden-Frequenzgang und Phasengang der Impedanz. Wie aus der Elektrotechnik bekannt, ergibt ein Serienschwingkreis im Admittanzfrequenzgang in der komplexen Ebene einen zur reellen Achse symmetrischen Kreis, der im Ursprung beginnt und endet (Abb. 3.8). Durch die Parallelschaltung der piezoelektrischen Kapazität wird ein kapazitiver Leitwert addiert, der Kreis wird also nach oben verschoben. Bei Vorhandensein von dielektrischen Verlusten kippt er noch etwas nach rechts, in Richtung ohmscher (reeller) Anteile (Abb. 3.9).

Zur Auswertung eines solchen Diagrammes wird zunächst derjenige Punkt auf dem Kreis gesucht, für den gilt, dass eine Ursprungsgerade durch ihn mit der imaginären Achse den Winkel δ und eine weitere Gerade durch ihn und den Kreismittelpunkt mit der reellen Achse den Winkel 2δ bildet. Diese zweite Gerade schneidet den Kreis bei der Serienresonanzfrequenz f_s . Eine Senk-

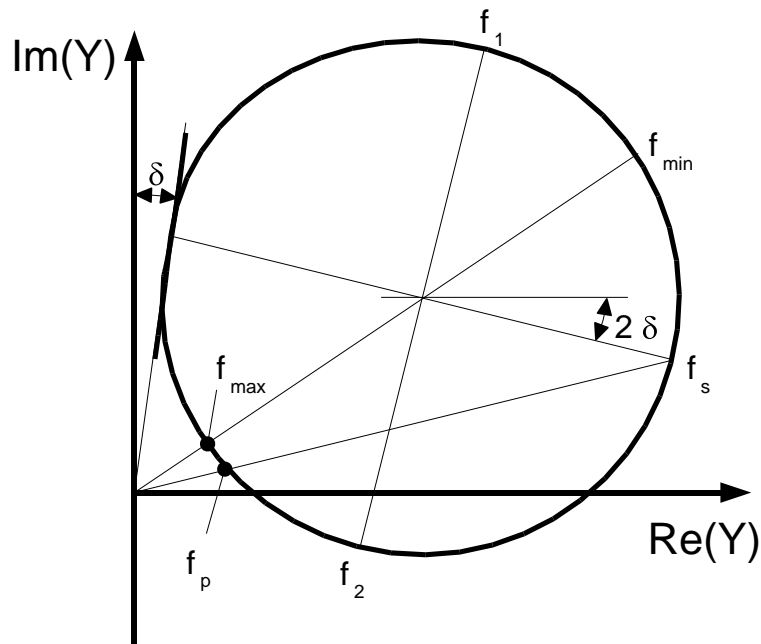


Abbildung 3.9: idealer Admittanzfrequenzgang des Wanderwellenmotors

rechte zur ihr durch den Kreismittelpunkt schneidet den Kreis bei den Frequenzen f_1 und f_2 , die zur Berechnung der mechanischen Güte benötigt werden. Eine Ursprungsgerade durch den Punkt von f_s schneidet den Kreis ein weiteres Mal bei f_p . Die Maximal- und Minimalimpedanzfrequenzen ergeben sich unmittelbar, sind aber nur von untergeordneter Bedeutung.

Folgende Kennwerte lassen sich nun ermitteln:

- Der dielektrische Verlustfaktor

$$\tan(\delta) \quad (3.6.11)$$

- Der effektive Kopplungsfaktor

$$k_{eff} = \sqrt{\frac{f_p^2 - f_s^2}{f_p^2}} \quad (3.6.12)$$

- Die mechanische Güte

$$Q_m = \frac{f_s}{f_2 - f_1} \quad (3.6.13)$$

bzw. das Lehr'sche Dämpfungsmaß (mechanischer Dämpfungsgrad)

$$\alpha = \frac{1}{2Q_m} = \frac{f_2 - f_1}{2f_s} \quad (3.6.14)$$

Bei der Betrachtung der Kennwerte für die mechanische Dämpfung ist zu beachten, dass in der Literatur mehrere Begriffe und verschiedene Formelzeichen hierfür verwendet werden. Außerdem stehen weitere Kennwerte zur Charakterisierung der Dämpfung zur Verfügung, so z. B. das logarithmische Dekrement und die Abklingkonstante, für die jeweils wiederum mehrere Formelzeichen gebräuchlich sind. Es kann dadurch leicht zu Verwechslungen kommen.

Der Statorring eines Wanderwellenmotors, der korrekt ausgelegt und gefertigt wurde und keine Beschädigung aufweist, wird bei einer Messung des Admittanzfrequenzganges stets in guter Näherung einen Kreis in der komplexen Ebene ergeben. In den meisten Fällen wird dieser Kreis die reelle Achse schneiden, also nicht vollständig im kapazitiven Bereich liegen.

3.7 Reibschlüssiger Abtrieb

Durch eine im Statorring umlaufende Wanderwelle werden Punkte an der Oberfläche der Abtriebsstrecke nicht nur auf und ab, sondern auf einer elliptischen Bahn bewegt. Wird nun ein Läufer bzw. Rotor mit einem geeigneten Reibbelag auf diese Oberfläche gepresst, so herrscht zwischen den momentan maximal ausgelenkten Statorpunkten und dem Reibbelag eine deutlich größere Flächenpressung und damit Reibung als an den anderen Statorpunkten. Die maximal ausgelenkten Punkte haben zu diesem Zeitpunkt eine Geschwindigkeit in Vorschubrichtung des Motors. Daher wird der Reibbelag von diesen Punkten voran getrieben. Da die anderen Punkte gleichzeitig bremsend wirken, wird sich als Abtriebsgeschwindigkeit ein Wert zwischen Null und der Momentangeschwindigkeit der voll ausgelenkten Punkte einstellen.

Die theoretische maximal erreichbare Geschwindigkeit des Wanderwellenmotors kann daher nach [3] durch die Geschwindigkeit eines Oberflächenpunktes auf seiner elliptischen Bahn wie folgt abgeschätzt werden:

$$\left(\frac{\partial u}{\partial t}\right)_{max} = -h_0 \hat{y} k \omega \quad (3.7.1)$$

Man erkennt, dass mit zunehmendem Abstand h_0 von der neutralen Faser die Geschwindigkeit des Motors steigt, sofern alle anderen Parameter (Amplitude \hat{y} , Wellenzahl k , Kreisfrequenz ω) annähernd konstant bleiben. Aus diesem Grund findet sich auf den meisten Wanderwellenmotoren mit Biegewelle eine Zahnstruktur, die den Abstand von der neutralen Faser vergrößert, die Steifigkeit aber fast unverändert lässt. Die maximale Vorschubkraft ist durch die Gleitreibung zwischen dem Reibbelag und dem Stator beschränkt. Dabei ist zu beachten, dass diese Kraft von der Amplitude der Wanderwelle bei gegebener Konstruktion unabhängig ist, also auch bei schwächerer Ansteuerung die volle Kraft zur Verfügung steht, solange keine Haftreibung einsetzt. Wird ein

Wanderwellenmotor für größere Amplituden ausgelegt, so kann allerdings die Anpresskraft zwischen Reibbelag und Stator vergrößert werden, womit auch die Reibung und somit die Vorschubkraft steigt. Die Grenze dessen wird nur durch Verschleiß und eventuelle Geräuschentwicklung durch Stick-Slip-Effekte gesetzt.

Im Gegensatz zu rotatorischen Wanderwellenmotoren wie dem Shinsei-Motor ist bei diesem linearen Wandwerwellenmotor zu beachten, dass der Läufer stets nur mit einem kleinen Teil des Stators reibschlüssigen Kontakt hat. Es befinden sich daher immer lediglich zwei bis drei Wellenberge im Bereich des Läufers. Ein herannahender Wellenberg kommt plötzlich mit dem Läufer in Berührung, wirkt für kurze Zeit treibend, und verlässt den Bereich des Läufers wieder.

3.8 Harte und weiche Reibbeläge

Wie bereits erwähnt haben die momentan maximal ausgelenkten Punkte der Abtriebsstrecke die höchste Geschwindigkeit in Vorschubrichtung. Aufgrund der Elastizitäten von Stator und Läufer liegt eine Berührung jedoch nicht nur an diesen Maxima, sondern auch an weniger stark ausgelenkten Punkten vor. Bei entsprechend weichen Reibbelägen berühren diese den Stator vollflächig, wobei an den voll ausgelenkten Punkten lediglich eine höhere momentane Flächenpressung herrscht als in den anderen Bereichen. Dies legt nahe, möglichst harte Reibbeläge zu verwenden. In jedem Fall sind jedoch immer mehrere Punkte mit unterschiedlichen Geschwindigkeitskomponenten in Vorschubrichtung gleichzeitig im Eingriff. Bei weichen Reibbelägen kann hierbei ein gewisser Ausgleich durch Elastizität stattfinden, während bei härteren Belägen diese Geschwindigkeitsdifferenzen voll in Schlupf aufgehen. Weiche Reibbeläge haben daher ebenso Vorteile.

Bei dem vorliegenden Motor hat bereits [1] auf eher weiche Reibbeläge gesetzt, da die Trajektorien der Oberflächenpunkte relativ ungleichmäßig zu erwarten sind, d. h. zu dem oben beschriebenen Effekt kommt noch hinzu, dass auch die momentan voll ausgelenkten Punkte unterschiedlich schnell sind. Harte Reibbeläge führen hier zu starken Quietschgeräuschen und ungleichmäßigem Lauf.

Bei weichen Reibbelägen wirken letztlich die in Vorschubrichtung momentan schnellen Statorpunkte treibend, während andere eher bremsend wirken. Die sich einstellende Geschwindigkeit entspricht derjenigen von Punkten in einer mittleren Ebene etwas unterhalb der vollen Amplitude. Der Motor verhält sich also so, als würde eine Berührung nicht auf den Wellenbergen, sondern in dieser *mittleren Berührebene* stattfinden.

Sowohl weichere Reibbeläge (mit meist höherem Reibkoeffizienten) als auch höhere Anpresskräfte verursachen eine Verschiebung der mittleren Berührebene hin zum Stator. Der Motor wird

dadurch also zwar höhere Kräfte, aber nur niedrigere Geschwindigkeiten erzielen. Zu harte Reibbeläge oder zu geringe Anpresskräfte führen dagegen zu einer mittleren Berührebene mit nur wenig Kontakt zum Stator, was wie erwähnt zu ungleichmäßigem Lauf aufgrund unzureichender Mittelung der Geschwindigkeiten führt.

3.9 Problem der Langsamfahrt

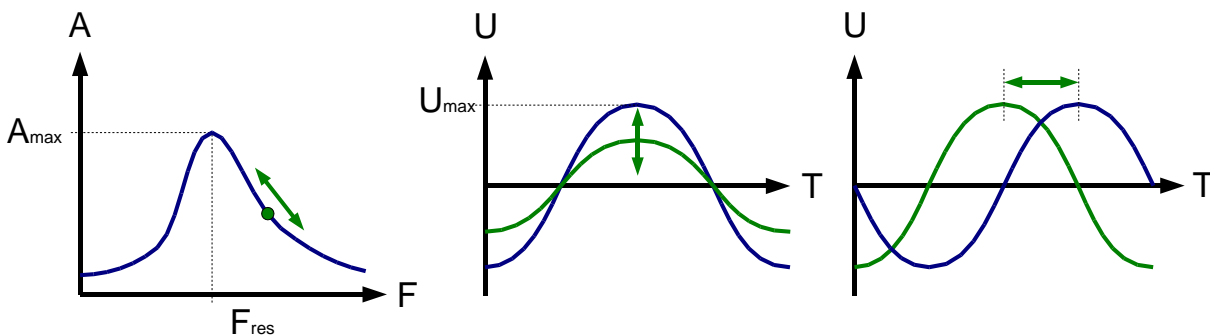


Abbildung 3.10: Möglichkeiten der Ansteuerung zur langsamen Fahrt

Eine gängige Methode, um einen Wanderwellenmotor nicht bei voller Geschwindigkeit bzw. Drehzahl zu betreiben, ist die Verringerung der Schwingungsamplitude im Stator. Dadurch sinkt die Geschwindigkeit der Oberflächenpunkte auf ihren elliptischen Bahnen (vgl. Gleichung 3.7.1) und somit die Abtriebsgeschwindigkeit. Die Schwingungsamplitude kann reduziert werden, indem entweder die Schwingungen schwächer angeregt werden, also mit kleinerer Spannung an den Piezos (Abb. 3.10 Mitte), oder indem bei gleichbleibenden Spannungen von der Resonanzfrequenz abgewichen wird (Abb. 3.10 links). Letzteres wird beispielsweise beim Shinsei-Motor angewandt. Hierbei tritt jedoch der Effekt auf, dass bei zu kleinen Amplituden plötzlich Haftreibung zwischen Stator und Läufer einsetzt und der Motor somit schlagartig zum Stillstand kommt, was insbesondere bezüglich der Regelbarkeit sehr problematisch ist. Beim Betrieb außerhalb der Resonanzfrequenz leidet außerdem der Wirkungsgrad, da sich das Verhältnis von Wirkleistung zu Blindleistung verschlechtert.

Eine weitere Möglichkeit besteht darin, die Phasenlage zwischen den beiden verwendeten stehenden Wellen so zu verändern, dass die resultierende Schwingung sowohl Eigenschaften einer kleineren Wanderwelle als auch einer stehenden Welle hat (siehe Abschnitt 3.1, Abb. 3.10 rechts). Während die kleinere Wanderwelle für eine nur noch langsame Vorschubbewegung sorgt, wird durch die stehende Welle sicher gestellt, dass keine Haftreibung einsetzen kann, da für jeden

Oberflächenpunkt ein mit hoher Frequenz intermittierender Kontakt vorliegt. Die stehende Welle benötigt aber einen erheblichen Teil der Schwingungsenergie, so dass der Wirkungsgrad des Motors deutlich sinkt.

Kapitel 4

Ansatzpunkte zur Optimierung

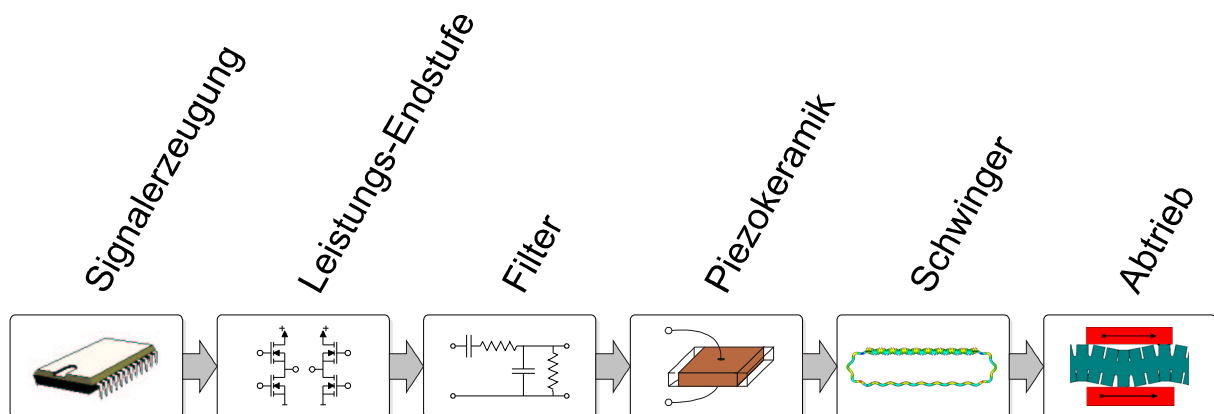


Abbildung 4.1: Vereinfachte Wirkungskette des linearen Wanderwellenmotors

Abbildung 4.1 gibt einen groben Überblick über die Wirkungskette des linearen Wanderwellenmotors. Zunächst werden in einer elektronischen Regelung Signale erzeugt, die von ihrer Frequenz und Phasenlage her denen entsprechen, die zur Anregung der beiden Eigenformen des Stators verwendet werden sollen. Diese werden in einer Leistungs-Endstufe auf ein zur Ansteuerung von Piezoelementen geeignetes Niveau gebracht. Da in der Signalerzeugung und in der Leistungs-Endstufe Rechteck-Signale sinnvoll sind, der Schwinger aber harmonisch (also sinusförmig) angeregt werden soll, wird ein Filter verwendet. Der Piezokeramik, ihrer Gestalt und ihrer Anbringung am Stator kommt besonders große Bedeutung zu, da hier die eigentliche Wandlung von elektrischer Energie in mechanische Energie statt findet und diese in den Schwinger eingekoppelt wird. Dieser ist das Kernstück jedes Wanderwellenmotors. Sein (annähernd) degenerierendes Eigenformpaar sorgt dafür, dass die Schwingungen zu elliptischen Trajektorien der Oberflächenpunkte von technisch nutzbarer Größe führen. Die geeignete Auslegung des reibschlüssigen Abtriebs

wiederum entscheidet darüber, wie gut die noch mikroskopische Schwingungsenergie in einen makroskopischen Vorschub umgesetzt wird. Hier liegt der Hauptaugenmerk auf dem Reibkontakt zwischen Stator und Läufer, aber auch Steifigkeit, Leichtbau und konstruktive Randbedingungen müssen beachtet werden.

Der Einfachheit halber sind die auftretenden Rückwirkungen hier nicht dargestellt. In der Praxis sind sie jedoch beträchtlich. Beispielsweise hat die Wärmeentwicklung im Abtrieb eine Drift der Resonanzfrequenzen zur Folge. Diese wiederum wirkt sich aufgrund der starken elektromechanischen Kopplung auf die Eingangsimpedanz der Piezokeramik aus. Somit ändert sich auch das Verhalten des Filters, das dann ja anders belastet wird. Letztlich muss die Signalerzeugung auf die Drift der Resonanzfrequenzen reagieren.

4.1 Elektronische Signalerzeugung

4.1.1 Arbeitsfrequenz

Im Idealfall sollten wie in Abschnitt 2.1.1 beschrieben beide Anregungsbereiche eines Wanderwellenmotors bei einer gemeinsamen Eigenfrequenz in Resonanz betrieben werden. Im einfachsten Fall ließe sich dies erreichen, indem die kapazitiven Piezoelemente durch entsprechende Induktivitäten ergänzt werden, so dass sich ein elektrischer Schwingkreis ergibt, der die selbe Resonanzfrequenz besitzt wie das mechanische System. Dieser kann mit rein analogen Bauteilen in seiner Resonanzfrequenz betrieben werden, indem er mit einem Verstärker entdämpft wird (LC-Oszillator, Armstrong-Oszillator, Abb. 4.2) [48].

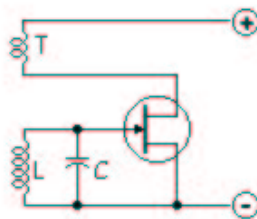


Abbildung 4.2: LC-Oszillator [48]

Problematisch ist an dieser Stelle, dass die Signalerzeugung und der Leistungsteil identisch sind. Die an der Frequenzerzeugung beteiligten Bauteile müssen sich also für die hohen Spannungen und Ströme an den Piezokeramiken eignen. Insbesondere muss der im Vergleich zu Anwendungen der Nachrichtentechnik hohe Wirkleistungsanteil berücksichtigt werden. Da sich vor allem

durch Temperaturänderungen die mechanischen Resonanzfrequenzen in anderem Maße verschoben als die des elektrischen Schwingkreises, wird sich die angeregte Frequenz bei thermischen Einflüssen deutlich von der optimalen Betriebsfrequenz entfernen.

Deutlich bessere Ergebnisse verspricht eine Regelung mittels Nachlaufsynchronisation (Phase Locked Loop, PLL, Abb. 4.3) [47], wie sie aus der Audio- und Nachrichtentechnik bekannt ist, von [2] für Wanderwellenmotoren beschrieben und von [1] verwendet wurde. Hierbei kann ein Teil der am Stator angebrachten Piezokeramik als Sensor für die mechanische Schwingung verwendet werden, häufig das $\frac{\lambda}{4}$ breite Segment zwischen den beiden Anregungsbereichen (Abb. 3.3). Ein PLL-Baustein stellt letztlich eine bestimmte Phasenlage zwischen Anregung und mechanischer Antwort ein, so dass die Betriebsfrequenz der eventuell driftenden Resonanzfrequenz stets folgt. Anders formuliert: Der Resonanzfall wird anhand der Phasenlage erkannt, die sich zwischen dem anregenden Ausgangssignal der Elektronik (F_0) und dem vom Sensor gemessenen Signal (F_t) einstellt. Die Signale werden von einer schaltenden Endstufe auf entsprechende Leistungen gebracht. Dies ist auch hinsichtlich der Verlustleistungen gegenüber der rein analogen Lösung vorteilhafter [32].

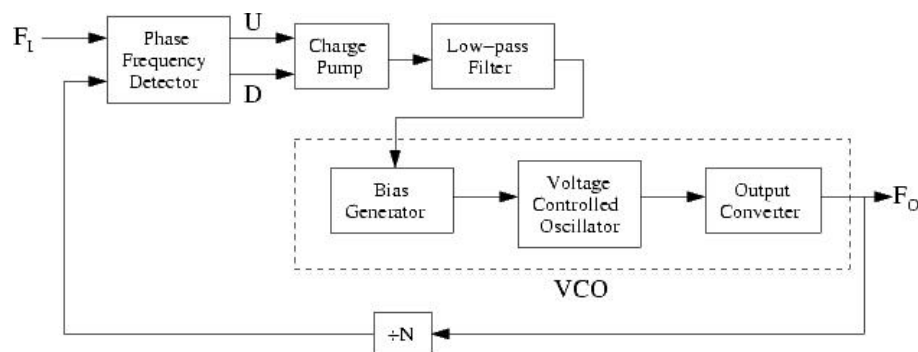


Abbildung 4.3: Nachlaufsynchronisation [47]

Bei beiden Konzepten stellt sich jedoch als Problem dar, dass bei nicht ideal degenerierenden Moden keine optimale Betriebsfrequenz zwischen den beiden Resonanzfrequenzen gefunden wird, sondern lediglich eine der Moden von der Regelung berücksichtigt wird. Der Entwickler hat hier wenig Möglichkeiten, in den Regelkreis gezielt einzugreifen, Regelparameter anzupassen und Umgebungseinflüsse zu kompensieren. Eine Änderung der Phasenlage zwischen den beiden Ansteuersignalen im Betrieb ist kaum realisierbar.

Diese Probleme können gelöst werden, wenn aufwändigere Regelkonzepte verfolgt werden. Durch eine modellbasierte Regelung mit neuronalem Netzwerk (Abb. 4.4) [49] wird stets optimal angeregt. Der benötigte Hardware-Aufwand für die dabei aufzuwendende Rechenleistung ist

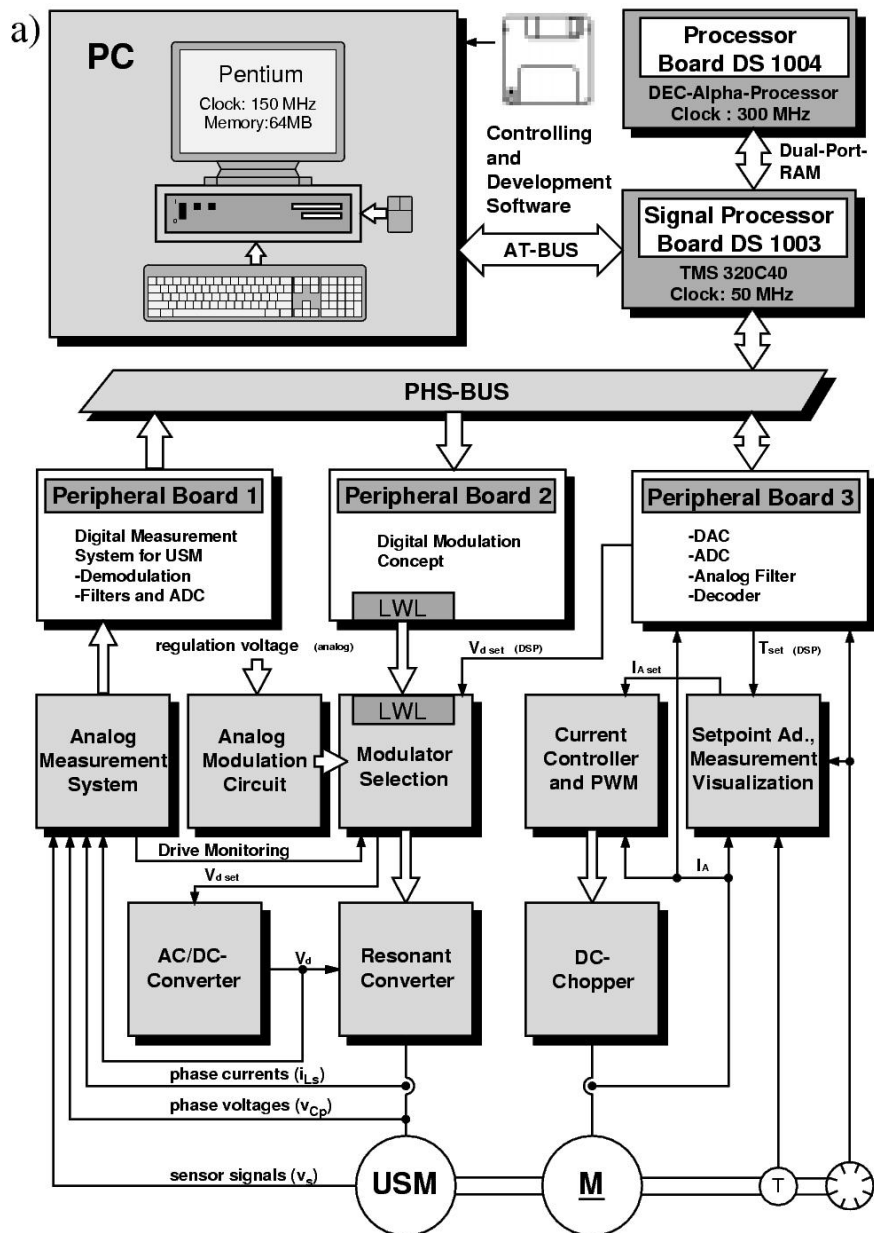


Abbildung 4.4: modellbasierte Regelung [49]

jedoch außerhalb von Labortests in der Praxis nicht zu vertreten.

Einen Kompromiss stellt die Verwendung eines kostengünstigen Microcontrollers dar. [52] verwendet einen Digitalen Signalprozessor (DSP) von Typ TMS320F243 zur Ansteuerung eines Shinsei-Motors, bleibt dabei jedoch im Wesentlichen bei den schon von Shinsei verwendeten Konzepten der Drehzahlsteuerung über die Arbeitsfrequenz und verzichtet leider auf innovative Konzepte wie in dieser Arbeit oder auch von [49] vorgeschlagen. In der vorliegenden Arbeit wurde ein Prozessor der niedrigen Preisklasse, der PIC 17C456 von Microchip ausgewählt. Auch er ver-

fügt über mehrere A/D-Wandler, so dass analoge Signale als Rückkoppelung für einen Regelkreis verwendet werden können. Durch die Zweckentfremdung der integrierten PWM-Module lassen sich auf einfache Weise die benötigten Frequenzen ausgeben. Bei konventionellen Elektromotoren wird mit den pulswertenmodulierten Signalen konstanter Frequenz üblicherweise die Effektivspannung und somit letztlich die Stärke der Ansteuerung eingestellt. Im vorliegenden Fall dagegen steht die Einstellung der optimalen Anregungsfrequenz im Vordergrund; die PWM-Ausgänge des Prozessors sind hierfür ebenfalls recht gut geeignet. Für die Ermittlung der Resonanzfrequenzen der beiden orthogonalen Moden können verschiedene Größen ausgewertet werden. Besonders interessant erscheinen zum einen die bereits erwähnten Signale von Sensor-Piezos am Stator, deren Spannung ein direktes Maß für die mechanische Schwingung darstellt, und zum anderen Spannungen und Ströme an den anregenden Piezos, aus denen die Impedanz und die aufgenommene Leistung des jeweiligen Anregungsbereichs ermittelt werden kann.

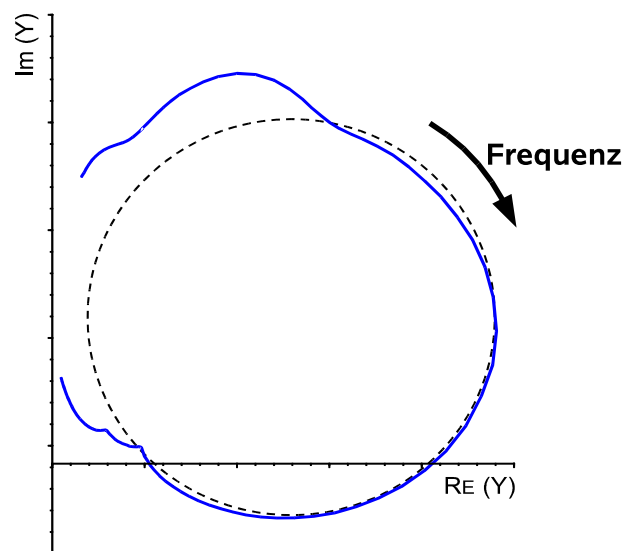


Abbildung 4.5: gemessener Admittanzfrequenzgang

[2] erwähnt bereits die Möglichkeit der Auswertung der Impedanzänderung, allerdings unter Zuhilfenahme einer Beobachter-Schaltung. Diese wurde in der vorliegenden Arbeit nicht verwendet. Der mit analogen Dividierern ermittelte Betrag der Impedanz und ihre von einem im Microcontroller integrierten Capture-Modul festgestellte Phasenlage liefern alle Informationen, um auf die mechanische Resonanz schließen zu können (vgl. Abschnitt 3.6). Bei geringen dielektrischen Verlusten – was bei geeigneter Wahl der Piezokeramik der Fall ist – findet sich die Serienresonanzfrequenz, also die mechanische Resonanz der betreffenden Mode, beim Maximum des Realteils der Admittanz (Abb. 4.5).

Um die Admittanzauswertung zu realisieren, muss neben der relativ einfach zu messenden Spannung an den Piezos auch der von ihnen aufgenommene Strom von der Elektronik erfasst werden. Aus Gründen, die in Abschnitt 4.2 näher erläutert werden, ist keine der Klemmen des Motors auf Erdpotential. Dies bedeutet für die Strommessung, dass die übliche Methode der Messung mittels Shunt-Widerstand gegenüber Masse nicht anwendbar ist. Erdfreie Ampèremeter sind gewöhnlich nicht für die hier vorliegenden hohen Spannungen geeignet, da das Betriebspotential der gängigen Operationsverstärker typischerweise bei nur 15 Volt liegt. Versuche mit einem sog. High Common Mode Differenzverstärker (dem AD629 von Analog Devices, einer Weiterentwicklung des geläufigen INA117 von Burr-Brown) führten ebenfalls nicht zum Erfolg, da die frequenzabhängige Gleichtaktunterdrückung, die Common Mode Rejection Ratio (CMRR), hier nicht mehr ausreichte. Trennverstärker – ob optisch, kapazitiv oder transformatorisch – sind zwar auch für den geforderten Spannungs- und Frequenzbereich erhältlich, aber nicht wirtschaftlich. Sehr kostengünstig und mit äußerst geringem Aufwand verwendbar ist dagegen ein Strommesstransformator. Zur Verwendung kam in dieser Arbeit der AS200 von Talema mit einem Wicklungsverhältnis von 1:50. Er wurde mit einem gewöhnlichen 0,25-Watt-Widerstand von $50\ \Omega$ terminiert; ein Leistungswiderstand erübrigt sich. Die resultierende Stromempfindlichkeit beträgt $\frac{U_{mess}}{I} = 1\ \frac{V}{A}$. Das Signal U_{mess} kann mit einer einfachen Operationsverstärkerschaltung belastungsfrei weiterverarbeitet werden (Abb. 4.6).

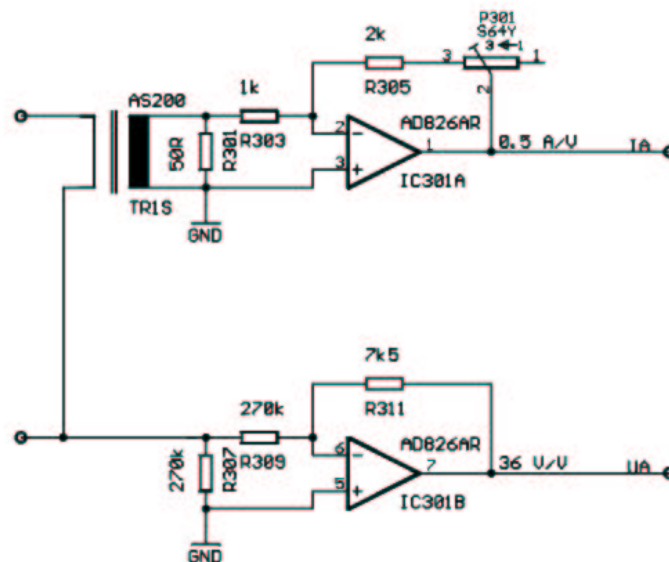


Abbildung 4.6: Teilschaltung zur Strom- und Spannungsmessung

Die Signale für die Ströme und Spannungen an den Piezos werden zum einen hinsichtlich ihrer Phasenlage und zum anderen bezüglich ihrer Effektivwerte ausgewertet. Für die Phasenlage werden Nulldurchgangsdetektoren verwendet, so dass die Phaseninformation durch eine Messung der Zeitspanne zwischen zwei Nulldurchgängen gewonnen werden kann. Die Effektivwertbildung dient dazu, dem Microcontroller zu jedem Zeitpunkt die schnelle Messung des Betrages von Strom oder Spannung zu ermöglichen, ohne dass sein A/D-Wandler den gesamten Signalverlauf mit mehr als der doppelten Ansteuerfrequenz (nach Shannon) abtasten müsste. Alternativ wäre auch eine Scheitelwert- oder Betragsmittelwertbildung durch entsprechend beschaltete Operationsverstärker denkbar.

Um die Arbeitsfrequenz des Wanderwellenmotors ausreichend genau einstellen zu können, ist eine Frequenzauflösung von höchstens 10 Hz, besser 1 Hz anzustreben. Die Admittanz- und Amplitudenfrequenzgänge bisheriger Prototypen [1] zeigten bereits, dass eine Frequenzänderung in dieser Größenordnung nur einen relativ geringen Einfluss auf das Schwingungsverhalten hat. Eine Änderung von rund 100 Hz dagegen kann die Amplitude auf weniger als die Hälfte zusammenbrechen lassen. Die geforderte Frequenzauflösung lässt sich mit dem verwendeten einfachen und kostengünstigen Microcontroller nicht ohne weiteres erreichen. Seine hierfür zweckentfremdeten PWM-Ausgänge können bezüglich ihrer Frequenz nur in einer Auflösung von 8 Bit (Register PR) programmiert werden, was bei einer Taktfrequenz von 32 MHz und einer Arbeitsfrequenz des Motors von 50 kHz eine Frequenzauflösung des PWM-Moduls von 314 Hz ergibt.

$$f_{PWM} = f_{PIC} \frac{1}{4(PR + 1)} \quad (4.1.1)$$

Aus der Gleichung wird unmittelbar ersichtlich, dass neben dem Wert im Register PR die Taktfrequenz des Microcontrollers eine Möglichkeit zur Einstellung der vom PWM-Ausgang erzeugten Frequenz und damit der Arbeitsfrequenz des Motors darstellt. Somit verlagert sich das Problem der Frequenzauflösung auf diese Taktfrequenz. Zu deren Erzeugung kann anstelle eines festen Quarzoszillators ein numerisch programmierbarer Oszillator (Numeric Controlled Oszillator, NCO) verwendet werden, der seinerseits wiederum von einem festen Referenztaktsignal abhängt. Aus diesem Referenztakt erzeugt der NCO abhängig von einem Kontrollwert, den er vom PIC erhält, ein auf diese Art sehr genau einstellbares Rechtecksignal als Prozessortakt. Zur Anwendung kam der NCO AD9850, der eine Auflösung von 32 Bit bietet, was in diesem Fall einem kleinsten Frequenzschritt von nur wenigen mHz entspricht. Da der Takt für den PIC vom NCO generiert wird, der seinerseits wieder vom PIC programmiert wird, stellt sich ein Problem mit der Inbetriebnahme bzw. der Initialisierung des Systems, zumal der Speicher des AD9850 flüchtig ist. Daher wurde für die Phase der Initialisierung ein weiterer, einfacherer Taktgeber eingeführt,

mit dessen Signal (Initialtakt) der Microcontroller zunächst startet, den NCO programmiert und anschließend auf die NCO-Frequenz umschaltet (Abb.4.7). Die Programmierung des NCO kann wahlweise seriell (SPI) oder parallel (8 Bit) erfolgen, wobei hier die serielle Variante gewählt wurde, um weniger Ausgänge des PIC zu belegen und da für weitere Peripherie ohnehin der SPI-Bus verwendet wird.

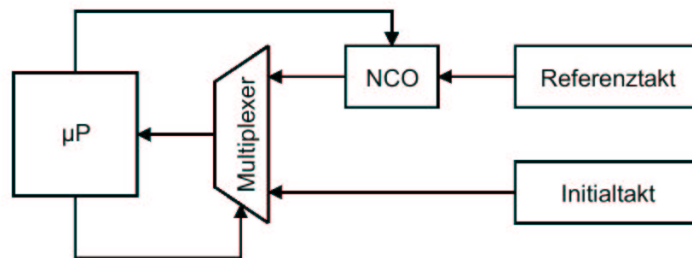


Abbildung 4.7: Initialisierung der Taktversorgung

Zwar stellt der AD9850 kein Rechteck-Signal, sondern nur ein Sinussignal an einem differentiellen Stromausgang zur Verfügung, doch bei Terminierung des Stromausganges mit einem Widerstand kann die dort abfallende Spannung dem im selben Baustein integrierten Komparator zugeführt werden, so dass dieser nun ein geeignetes Rechtecksignal liefert. Diese Arbeitsweise – zusammen mit einer Filterung des Sinussignales – wird auch vom Hersteller empfohlen.

Mit dem beschriebenen Aufbau ist es möglich, zunächst nach dem Einschalten der Elektronik einen Admittanz-Frequenzgang der beiden Anregungsbereiche aufzunehmen und in der Frequenz mit maximalem Realteil der Admittanz in sehr guter Näherung die Serienresonanzfrequenz des jeweiligen Anregungsbereiches zu finden (vgl. Abschnitt 3.6). Da sich die Resonanzfrequenzen insbesondere mit der Betriebstemperatur allmählich verändern, sollte diese Messung in geeigneten Intervallen wiederholt werden. Diese hängen letztlich davon ab, für welche Aufgaben der Antrieb vorgesehen ist und zu welchen Zeitpunkten er ohnehin steht, ein Frequenz-Sweep also nicht störend ist. Eine weitere Möglichkeit besteht darin, im Sinne einer Nachlaufsynchronisation (Phase Locked Loop) die ohnehin schon durch die Elektronik gemessene Phasenlage zwischen anregender Spannung und aufgenommenem Strom konstant zu halten. Dies wurde in der vorliegenden Arbeit jedoch nicht umgesetzt.

4.1.2 Phasenlage der anregenden Signale

Wie in Abschnitt 3.3 erläutert, ergeben sich bei nicht ideal degenerierenden Moden, also bei voneinander abweichenden Resonanzfrequenzen, unterschiedliche Phasengänge für die beiden Anregungsbereiche. Hieraus folgt, dass deren Phasenverschiebungen zwischen elektrischer Anregung und mechanischer Antwort im Betriebspunkt nicht gleich groß sind. Eine Phasenlage von 90° zwischen den elektrischen Signalen führt daher nicht zu der gewünschten Phasenlage von 90° zwischen den sich überlagernden mechanischen stehenden Wellen. Aus diesem Grund muss die Phasenlage der elektrischen Signale angepasst werden. Wie bei der Regelung auf die optimale Betriebsfrequenz können hierbei entweder Signale von Sensor-Piezos oder auch in der Endstufe gemessene Spannungen und Ströme an den Anregungsbereichen ausgewertet werden. Driften beide Moden auch bei veränderter Betriebstemperatur jedoch nicht nennenswert auseinander, so genügt auch eine einmalige feste Einstellung der für diesen Motor passenden Phasenlage. In der vorliegenden Arbeit war dies leicht durch die Programmierung des Microcontrollers zu erreichen.

4.1.3 Langsamfahrt

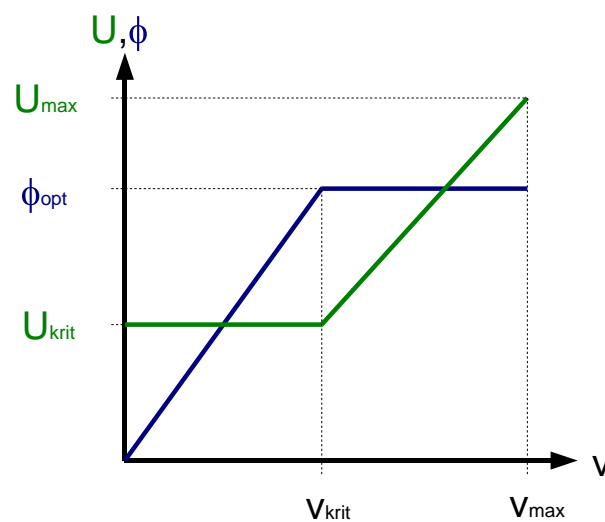


Abbildung 4.8: Vorgeschlagenes Konzept zur Langsamfahrt

Zur Steuerung der Abtriebsgeschwindigkeit können wie in Abschnitt 3.9 erläutert verschiedene Ansätze verfolgt werden. Bei hohen bis mittleren Geschwindigkeiten ist die Verkleinerung der Anregespannung besonders vorteilhaft, da hier der Wirkungsgrad unverändert bleibt. Langsame Geschwindigkeiten dagegen lassen sich nur dann zuverlässig einstellen, wenn die Phasenlage

zwischen den Anregebereichen verändert wird. In beiden Fällen bleibt die Eingangsadmittanz des Motors unverändert, was die Gestaltung der Endstufen vereinfacht. Aus diesen Betrachtungen ergibt sich, dass es vorteilhaft ist, für mittlere Geschwindigkeiten zunächst die Amplitude der Anregespannung zu verringern und für langsame Fahrt bei gleichbleibender moderater Anregespannung die Phasenlage zwischen den Signalen zu verstellen (Abb. 4.8). Für die Änderung der Amplituden werden pulswellenmodulierte Signale verwendet und anschließend gefiltert.

4.1.4 Weitere Fähigkeiten der elektronischen Ansteuerung

Die Ansterelektronik ist mit einem einfachen Ziffernblock und einer 7-Segment-Anzeige ausgestattet, mit deren Hilfe der Benutzer Betriebsmodi einstellen und den Status des Microcontrollers beobachten kann. Hierfür wurde eine gewisse grobe Menüstruktur implementiert. Darüber hinaus verfügt die Elektronik über eine serielle RS232-Schnittstelle, über die die selben Aufgaben mit einem entsprechenden PC-Programm oder einem anderen übergeordneten Rechner wahrgenommen werden können. In dieser Arbeit wurde ein solches PC-Programm – der Linear Travelling Wave Ultrasonic Motor Manager (LTWUMM, Abb.4.9) – jedoch nur ansatzweise implementiert.

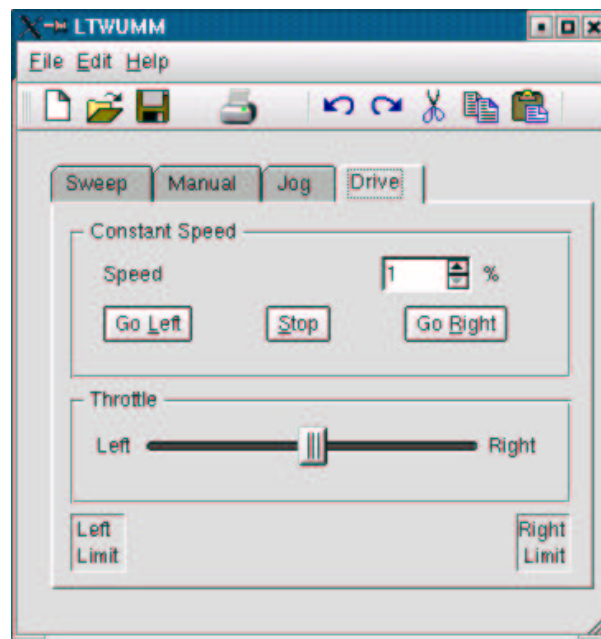


Abbildung 4.9: PC-Programm zur Interaktion mit dem Microcontroller

4.2 Leistungselektronik

4.2.1 Filter

Um die von elektrischen Antrieben benötigten Leistungen bereit zu stellen, kommen heute zu- meist schaltende Endstufen zum Einsatz, da diese sich bei entsprechender pulsweitenmodulier- ter Ansteuerung durch geringe Verlustleistung auszeichnen. Es existiert eine breite Auswahl von Leistungs-MOSFETs mit entsprechenden Treiber-Bausteinen am Markt, die aber meist für die in- duktiven Lasten konventioneller elektrodynamischer Antriebe ausgelegt sind. Im Zusammenhang mit den kapazitiven Lasten der Piezos in Wanderwellenmotoren können sich Probleme mit extrem steilen Stromanstiegsflanken, hohen Strömen und letztlich Instabilität der Endstufe ergeben.

Die Kapazität der Piezos kann allerdings mit entsprechend abgestimmten Induktivitäten kom- biniert werden, so dass sich eine geeignete Last für die Endstufen ergibt. Gleichzeitig wird hierbei das rechteckige Signal der Endstufen gefiltert, um unerwünschte Oberschwingungen der Stators zu unterdrücken. Hierzu hat [1] eine einfache vorgeschaltete Spule verwendet, so dass die Re- sonanzfrequenz der Schaltung mit der Arbeitsfrequenz des Wanderwellenmotors übereinstimmt (Abbildung 4.10).

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{L_1 C_P}} \stackrel{!}{=} \omega_s \quad (4.2.1)$$

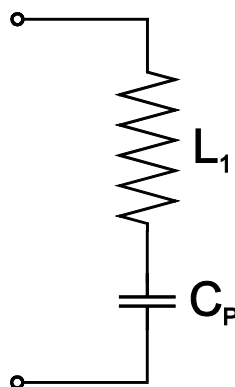


Abbildung 4.10: Vorgeschaltete Spule als einfaches Filter

Dieser Aufbau filtert nicht nur die Signale, sondern führt außerdem zu einer beträchtlichen Spannungsüberhöhung in Resonanz. Driftet jedoch die Arbeitsfrequenz des Wanderwellenmotors (beispielsweise aufgrund einer Erwärmung), so sind die Resonanzfrequenzen von Motor und Filter gegeneinander verstimmt, und die Spannung lässt deutlich nach. Aufgrund der Tatsache, dass die Ladung der Piezos bei jedem Schwingungszyklus in der Endstufe gegen Masse abfließt und nicht

rückgewonnen wird, führt diese Anordnung in der Endstufe zu höheren Strömen als eigentlich benötigt, der Wirkungsgrad verschlechtert sich.

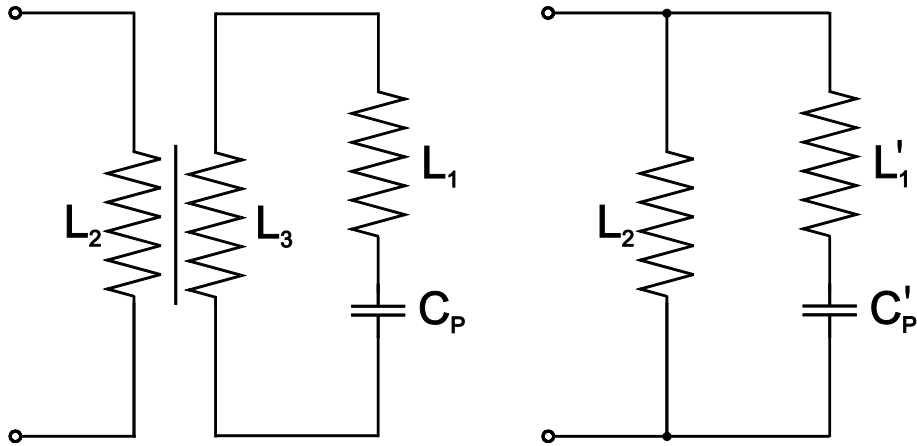


Abbildung 4.11: Serienschwingkreis als Filter und sein Ersatzschaltbild

Werden die Piezos galvanisch entkoppelt und mit einem Übertrager und einer vorgeschalteten Induktivität angesteuert (Serienschwingkreis, Abbildung 4.11), so entsteht ebenfalls eine deutliche Spannungsüberhöhung, die empfindlich auf Frequenzänderungen reagiert. Da die Ladung hier nicht gegen Masse abfließt, ließe sich theoretisch ein höherer Wirkungsgrad erzielen. Bei realen Übertragern – zumindest bei den einfachen und kostengünstigen – tritt jedoch das Problem auf, dass die im Rechtecksignal der Endstufe enthaltenen hohen Frequenzen zu beträchtlichen Verlusten im Kernmaterial führen.

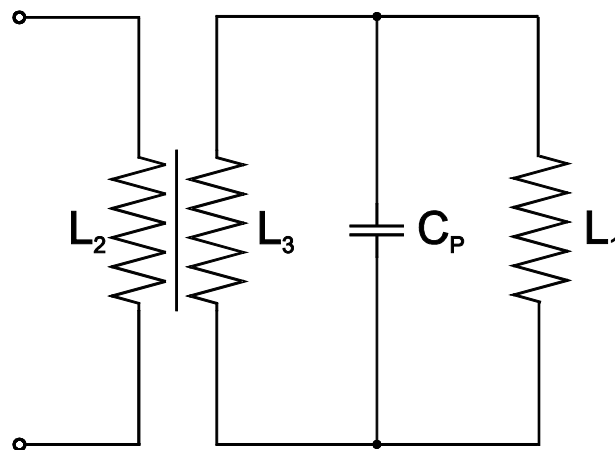


Abbildung 4.12: Parallelschwingkreis als einfaches Filter

Gleiches gilt prinzipiell für den Fall, dass die Induktivität nicht vor die Piezos, sondern parallel

dazu geschaltet wird (Abb. 4.12). Die Induktivität des Übertragers kann bei geeigneter Wahl diese Aufgabe übernehmen, so dass keine zusätzliche Spule benötigt wird. Dieser Ansatz wird z. B. bei [14] angewandt.

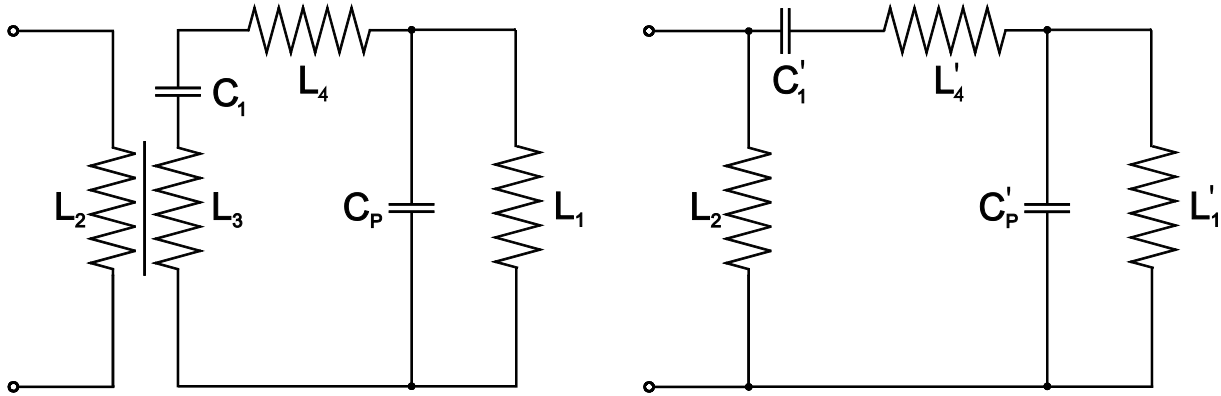


Abbildung 4.13: LLCC-Filter [50] und sein Ersatzschaltbild

Ein zusätzlicher Kondensator, eine serielle und eine parallele Induktivität führt zu dem in [50] vorgeschlagenen Bandpass (Abb. 4.13). Er zeichnet sich dadurch aus, dass für einen breiten Arbeitsbereich die Filterwirkung sehr gut ist.

Die in [50] angegebene Formel hierfür ist jedoch fehlerhaft. Für die Sekundärseite gilt:

$$\begin{aligned}
 Z_{ges} &= Z_S + Z_P \\
 &= Z_{C1} + Z_{L4} + \frac{1}{\frac{1}{Z_{CP}} + \frac{1}{Z_{L1}}} \\
 &= \frac{1}{i\omega C_1} + i\omega L_4 + \frac{1}{i\omega C_P + \frac{1}{i\omega L_1}} \\
 &= \frac{1}{i\omega C_1} + i\omega L_4 + \frac{i\omega L_1}{1 - \omega^2 C_P L_1}
 \end{aligned} \tag{4.2.2}$$

$$\begin{aligned}
 \frac{Z_S}{Z_P} &= \frac{\frac{1}{i\omega C_1} + i\omega L_4}{\frac{i\omega L_1}{1 - \omega^2 C_P L_1}} \\
 &= \frac{1 - \omega^2 C_P L_1}{i^2 \omega^2 L_1 C_1} + \frac{i\omega L_4 (1 - \omega^2 C_P L_1)}{i\omega L_1} \\
 &= \frac{1 - \omega^2 C_P L_1}{-\omega^2 C_1 L_1} + \frac{L_4}{L_1} (1 - \omega^2 C_P L_1) \\
 &= \frac{C_P}{C_1} - \frac{1}{\omega^2 C_1 L_1} + \frac{L_4}{L_1} - \omega^2 L_4 C_P
 \end{aligned} \tag{4.2.3}$$

$$\begin{aligned}
\frac{u_P}{u_{ges}} &= \frac{Z_P}{Z_{ges}} \\
&= \frac{1}{1 + \frac{Z_S}{Z_P}} \\
&= \frac{1}{1 + \frac{C_P}{C_1} - \frac{1}{\omega^2 C_1 L_1} + \frac{L_4}{L_1} - \omega^2 L_4 C_P} \\
&= \frac{\omega^2 C_1 L_1}{\omega^2 C_1 L_1 + \omega^2 C_P L_1 - 1 + \omega^2 C_1 L_4 - \omega^4 L_4 L_1 C_P C_1}
\end{aligned} \tag{4.2.4}$$

Eine von der Arbeitsfrequenz abhängige Spannungsüberhöhung tritt nicht auf (da der Betriebspunkt zwischen den beiden Resonanzfrequenzen liegt), jedoch lässt sich leicht ein Übertrager verwenden, der die Spannung beispielsweise um den Faktor 5 transformiert. Auch bei dieser Anordnung besteht wieder das Problem der Verluste durch hohe Frequenzen im Übertrager. Die Induktivität des Übertragers beeinflusst jedoch auch das Filterverhalten. Insofern handelt es sich nicht wie angegeben um ein LLCC-Filter (mit zwei Induktivitäten und zwei Kapazitäten), sondern um ein LLLCC-Filter (drei Induktivitäten, zwei Kapazitäten).

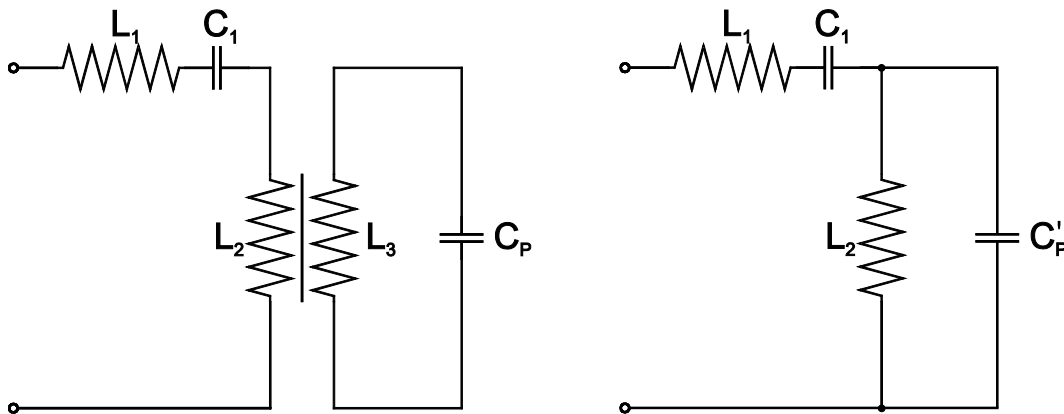


Abbildung 4.14: Vorgeschlagenes Filter und sein Ersatzschaltbild

Die überzählige Induktivität und die Verluste durch hohe Frequenzanteile im Übertrager lassen sich vermeiden, indem eine Spule und ein Kondensator bereits primärseitig angebracht werden. Der Übertrager erhält nun bereits vorgefilterte Signale. Bei geeigneter Wahl des Übertragers kann die zweite, sekundärseitige Spule entfallen (Abb. 4.14). Analog zu den Gleichungen 4.2.2, 4.2.3, 4.2.4 gilt für das Ersatzschaltbild:

$$Z_{ges} = \frac{1}{i\omega C_1} + i\omega L_1 + \frac{i\omega L_2}{1 - \omega^2 C'_p L_2} \tag{4.2.5}$$

$$\frac{Z_S}{Z_P} = \frac{C'_P}{C_1} - \frac{1}{\omega^2 C_1 L_2} + \frac{L_1}{L_2} - \omega^2 L_1 C'_P \quad (4.2.6)$$

$$\frac{u_P}{u_{ges}} = \frac{\omega^2 C_1 L_2}{\omega^2 C_1 L_2 + \omega^2 C'_P L_2 - 1 + \omega^2 C_1 L_1 - \omega^4 L_1 L_2 C'_P C_1} \quad (4.2.7)$$

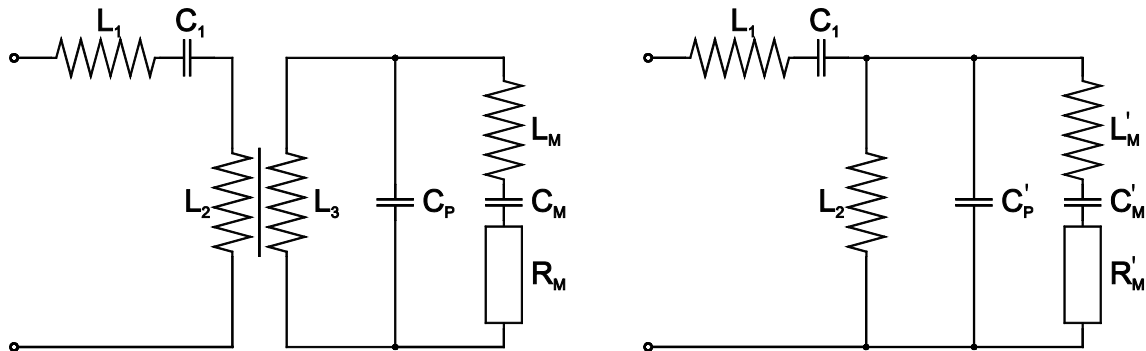


Abbildung 4.15: Filter mit mechanischem Zweig und sein Ersatzschaltbild

Bei Resonanz der mechanischen Struktur (Serienresonanzfrequenz) verbleibt von diesem Zweig nur der ohmsche Anteil. Damit stellt das vorgeschlagene Filter für diesen Fall ein echtes LLCC-Filter bzw. einen Bandpass 4. Ordnung dar (Abb. 4.15).

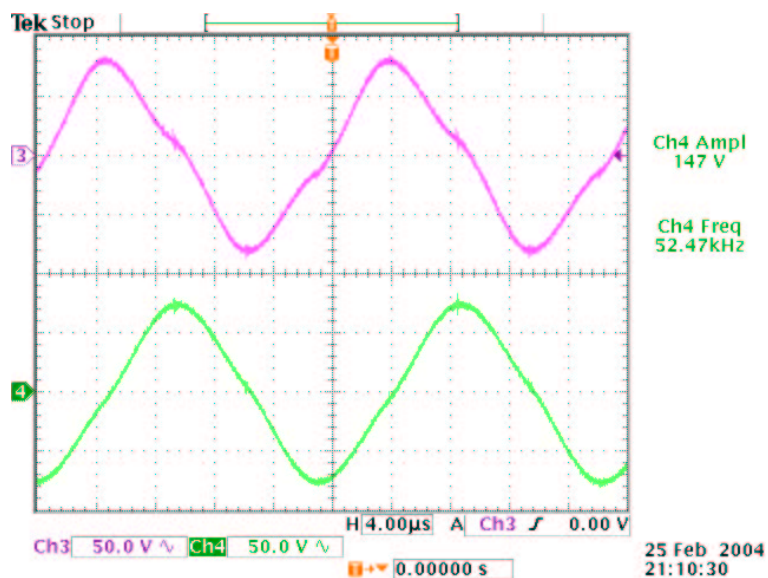


Abbildung 4.16: Gemessene gefilterte Signale

Typische Signalverläufe für beide Anregungsbereiche des linearen Wanderwellenmotors sind in Abb. 4.16 dargestellt. Wie insbesondere am oberen Kanal des Oszilloskop-Bildes erkennbar,

sind Störungen (u. a. durch den Schaltvorgang des jeweils anderen Anregungsbereiches) nicht vollkommen unterdrückt, jedoch auf ein unproblematisches Maß reduziert.

In [51] wird die Möglichkeit präsentiert, Filter weit außerhalb ihrer Resonanz zu betreiben, um somit kleinere Spulen verwenden zu können. Auch in diesem Fall wäre das Filterverhalten relativ unempfindlich gegenüber Änderungen der Betriebsfrequenz. Es wird jedoch festgestellt, dass hierfür um so größere Kühlkörper für die Endstufe verwendet werden müssen, da diese stärker belastet wird. Dieses Konzept ist daher im Allgemeinen nicht vorteilhaft.

4.2.2 Endstufe

Gleichstromanteile in der Primärseite des Übertragers sind unbedingt zu vermeiden, da sie zu hohen Verlusten führen. Aus diesem Grund kommt pro Anregungsbereich nur eine Vollbrückenendstufe (Abb. 4.17) in Betracht, deren beide Halbbrücken die Versorgungsspannung genau gleich lang durchschalten (Abb. 4.18).

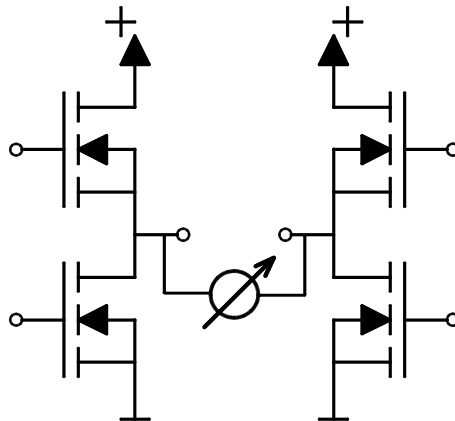


Abbildung 4.17: Vollbrücken-Endstufe

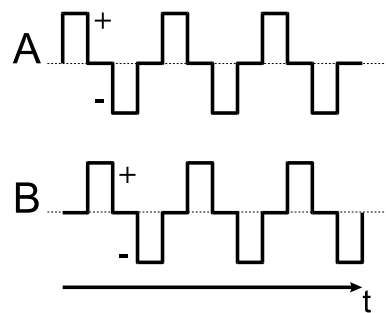


Abbildung 4.18: Signalverlauf am Ausgang der Endstufen

Bei Endstufen, die für konventionelle Elektromotoren ausgelegt wurden, besteht das Eingangssignal der einen Seite einer Vollbrücke aber aus dem negierten der anderen, so dass abwechselnd die eine und die andere High Side gegen die Versorgungsspannung durchschaltet und am Ausgang stets die Versorgungsspannung mit jeweils wechselndem Vorzeichen anliegt. Im vorliegenden Anwendungsfall wäre damit nur für 50 % Tastverhältnis des pulsweitenmodulierten Signals die obige Bedingung des gleich langen Durchschaltens bzw. der fehlenden Gleichstromanteile erfüllt. 50 % Tastverhältnis entspricht hier aber einer maximalen Schwingungsanregung. Soll wie in Abschnitt 3.9 erklärt nur schwächer angeregt werden, so müssen entweder kleinere Spannungen geschaltet werden [1], wobei die Verkleinerung dieser Versorgungsspannung mit erheblichem Elektronik-Aufwand und Verlusten verbunden ist, oder es müssen beide Signale weniger als 50 % Tastverhältnis aufweisen, wobei sie 180° phasenverschoben zueinander bleiben müssen. Da sich dies nicht mehr mit einer einfachen Negation erreichen lässt, wird die Vollbrückenendstufe dahingehend modifiziert, dass sie zwei wie in Abschnitt 4.1.1 erläutert vom Microcontroller erzeugte Eingangssignale akzeptiert und drei Schaltzustände kennt: Hi/Lo, Lo/Lo, Lo/Hi bzw. positive Spannung am Ausgang, Spannung Null, negative Spannung am Ausgang.

4.3 Anbringung des aktiven Materials

4.3.1 Anordnung der Piezoelemente

Geht man von konstanter geschwindigkeitsproportionaler Dämpfung im Stator aus, so kann man erwarten, dass die erreichbaren Schwingungsamplituden proportional mit der Anregung steigen. Dies gilt nicht nur für stärkere Anregung durch größere Spannungen an den Piezos, sondern auch für den Fall, dass mehr aktives Material angebracht wird. Wie von [1] vorgeschlagen, wurde daher an der unteren geraden Strecke beidseitig Piezokeramik angebracht, um die Anregung zu verdoppeln. Betrachtet man die in vielen Wanderwellenmotoren mit umlaufender Biege- wellen übliche Anbringung der Piezokeramik mit zwei räumlich getrennten Anregungsbereichen und $\frac{\lambda}{2}$ -Segmentierung genauer, so fällt auf, dass auch in den Schwingungsknoten der jeweiligen Mode aktives Material angebracht ist, obwohl die entsprechende Schwingungsform dort keine Deformation aufweist (Abb. 4.19).

Dieser Teil der Piezokeramik wird zwar Blindleistung aufnehmen, jedoch keinen Beitrag zur Schwingungsanregung liefern. Es bietet sich daher an, ihn elektrisch abzutrennen und dem anderen Anregungsbereich zuzuordnen, dessen Schwingungsform aufgrund der Orthogonalität der Moden an dieser Stelle einen Bauch und somit maximale Deformation aufweist. Auf diese Weise

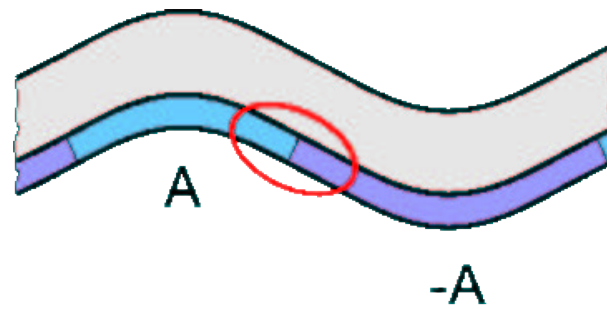


Abbildung 4.19: Konventionelle Anordnung der Piezosegmente

kommt man zu einer Anordnung mit einer $\frac{\lambda}{4}$ -Segmentierung, bei der Piezosegmente der beiden Anregungsbereiche miteinander abwechseln (Abb. 4.20).

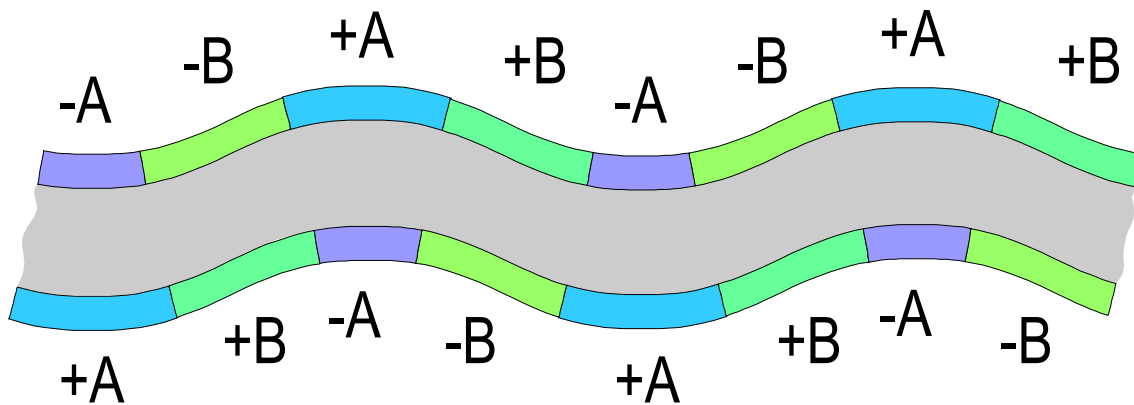


Abbildung 4.20: Neue Anordnung der Piezosegmente

Der wirksame Anteil des aktiven Materials wird dabei fast verdoppelt, so dass auch die Stärke der Anregung und somit die Schwingungsamplituden entsprechend steigen. Die neuartige Anbringung der Piezos wurde in FEM-Simulationen mit dem Programmpaket Ansys überprüft. Hierzu musste zunächst die Geometrie des Stators auf die veränderten Steifigkeitsverhältnisse abgestimmt werden (vgl. Abschnitt 4.4.1). In den anschließenden harmonischen Analysen ergab sich eine Steigerung der Amplituden im Vergleich zu [1] um mehr als den Faktor 3. Es wurden keine weiteren Modifikationen im Modell vorgenommen, die die Amplituden der Schwingungen beeinflussen könnten. Der simulierte Amplitudenfrequenzgang ist in Abb. 4.21 dargestellt, die sich ergebenden elliptischen Trajektorien der Oberflächenpunkte in Abb. 4.22.

Da die jeweils gegenüberliegenden Piezosegmente eines Anregungsbereichs gerade umgekehrt zueinander angesteuert werden sollen, bietet es sich an, sie in Reihe zu schalten (Abb. 4.23). Der Statorring selbst wird ohnehin auf Masse gehalten. Auf diese Weise halbiert sich zwar die Span-

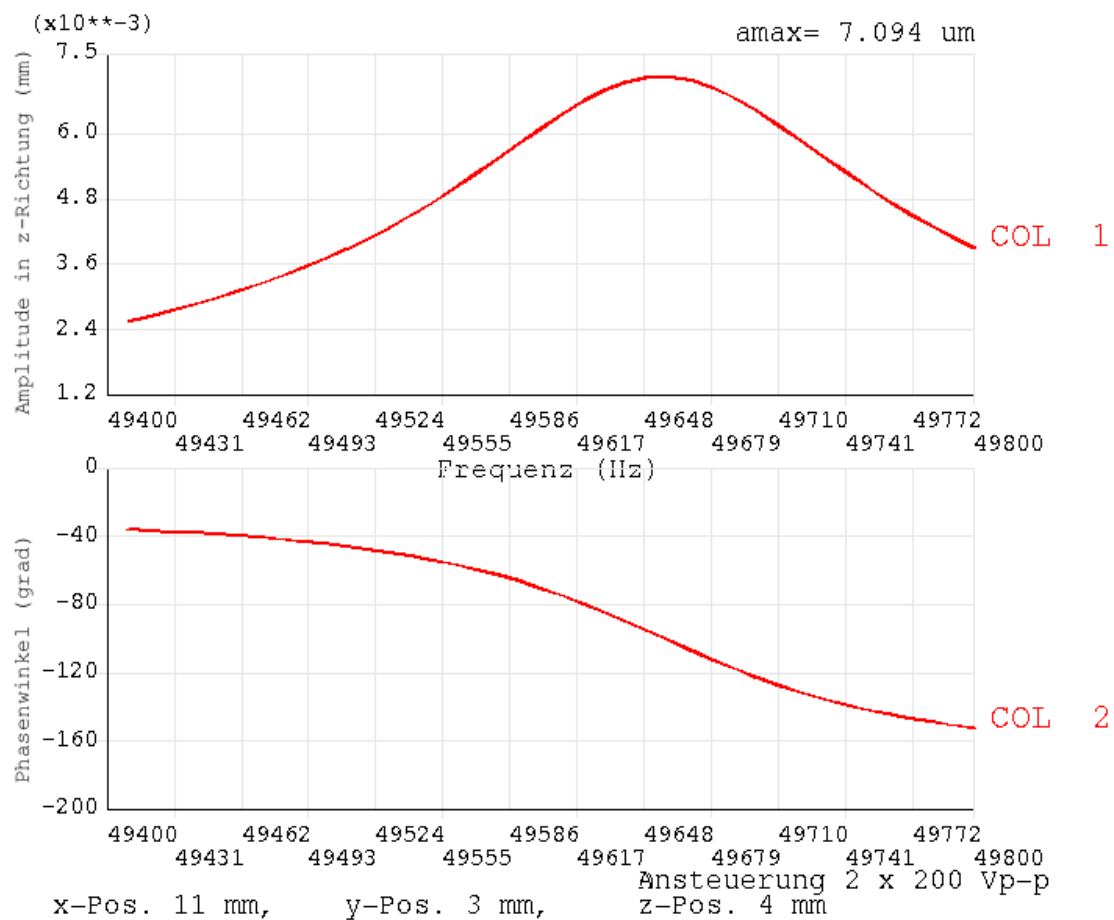


Abbildung 4.21: Amplitudenfrequenzgang (FEM-Simulation)

nung am jeweiligen Segment, doch durch den in Abschnitt 4.2.1 beschriebenen Übertrager lässt sich dies leicht ausgleichen. Der Vorteil dieser Beschaltung liegt darin, dass pro Anregungsbereich nur eine Endstufe und ein Filter (mit Übertrager) benötigt wird.

4.3.2 Kontaktierung der Piezokeramik

Bei der oben beschriebenen Anordnung kann keine durchgehende Kontaktfläche mehr verwendet werden. Somit genügt auch nicht ein einzelnes Kabel zur Kontaktierung der Piezo-Segmente, sondern jedes Segment einer viertel Wellenlänge benötigt eine eigene Stromzufuhr. Werden hierfür konventionelle Kupferlitzen mit PVC-Ummantelung verwendet (z. B. AWG 24), so ist die hiermit verbundene mechanische Dämpfung erheblich.

Um diesen Einfluss zu quantifizieren, wurde zunächst die Dämpfung des unkontaktierten Starttringes in einem Ausschwingversuch bestimmt. Hierzu wurde er an den dazu vorgesehenen

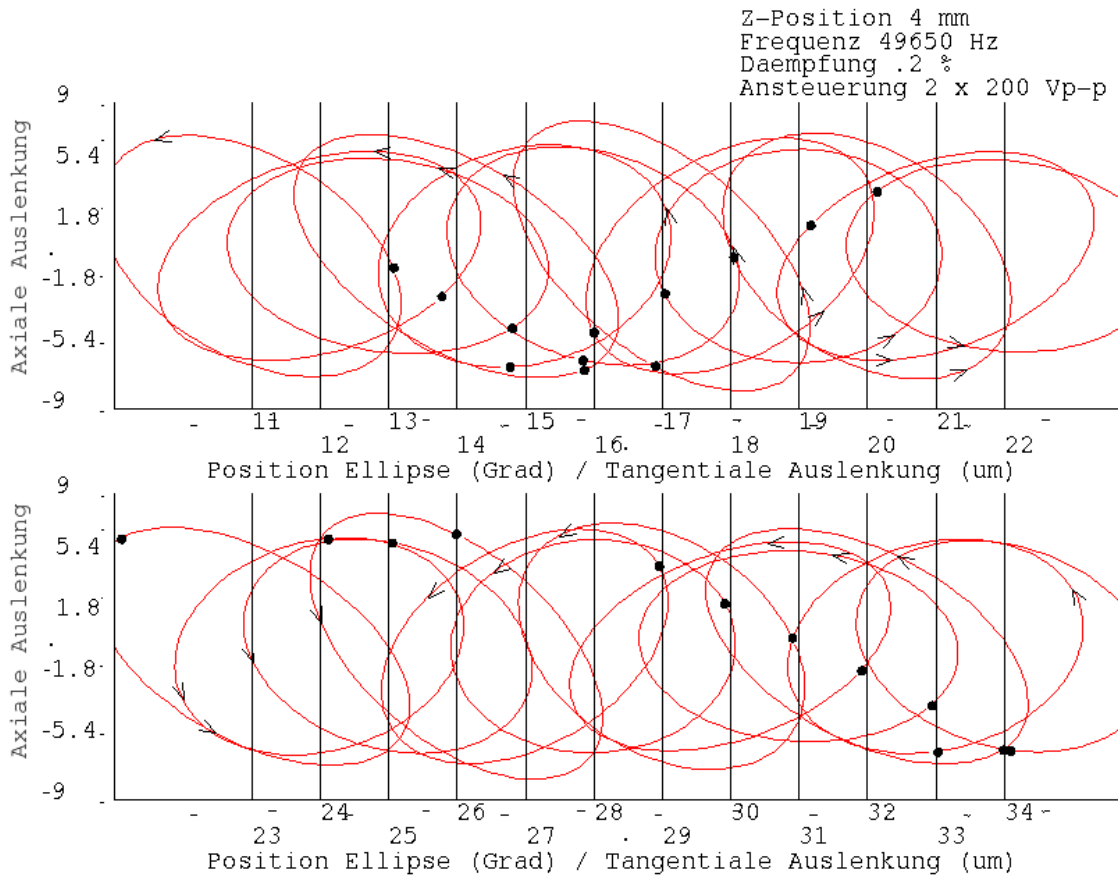


Abbildung 4.22: Trajektorien der Oberflächenpunkte (FEM-Simulation)

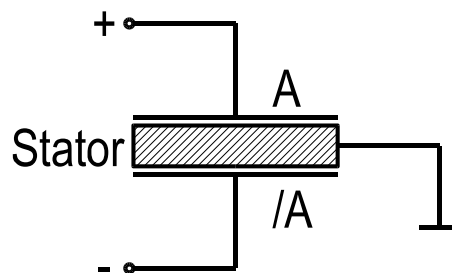


Abbildung 4.23: Beschaltung gegenüberliegender Segmente

Membranen fest eingespannt und durch Anreißen mit dem Fingernagel in Schwingung versetzt. Der resultierende Schwinggeschwindigkeitsverlauf, der zu den Amplituden proportional ist, wurde mit einem Laserdopplervibrometer von Polytec gemessen.

Es handelt sich hierbei um ein optisches berührungsloses System, bei dem mit gestreutem Licht gearbeitet wird, d.h. es muss am Objekt kein Spiegel o. ä. angebracht werden. Der auf das bewegte Objekt fokussierte Messstrahl wird von diesem aufgrund des Doppler-Effektes in seiner Frequenz

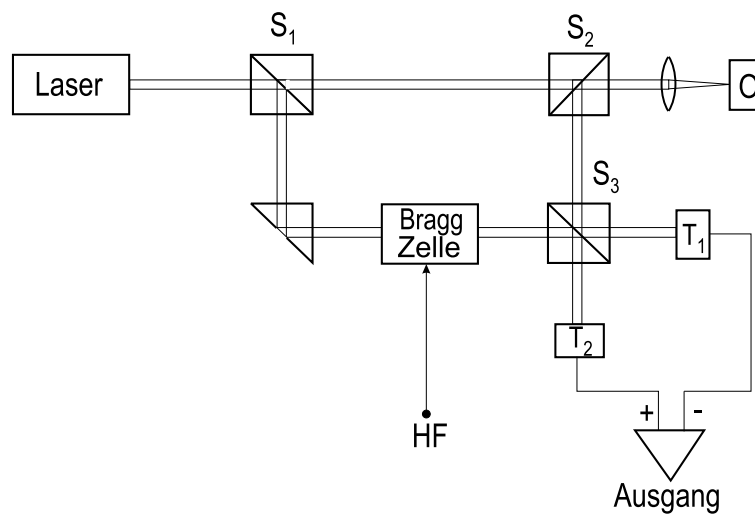


Abbildung 4.24: Strahlengang des Laserdopplervibrometers

verschoben. Im Vibrometer wird der Messstrahl mit einem durch eine Braggzelle ebenfalls in seiner Frequenz verschobenen Referenzstrahl überlagert und die dabei entstehende Schwebungsfrequenz ausgewertet (Abb. 4.24). Am Ausgang der Elektronik steht ein der Schwinggeschwindigkeit proportionales Spannungssignal zur Verfügung, das beispielsweise auf einem Oszilloskop dargestellt und gespeichert werden kann.

Die Schwinggeschwindigkeit ist bei gegebener Frequenz direkt proportional der Schwingungsamplitude:

$$\begin{aligned}
 y(t) &= \hat{y} \cdot \sin(\omega t) \\
 \dot{y}(t) &= v(t) \\
 &= \omega \hat{y} \cdot \cos(\omega t) \\
 &= \hat{v} \cdot \cos(\omega t) \\
 \hat{v} &= \omega \hat{y}
 \end{aligned} \tag{4.3.1}$$

Um die jeweiligen Amplitudenverläufe wurden Umhüllende gelegt, die in Abbildung 4.25 dargestellt sind.

Das logarithmische Dekrement berechnet sich zu:

$$\Theta = \frac{T}{t} \cdot \ln\left(\frac{\hat{y}_1}{\hat{y}_2}\right) \tag{4.3.2}$$

Obwohl die Anregung durch manuelles Anreißen bei jedem Versuch anders ausfällt, sind die Ergebnisse recht gut reproduzierbar, wenn zur Auswertung immer der selbe Amplitudenbereich verwendet wird. Nach kurzer Abklingzeit dominiert eine Schwingung von etwas über 200 Hz. Da

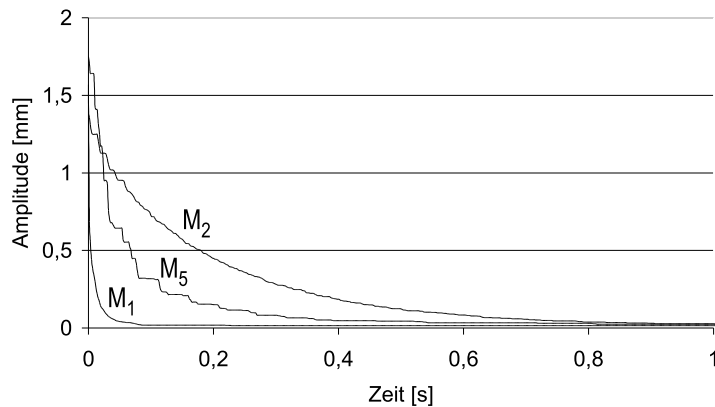


Abbildung 4.25: Abklingen der Amplituden; M1: Litzen, M5: Spulendrähte (0,1 mm), M3: Federbronzedrähte (0,1 mm)

es bei der Bestimmung der Dämpfung lediglich auf den Verlauf des Abklingens ankommt, wurde auf eine Umrechnung der Geschwindigkeitssignale auf eine Amplitude verzichtet. Ausgewertet wurde der Signalverlauf eine Sekunde lang, nachdem der Wert von $250 \frac{\text{mm}}{\text{s}}$ unterschritten wurde. Die Ergebnisse dreier Messungen unter Wiederholbedingungen unterscheiden sich hierbei um nur 0,5 %.

Für den unkontaktierten, aber bereits mit Piezokeramiken beklebten Statorring ergibt sich ein Wert von 0,0056 bei steifer Einspannung auf einem Granittisch bzw. 0,0068 im Gehäuse des Motors. Nach Anbringung der Kupferlitzen steigt er auf 0,0248. Mit Isolierlack versehene Kupferdrähte von 0,1 mm Stärke, wie sie zur Herstellung von Spulen in konventionellen Elektromotoren verwendet werden, erhöhen die Dämpfung dagegen nicht ganz so stark: Im Ausschwingversuch ergibt sich ein Wert von 0,0209. Sie sind jedoch unter der Schwingungsbelastung nicht dauerhaft. Bei den extremen Schwingungszahlen, wie sie unter Ultraschalleinfluss bereits nach wenigen Minuten auftreten, versagen dünne Kupferdrähte daher nach kurzer Zeit, obwohl die auftretenden mechanischen Spannungen extrem klein sind.

Die mit einem Raster-Elektronen-Mikroskop aufgenommene Bruchfläche (Abb. 4.26) zeigt sich als relativ glatt und ohne jede Einschnürung, wie für einen Ermüdungsbruch typisch.

Dickere Drähte stellen aufgrund ihrer Masse bzw. der entsprechend größeren Masse des Lötunktes und der damit verbundenen Trägheitskräfte eine Belastung für die Kontaktfläche der Piezokeramik dar. Die Lötunkte neigen in diesem Fall dazu, sich mit der darunter liegenden Metallschicht von der Piezokeramik zu lösen.

Mit Sicherheit dauerfeste Stähle (z.B. Federstahldraht) lassen sich aufgrund ihrer schlechten Lötbarkeit kaum mit den Kontaktflächen der Piezokeramik verbinden. Versuche mit 0,1 mm

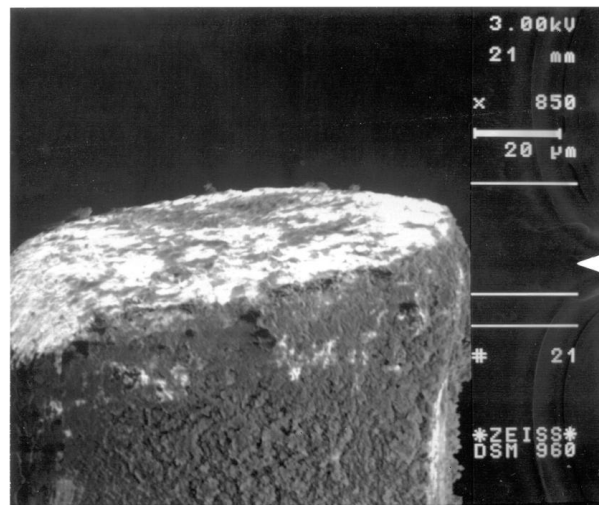


Abbildung 4.26: REM-Aufnahme der Bruchfläche

dickem Federbronzedraht aus CuSn6 nach DIN EN 12166 ergaben bei guter Lötbarkeit dagegen eine nur mäßige Dämpfung. Das logarithmische Dekrement betrug hier nur 0,0134, also einerseits zwar etwa doppelt so viel wie unkontaktiert, andererseits nur ungefähr halb so viel wie bei Kupferlitzen. Verlässliche Daten zur Dauerfestigkeit dieser Federbronze mit orthorhombischem Gitter unter schwingender Belastung sind in der Literatur nicht zu finden. Während der experimentellen Untersuchung der Prototypen trat jedoch kein Versagen dieser Federbronzedrähte auf. Da hierbei eine Milliarde Schwingspiele weit überschritten wurden, ist von echter Dauerfestigkeit auszugehen. Um den Stromfluss in den Drähten klein zu halten und entsprechend dünne und damit leichte Drähte zu ermöglichen, findet die Verteilung der vier Kanäle auf die Kontaktflächen auf einer Platine im Gehäuse neben den Piezos statt. Von dieser Platine aus führen dann nur wenige Millimeter lange Drahtstücke zu den Kontaktflächen (Abb. 4.27).

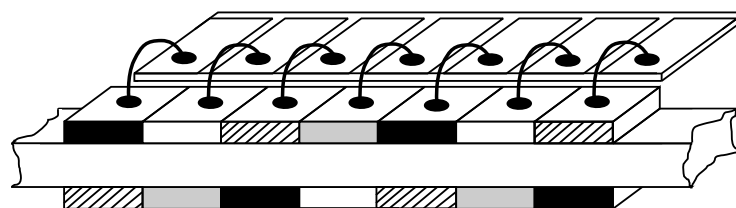


Abbildung 4.27: Kontaktierung der Piezosegmente

4.3.3 Klebeverbindung zwischen aktivem Material und Stator

Die von der Piezokeramik zur Verfügung gestellte mechanische Energie muss von der Klebeverbindung auf den Statorring übertragen werden. Es ist unmittelbar anschaulich klar, dass dies nur bei einer sehr dünnen und steifen Schicht gelingen kann, da die Dehnung der Piezokeramik sonst nur zu einer Scherdeformation des Klebstoffes, nicht aber zu nutzbarer Schwingungsanregung führen würde. Für die Anbringung von Piezokeramiken auf Metallschwingern wird der Klebstoff ET 353 ND von Polytec empfohlen. Es handelt sich hierbei um einen zweikomponentigen, warm aushärtenden Klebstoff auf Epoxydharzbasis. Bei einer Temperatur von 80° C und einer Aushärtedauer von 15 Minuten [53] besteht ein bei weitem ausreichender Abstand zur Curietemperatur der Piezokeramik von 325° C [54], so dass keine nennenswerte Depolarisation zu befürchten ist. Eine zu lange Einwirkungsdauer sollte jedoch grundsätzlich auch bei mittleren Temperaturen mit Rücksicht auf die Piezokeramik vermieden werden.

Die Positionen der Piezokeramiken wurden zunächst auf den Flanken des Statorringes markiert, nicht aber auf den zu beklebenden Flächen. Die Oberflächen wurden gereinigt und entfettet. Der nach den Vorgaben des Herstellers gebrauchsfertig gemischte Klebstoff wurde sowohl auf die Piezokeramik als auch auf den Statorring aufgetragen, um eine vollflächige Benetzung sicher zu stellen. Es ist unvermeidbar, dass die hierbei aufgetragenen Schichten wesentlich dicker sind als die Klebeschichten später sein dürfen. Überschüssiger Klebstoff würde beim Erwärmen im Ofen unter dem Anpressdruck der Teile seitlich ausquellen. Daher wurde so viel Klebstoff wie möglich wieder abgetragen, so dass letztlich nur eine minimale Benetzung der Oberflächen verblieb. Nachdem die Piezokeramiken auf dem Statorring platziert wurden, konnte ihre Lage mit einer Klemme fixiert werden. Um eine gleichmäßige Verteilung der Anpresskraft sicher zu stellen, wurde zwischen die Klemme und die Piezokeramiken beidseitig je ein Aluminium-Vierkantstab gelegt. Damit an den Fugen eventuell austretender Klebstoff nicht diese Stäbe mit den Piezokeramiken verklebt, sind an diesen Stellen Nuten im Vierkantstab angebracht (Abb. 4.28).

Diese Anordnung – Statorring mit Piezokeramiken, fixiert durch Vierkantstäbe und eine Klemme – wurde in einen geregelten Temperierofen gelegt. Wie Versuche zeigten, ist es unzulässig, die Verweildauer im Ofen mit der Aushärtedauer bzw. die Lufttemperatur im Ofen mit der Aushärtetemperatur gleich zu setzen. Es dauert mehrere Minuten, bis die Teile annähernd die selbe Temperatur wie die sie umgebende Luft haben. Würde man sich nur nach der Lufttemperatur und der Verweildauer im Ofen richten, so wäre die Klebeschicht anschließend nur unzureichend vernetzt, die Piezokeramik könnte keine ausreichende Schwingung in den Stator einkoppeln. Gute Ergebnisse erhält man dagegen, indem eine Vergleichsanordnung mit Temperaturfühler ebenfalls in den

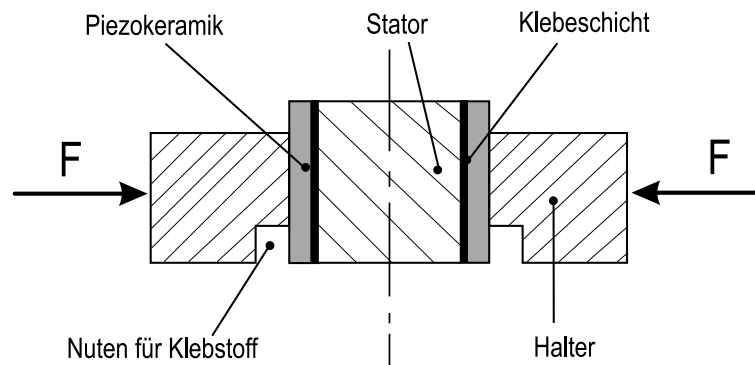


Abbildung 4.28: Vorrichtung zum Aufkleben der Piezokeramiken

Ofen gebracht wird. Es handelt sich hierbei um Aluminiumteile, die die gleichen Querschnitte wie der Statorring und die Vierkantstäbe besitzen und wie diese mit einer Klemme zusammen gepresst wurden. An der Stelle der Piezokeramik wurde ein Temperaturfühler zwischen die Teile gelegt. Die Anzeigeeinheit blieb außerhalb des Ofens, das Kabel wurde durch die Gummidichtung der Ofentür gelegt. Der Temperaturverlauf wurde folgendermaßen eingestellt: Der Ofen wurde auf 110°C vorgeheizt. Die zu klebenden Teile und die Vergleichsanordnung wurden gleichzeitig in den Ofen gelegt. Sobald am Temperaturfühler 90°C erreicht waren, wurde die Ofentemperatur auf ebenfalls 90°C reduziert und eine Zeitspanne von 20 Minuten abgewartet, die Aushärtedauer wurde also um 5 Minuten verlängert bei gleichzeitig um 10 K erhöhter Temperatur. Auf diese Weise wurde sicher gestellt, dass einerseits die Klebeschicht voll aushärtet, andererseits die Piezokeramik nicht unnötig thermisch belastet wird. Anschließend wurden die Teile aus dem Ofen genommen, die Klemme und die Vierkantstäbe entfernt, und der Statorring mit den aufgeklebten Piezos konnte bei freier Konvektion auf Raumtemperatur abkühlen.

4.4 Gestaltung des Statorringes

4.4.1 Optimierte Statorgeometrie

Abbildung 4.29 zeigt die von [1] zuletzt vorgeschlagene (nicht die von ihm aufgebaute und getestete) Statorgeometrie. Gegenüber dieser wurde der Stator selbst nur geringfügig verändert, da die wichtigsten Parameter wie beispielsweise der Krümmungsradius r dort bereits eingehend untersucht wurden. Das Finite-Elemente-Modell (Abb. 4.30) zur Ermittlung und Abstimmung der Eigenfrequenzen wurde jedoch grundlegend überarbeitet und verfeinert.

Es wurden zwei grundsätzlich verschiedene Arten von FEM-Analysen durchgeführt: *Modal-*

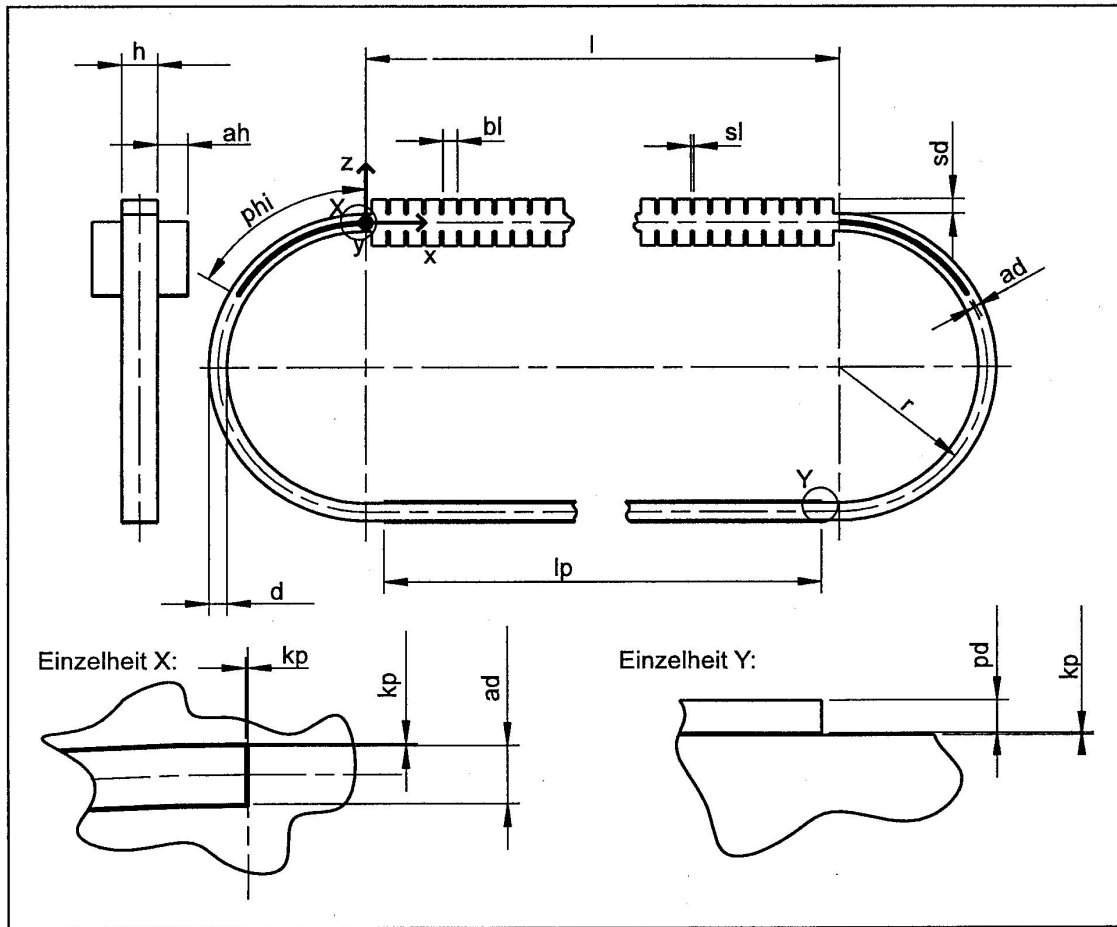


Abbildung 4.29: von [1] vorgeschlagener Statorring

analyse und *harmonische Analyse*. Die Modalanalyse dient dazu, die Resonanzfrequenzen und möglichen Schwingungsformen des Statorrings zu ermitteln. Dessen Geometrie kann dann so angepasst werden, dass bei einem geeigneten Eigenformpaar (nämlich orthogonalen Biegemoden) die Resonanzfrequenzen zusammen fallen, die Moden also degenerieren. Diese Berechnung ist noch völlig unabhängig von jeglicher Anregung, und erst nachdem sie fertig gestellt ist, kann die Wellenlänge und damit die Aufteilung der Piezokeramiken bestimmt werden. Mit der harmonischen Analyse kann dann die Antwort des Systems auf die Anregung durch die Piezos mit dieser einen Frequenz und mit definierter Stärke simuliert werden. Hierfür muss dann auch eine Dämpfung angegeben werden, die durch Erfahrungswerte (Vergleich von FEM-Simulationen und Messungen) leicht angenähert werden kann.

Numerisch gesehen stellt eine Modalanalyse im FEM-Programmpaket Ansys das klassische Eigenwertproblem dar:

$$\mathbf{K}\vec{\Phi}_i = \omega_i^2 \mathbf{M}\vec{\Phi}_i \quad (4.4.1)$$

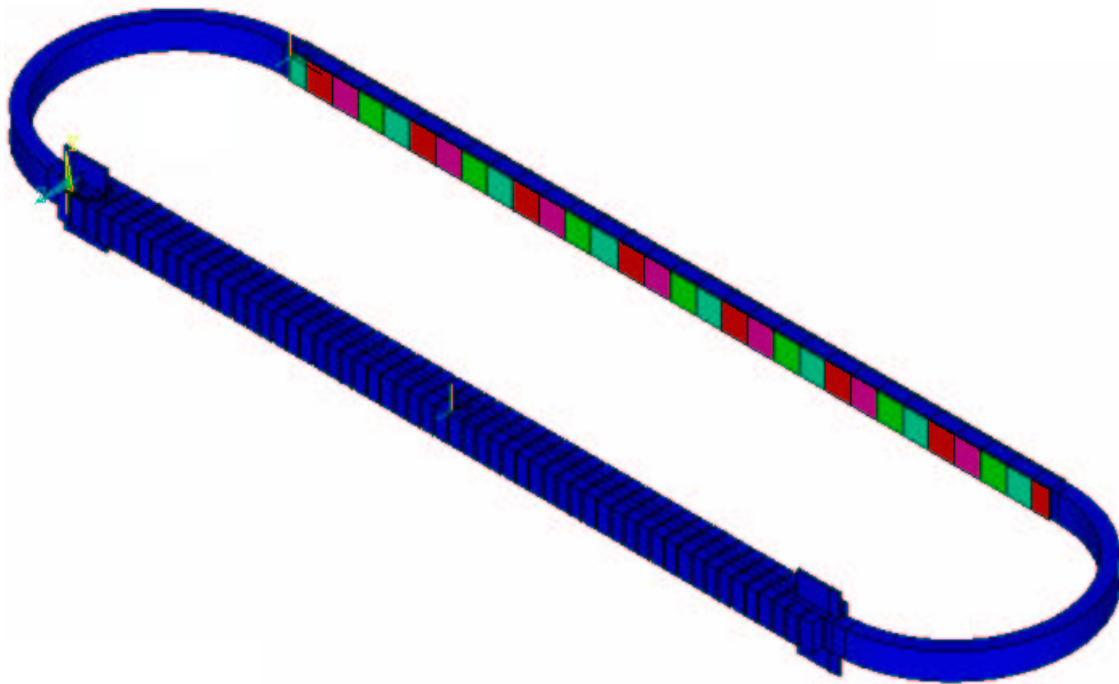


Abbildung 4.30: FEM-Modell des verwendeten Statorringes

mit

\mathbf{K} : Steifigkeitsmatrix

$\vec{\Phi}_i$: Eigenvektor

ω_i^2 : Eigenwert (ω_i ist die Eigenfrequenz)

\mathbf{M} : Massenmatrix

Der früher verwendete Algorithmus „Subspace Iteration“ zur Berechnung der Modalanalyse steht seit einiger Zeit nicht mehr im Programmpaket Ansys zur Verfügung, wenn piezoelektrische Elemente im Modell zum Einsatz kommen. Daher wurde nun mit der „Reduced Method“ gerechnet. Hierbei müssen sogenannte „Master Degrees of Freedom“ (MDOFs) definiert werden. Dies sind die Freiheitsgrade, die das Schwingungsverhalten dominieren. Mit den MDOFs wird eine exakte Steifigkeitsmatrix \mathbf{K} aufgestellt, jedoch die Massenmatrix \mathbf{M} nur angenähert, gewöhnlich mit einer etwas zu kleinen Masse. Aus diesem Grund sind die so ermittelten Resonanzfrequenzen meist etwas zu hoch. Sie ist eigentlich eher für kleinere bis mittelgroße FEM-Modelle (bis

ca. 10000 Freiheitsgrade) geeignet. Sollen höhere als etwa die 40. Mode gefunden werden, so hängt die Genauigkeit des Verfahrens stark von der geeigneten Wahl der MDOFs ab. Das vereinfachte Gleichungssystem wird dann in Ansys mit Hilfe des Householder-Verfahrens gelöst, weshalb die Reduced Method dort z. T. auch als „Householder Method“ bezeichnet wird [55]. Beim Householder-Verfahren allgemein handelt es sich um ein numerisch gutartiges Orthogonalisierungsverfahren zur Lösung linearer Quadratmittelprobleme [56].

Die Reduced Method hat gegenüber der Subspace Iteration den Vorteil, dass die Lösung in wesentlich kürzerer Zeit ermittelt wird. Hierfür wird jedoch erheblich mehr Hauptspeicher benötigt, wenn viele MDOFs definiert sind, was wie hier bei Schwingungen höherer Ordnung und hohen Ansprüchen an die Rechengenauigkeit notwendig ist. Die folgende Anordnung von MDOFs hat sich als optimal erwiesen:

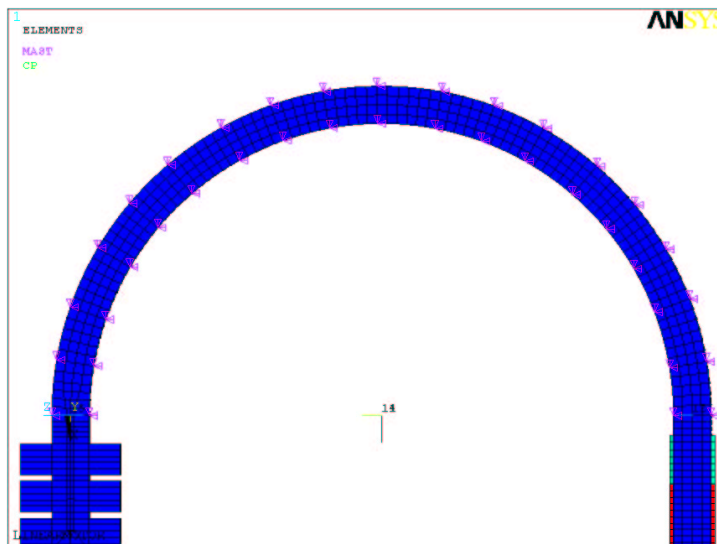


Abbildung 4.31: Anordnung der MDOFs an den Bögen

Zunächst werden MDOFs über die Oberfläche des Aluminium des Stators verteilt, und zwar mit Ausnahme der Abtriebsstrecke in etwa in Abständen von viertel Wellenlängen (Abb. 4.31). Die Wahl dieser Abstände beruht auf der Vermutung, dass in Analogie zur Abtastung von Signalen im Zeitbereich theoretisch mindestens zwei Abtastungen (hier: MDOFs) pro Periode, für brauchbare Genauigkeit jedoch eher vier oder mehr Abtastung stattfinden (bzw. MDOFs definiert sein) müssen. Im Inneren des Materials müssen an dieser Stelle keine MDOFs liegen, da zwischen den Positionen der MDOFs ohnehin interpoliert wird. Als Faustregel gilt daher auch, die MDOFs an den Punkten mit den größten für diese Schwingung zu erwartenden Amplituden anzu-

setzen. Bei einer Wanderwelle, die ja gerade durch das Fehlen ausgeprägter Knoten und Bäuche charakterisiert ist, gilt dies eben für alle Punkte der Oberfläche.

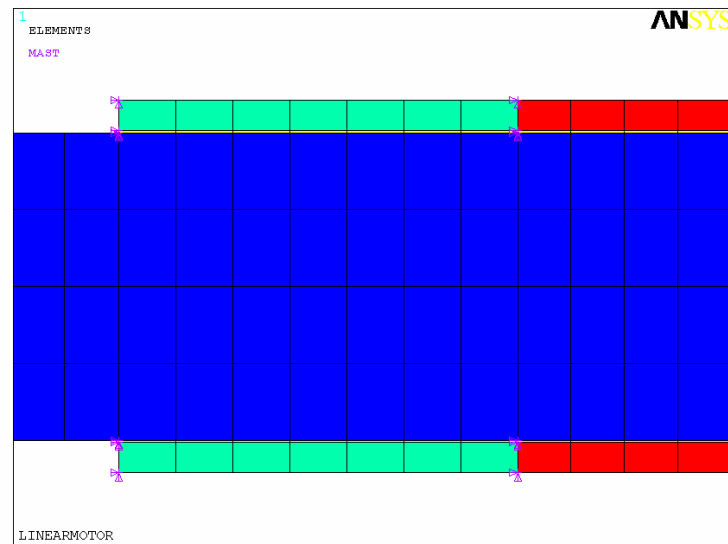


Abbildung 4.32: Anordnung der MDOFs im Bereich der Piezos

Im Bereich der Schwingungsanregung liegen zwischen Piezokeramik, Klebeschicht und Aluminium erhebliche Sprünge in deren Steifigkeit vor. Es ist aufgrund des vergleichsweise niedrigen Elastizitätsmoduls des Klebstoffes zu erwarten, dass ein Teil der die Schwingung anregenden Dehnung der Piezokeramik nicht auf den Aluminiumring übertragen wird, sondern in Scherdeformation der Klebeschicht wirkungslos verpufft. Es liegt hier ein Problem der akustischen Impedanzanpassung vor, das in der FEM-Simulation nicht vernachlässigt werden darf. Daher sind auch an der Klebeschicht und an der Piezokeramik MDOFs anzubringen, durch die die beschriebenen Steifigkeitssprünge in der Simulation berücksichtigt werden (Abb. 4.32).

Schwieriger ist die geeignete Wahl der MDOFs im Bereich der gezahnten Abtriebsstrecke (Abb. 4.33). Setzt man MDOFs nur im Grund der Schlitze zwischen den Zähnen, so wird der Einfluss der Zähne nicht adequat wiedergegeben. Wählt man dagegen nur an den Oberflächen der Zähne MDOFs, so erscheint die Struktur in der Simulation viel zu steif, da die Wirkung der Schlitze nicht korrekt berücksichtigt wird. MDOFs an allen vier Ecken jedes Zahnes und an allen vier Ecken am Grund jedes Schlitzes führen aber zu viel zu großem Speicherbedarf des Modells, so dass auch moderne Workstations mit dessen Lösung an ihre Grenzen stoßen. Daher wurden neben dieser voll mit MDOFs besetzten Referenz-Version verschiedene Modelle simuliert, bei denen sowohl auf dem Zahn als auch im Schlitzgrund mehrere, aber nicht alle vier Ecken mit MDOFs

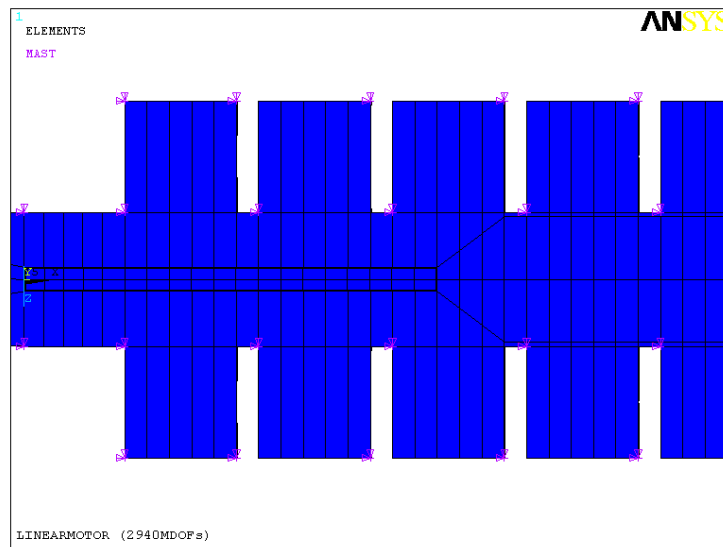


Abbildung 4.33: Anordnung der MDOFs im Bereich der Abtriebsstrecke

versehen wurden.

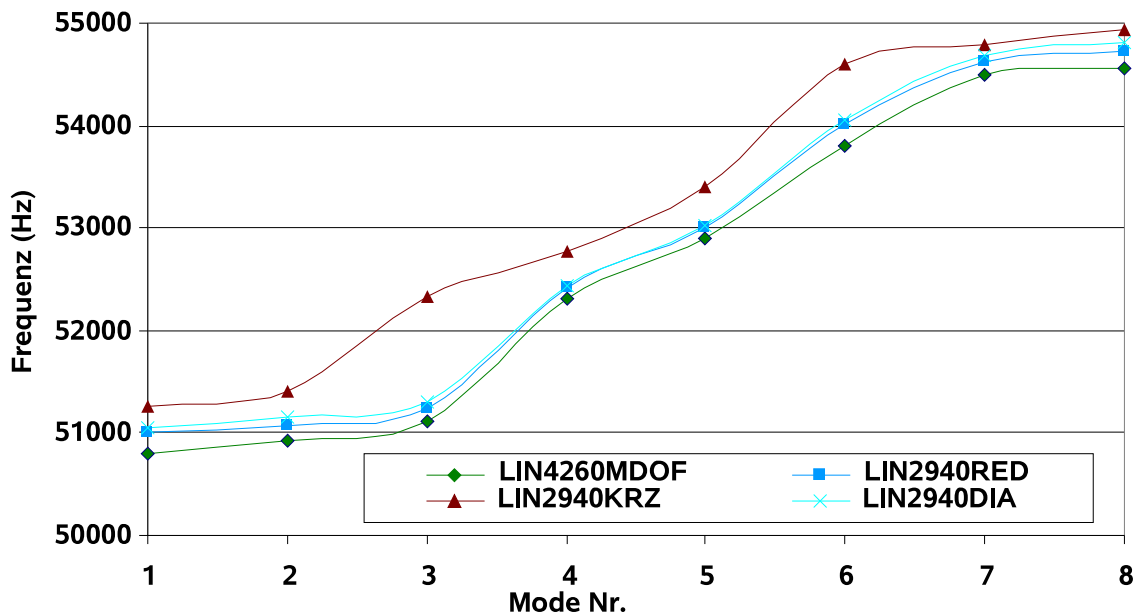


Abbildung 4.34: Einfluss der Anzahl und der Auswahl der MDOFs

Sehr vorteilhaft weil vom voll besetzten Modell nur wenig abweichend zeigte sich die in Abb. 4.33 dargestellte Anordnung. Hierbei sind an jedem Schlitz nur an einem der angrenzenden Zähne oben zwei MDOFs gesetzt, an dem anderen angrenzenden Zahn im Grund des Schlitzes zwei weitere. Damit hat sich die Zahl der MDOFs im Bereich der Abtriebsstrecke halbiert, ohne

größere Einbußen bei der Rechengenauigkeit hinnehmen zu müssen (Abb. 4.34, LIN2940RED). Ähnliche Genauigkeit ergibt sich auch, wenn ein Knoten oben am Zahn und der auf der selben Zahnflanke diagonal dazu liegende im Schlitzgrund gewählt wird, wobei der benachbarte Zahn ebenfalls auf einer hierzu parallelen Diagonalen je einen Knoten oben und im Schlitzgrund mit MDOFs erhält (Abb. 4.34, LIN2940DIA). Problematisch ist dagegen die Wahl der Knoten zweier benachbarter Zähne „über Kreuz“, d. h. die Diagonalen der Zahnflanken, auf denen die MDOFs liegen, sind zueinander windschief (Abb. 4.34, LIN2940KRZ).

Letztlich wird durch die Beschränkung der Zahl der MDOFs stets eine gewisse Ungenauigkeit verbleiben. Da im Anschluss an die Optimierung der Geometrie mit Hilfe der Modalanalyse das Schwingungsverhalten des Statorringes noch in einer harmonischen Analyse untersucht wird (bei der kein Eigenwertproblem gelöst wird und folglich auch die oben geschilderten numerischen Schwierigkeiten nicht auftreten), stellt dies jedoch kein echtes Problem dar. In der harmonischen Analyse fällt zunächst auf, dass die Resonanzfrequenzen wie oben erwähnt eigentlich niedriger liegen als in der Modalanalyse ermittelt, aber dies gilt (bei geeigneter Wahl der MDOFs) für beide verwendeten Moden praktisch im gleichen Maße, so dass die Optimierung der Geometrie ihre Gültigkeit behält.

Da Plättchen aus Piezokeramik nicht in der Länge des Anregungsbereiches erhältlich sind und in dieser Länge auch nicht handhabbar wären, müssen mehrere Plättchen aneinander gesetzt werden. Vorteilhaft sind Abschnitte von unter 80 mm Länge, also drei Plättchen pro Seite. Zwischen diesen einzelnen Plättchen entsteht jeweils ein mit Klebstoff gefüllter Spalt, der einen großen Sprung in der Elastizität der Oberfläche darstellt. Daher ist sein Einfluss auf das Schwingungsverhalten nicht vernachlässigbar: Ohne Anpassung der Statorgeometrie würden die verwendeten Eigenfrequenzen durch diese Spalte um über 100 Hz voneinander abweichen. Bei angepasster Geometrie ändern sich allerdings wieder die Wellenlängen der verwendeten Moden ein wenig, und auch die Aufteilung der Piezoplättchen muss geringfügig geändert werden, um im Raster von $\frac{\lambda}{4}$ zu bleiben. Diese Anpassung hatte aber keinen nennenswerten Einfluss mehr auf die Eigenfrequenzen.

4.4.2 Aufhängung

Bei bisherigen Prototypen war der Statorring im Bereich der Anregung aufgehängt (Abbildung 2.26). Die Vorschubkraft des Abtriebs und ihre Gegenkraft in der Aufhängung lagen nicht in einer Ebene. Hierdurch war die Steifigkeit des Antriebs nicht ideal, und insbesondere beim Beschleunigen und Abbremsen des Motors trat eine unerwünschte Schwingung des Abtriebs in

Vorschubrichtung auf [1]. Daher wurde nun die Aufhängung in zwei Membranen an den Enden der Abtriebsstrecke realisiert (Abb. 4.35). Im Gegensatz zum Vorschlag von [1] (Abb. 4.29) sind sie eben, um unerwünschte Steifigkeit durch Form- und Lagetoleranzen (Haarspangen-Effekt) zu vermeiden.

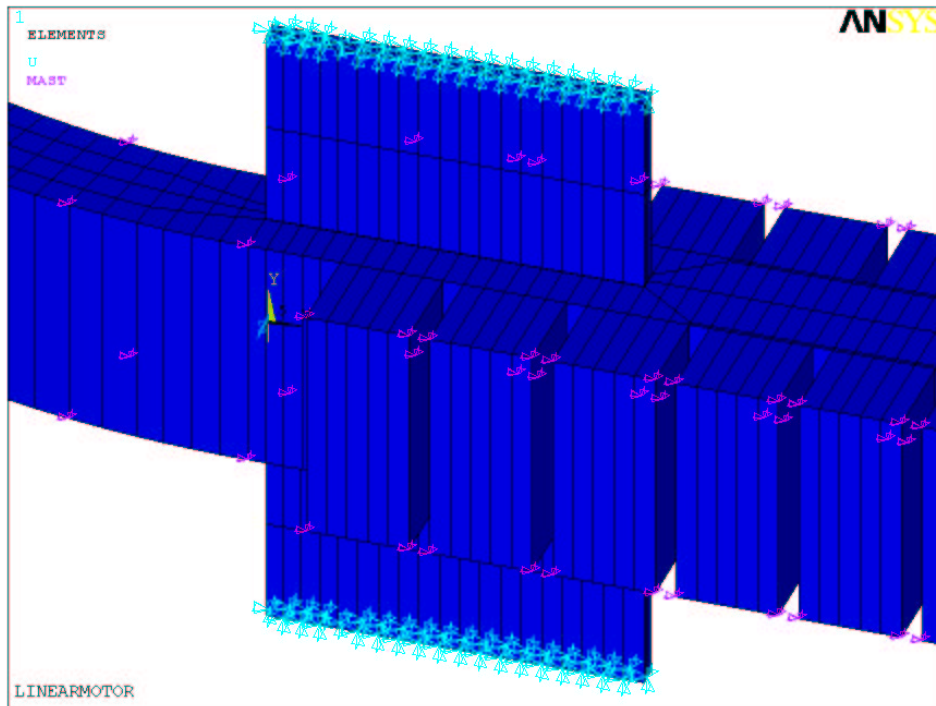


Abbildung 4.35: Aufhängung an Membranen (FEM-Modell), feste Einspannbedingung hellblau markiert

4.4.3 Möglichkeiten der nachträglichen Abstimmung der Eigenfrequenzen

In FEM-Analysen wurde der Einfluss verschieden großer Massen der Lötstellen zur Kontaktierung der Piezosegmente untersucht. Hierbei zeigte sich, dass beide Eigenfrequenzen zwar erwartungsgemäß mit größer werdenden Massen sinken, jedoch nicht im selben Ausmaß. Die Eigenfrequenzen laufen also auseinander. Dies ließe sich umgekehrt dazu nutzen, voneinander abweichende Eigenfrequenzen nachträglich anzupassen, jedoch wurde hiervon wieder Abstand genommen, da die Kontaktflächen der Piezos mechanisch nicht belastet werden sollten.

Über die Einspannstellen des Statorringes ließen sich Zugspannungen in den geraden Abschnitt der Abtriebsseite einbringen, die die Resonanzstellen zu höheren Frequenzen verschieben. Auch diese Maßnahme wirkt nicht im selben Maße auf beide Eigenformen, so dass sie grundsätzlich

ebenfalls dazu genutzt werden könnte, die Eigenfrequenzen nachträglich abzustimmen. Wie FEM-Simulationen ergaben, müssten hierfür jedoch extrem große Kräfte aufgebracht werden, um eine merkliche Verbesserung zu erzielen. Daher wurde auch diese Variante wieder verworfen.

Eine dritte Möglichkeit besteht darin, an der gezahnten Abtriebsstrecke in regelmäßigen Abständen die Schlitzte zwischen je zwei Zähnen zu vertiefen. Hierdurch lässt sich die Steifigkeit lokal deutlich erniedrigen, ohne die Masse merklich zu verändern. Sehr gezielt kann so eine Mode, deren Schwingungsform an diesen Stellen Bäuche aufweist, zu niedrigeren Frequenzen verschoben werden. Die andere Mode, die aufgrund ihres räumlichen Versatzes von $\frac{\lambda}{4}$ dort einen Knoten aufweist, wird hiervon nicht beeinflusst. In FEM-Analysen konnte nachgewiesen werden, dass bereits eine sehr kleine Änderung der Schlitztiefe zu einer deutlichen Änderung der Resonanzfrequenz führt.

Bei dem letztlich realisierten Prototypen lagen die verwendeten Moden jedoch bereits so nah beieinander, dass auf die Umsetzung dieser Maßnahme verzichtet werden konnte.

4.5 Gestaltung des Läufers

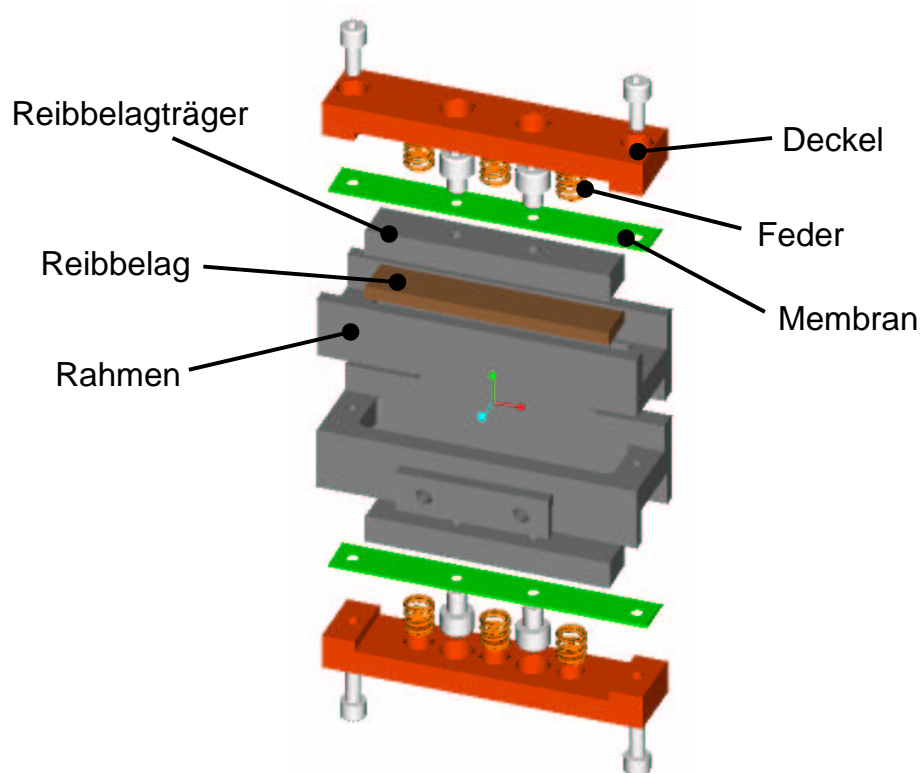


Abbildung 4.36: Explosionsdarstellung des Läufers

Das zentrale Element des Läufers (Abb. 4.36) ist ein um die Abtriebsstrecke greifender Rahmen, der abgesehen von seinem Verbindungselement zur Anbringung an der Linearführung absolut symmetrisch in zwei Ebenen gestaltet ist. Er ist als Frästeil aus Aluminium ausgeführt. In diesen Rahmen werden zwei Reibbelagträger mit aufgeklebten Reibbelägen eingelegt. Auf ihrer Oberseite werden dünne Stahlmembranen aufgeschraubt, die in Vorschubrichtung über die Reibbelagträger hinaus ragen. Auf die mit den Stahlmembranen versehenen Reibbelagträger werden Schraubenfedern aufgesetzt. Mit einem abschließenden Deckel werden die in Sacklöchern positionierten Schraubenfedern gegen die Reibbelagträger gepresst und gleichzeitig die Stahlmembranen am Rahmen geklemmt. Auf diese Weise entsteht eine wohldefinierte Anpresskraft der Reibbeläge gegen den Statorring. Die Membranen übertragen die Vorschubkraft als reine Zugkraft vom Reibbelagträger auf den Rahmen. Da dieser sehr steif ist, kann er die Kräfte ohne nennenswerte Verformung an eine Linearführung weitergeben (siehe Abschnitt 4.6). Die beiden Einschnitte in der Mittelebene des Rahmens dienen dazu, dass der Läufer die volle Länge der Abtriebsstrecke für den Hub des Motors nutzen kann ohne mit der Einspannung des Statorringes zu kollidieren. Die Länge der Reibbelagträger entspricht mit 35 mm dem 1,5-fachen einer Wellenlänge von 23,4 mm, so dass gewährleistet ist, dass die Wanderwelle im Stator den Läufer stets voran treibt. Im Vergleich zur Läuferkonstruktion von [1] wurde die Steifigkeit wesentlich erhöht, so dass klarer definierte Verhältnisse im Abtrieb herrschen.

4.5.1 Druckverteilung zwischen Läufer und Stator

Aufgrund der reibschlüssigen Arbeitsweise des Wanderwellenmotors kommt der Druckverteilung zwischen Läufer und Stator eine besonders große Bedeutung zu. Die Flächenpressung im ausgeschalteten Zustand sollte im Idealfall völlig gleichmäßig verteilt sein, damit bei Betrieb jeweils an den Stellen der maximalen Auslenkung des Stators der größte Druck herrscht und die resultierende antreibende Reibkraft maximal wird.

Es wäre zunächst naheliegend, die Federn zur Erzeugung der Anpresskraft in Bohrungen im Reibbelagträger zu plazieren, an dessen Enden Stege vorzusehen, an denen die Membran angebracht wird, und einen ebenen Deckel zu verwenden, der mit dem Rahmen verbunden wird und den Kraftfluss schließt. Das Kräftepaar aus der Reibkraft und ihrer Gegenkraft, der Zugkraft in der Membran, erzeugt aber im Reibbelagträger ein Moment, aufgrund dessen der Reibbelag auf einer Seite stärker angepresst wird als auf der anderen. Dies führt zu Deformationen und zu einer Druckverteilung wie in Abbildung 4.37 überhöht dargestellt. Auf der Seite, an der die Membran ihre Zugkraft einleitet, wird der Reibbelag extrem angepresst. Im Anschluss daran folgt eine Zo-

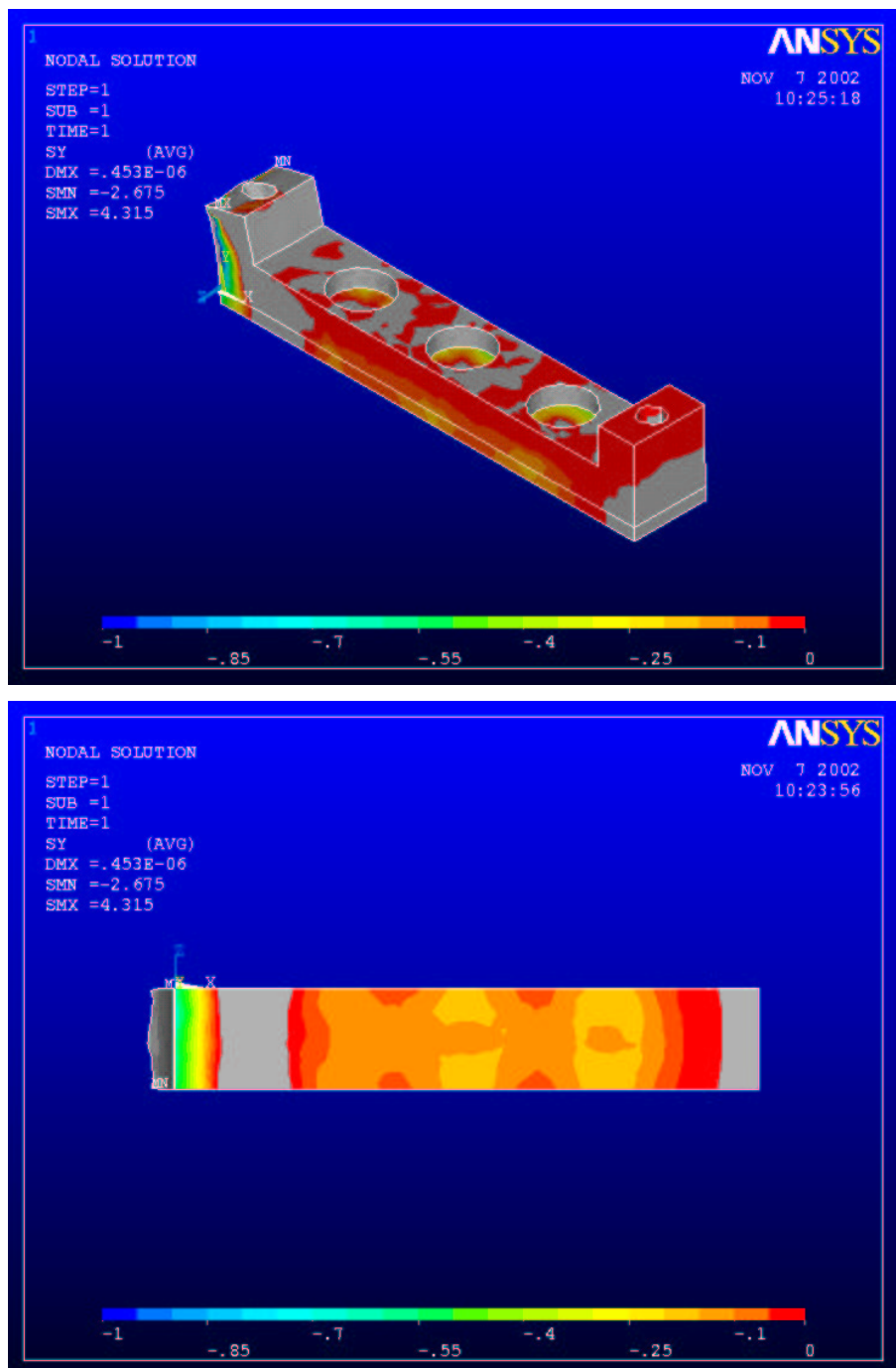


Abbildung 4.37: FEM-Simulation der Druckverteilung eines ungünstigen Reibbelagträgers

ne, in der der Reibbelag keine Anpresskraft erfährt sondern im Gegenteil sogar abhebt. Beides ist für die Erzeugung einer Vorschubkraft hinderlich. Nur etwa zwei Drittel des Reibbelages weisen brauchbare Flächenpressungen auf.

Um das besagte Moment im Reibbelagträger möglichst gering zu halten, muss der Abstand

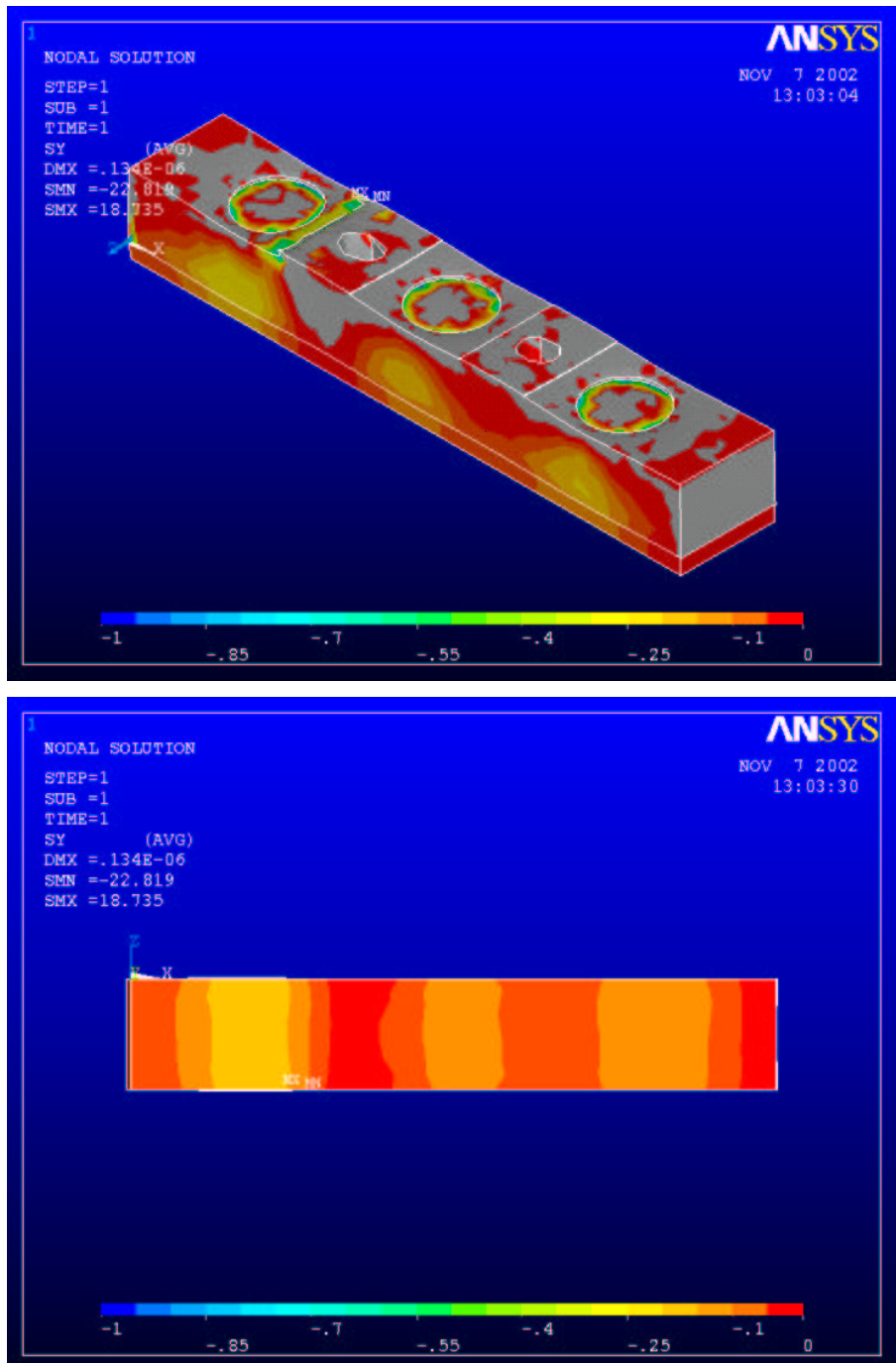


Abbildung 4.38: FEM-Simulation der Druckverteilung des Reibbelagträgers

zwischen der Membran und dem Reibbelag, also die Dicke des Reibbelagträgers, so klein wie möglich sein. Aus diesem Grund können die Federn zur Erzeugung der Anpresskraft nur (wie bereits in Abbildung 4.36 dargestellt) oberhalb der Membran, also in Bohrungen im Deckel angeordnet werden. Prinzipiell wäre es auch möglich, die Membran zwischen Reibbelag und Reibbe-

lagträger anzuordnen, jedoch würden sich hierbei erhebliche konstruktive Probleme mit den Elementen zur Befestigung der Membran ergeben. Auch die Reduktion der bewegten Masse verlangt einen dünnen Reibbelagträger. Wird dieser jedoch zu schwach ausgeführt, so kann die Anpresskraft von den Federn nicht mehr gleichmäßig genug verteilt werden.

Hierzu wurden verschiedene Varianten des Läufers in statischen FEM-Simulationen untersucht. Unter der Voraussetzung, dass ca. 1,9 mm dicke Reibbeläge aus Polymeren verwendet werden (siehe Abschnitt 4.5.3), ergibt sich ein quaderförmiger Reibbelagträger mit einer Dicke von 4 mm als bester Kompromiss zwischen Leichtbau und gleichmäßiger Flächenpressung (Abb. 4.38). Weitere, weniger vorteilhafte Reibbelagträger sind im Anhang dargestellt.

4.5.2 Leichtbau

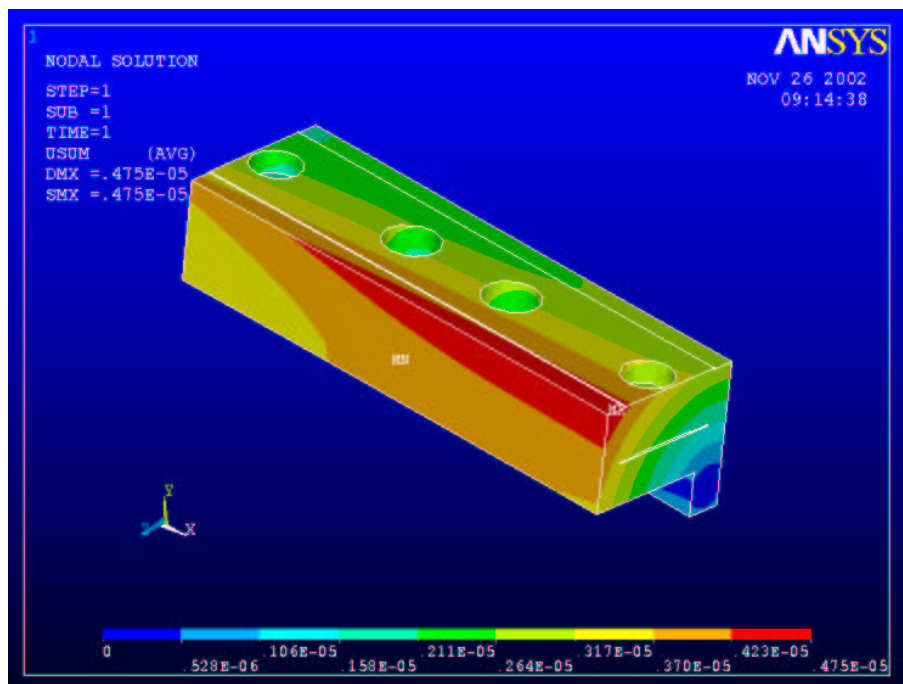


Abbildung 4.39: FEM-Simulation der Verformung des Rahmens (in m)

Durch den möglichst dünnen Reibbelagträger wurde dieser bereits bezüglich seiner Masse optimiert. Den größten Anteil an der bewegten Masse des Läufers hat aber der Rahmen. Als zentrales Bauteil des Läufers ist dieser jedoch entscheidend für dessen Steifigkeit bezüglich der Aufweitung durch die Anpresskraft und bezüglich der Verwindung durch die Vorschubkraft. Grundsätzlich muss der Rahmen als umgreifendes Bauteil um die Abtriebsstrecke des Stators konstruiert werden, um beidseitig den Vorschub abzugreifen und den Kraftfluss für die Anpresskraft zu schließen.

Es kommt einerseits eine offene Anordnung (C-förmig, wie hier ausgeführt), andererseits eine geschlossene Anordnung (kastenförmig) in Frage. Da der Stator bereits einen in sich geschlossenen Ring darstellt, müsste ein geschlossener Läuferahmen aus mehreren Teilen montiert werden. Neben der Problematik der Toleranzketten und Montageungenauigkeit hat dies den Nachteil, dass die Befestigungselemente (z.B. Schrauben) und die durch diese definierten Mindestwandstärken die Masse des Rahmens beträchtlich erhöhen würden. Es ist daher sinnvoller, den Rahmen wie hier geschehen in offener Bauweise auszuführen, wobei die geforderte Steifigkeit durch eine maßvolle Erhöhung der Wandstärken in den entsprechenden Bereichen sicher gestellt wird. Die FEM-Simulation ist hierbei erneut hilfreich. Aus Symmetriegründen genügt es, eine Hälfte des Rahmens zu modellieren. Wie Abbildung 4.39 zeigt, liegt die Verformung des optimierten Rahmens unter $5 \mu\text{m}$.

4.5.3 Reibpaarung

Der Einfluss der für den Abtrieb gewählten Reibpartner ist bei Wanderwellenmotoren nicht zu unterschätzen. Leider entzieht sich aber gerade dieser wichtige Bereich der Betrachtung in FEM-Analysen, da entscheidende Parameter wie Rauigkeit der Oberflächen, Inhomogenität eines Verbundwerkstoffes und Veränderung des Reibkoeffizienten unter Ultraschalleinfluss hier nicht adäquat abgebildet werden können. Versuche der Simulation mit Ansys und LS-Dyna zeigten, dass durch die Wahl von numerischen Parametern, deren Betrag sich nicht unmittelbar aus gegebenen physikalischen Größen ableiten lässt, praktisch beliebige Simulationsergebnisse erzielt werden können. Lediglich generelle Trends sind erkennbar. So zeigt sich beispielsweise, dass bei extrem harten Reibpartnern ein heran nahender Wellenberg beim Auftreffen auf den Läufer diesem einen Stoß versetzen kann, der die Berührung zwischen den Oberflächen für kurze Zeit aufhebt. Der Läufer springt in diesem Fall auf dem Stator herum, ein nutzbarer Vorschub kann nicht entstehen. Die praktische Relevanz solcher theoretischer Ergebnisse muss jedoch in Frage gestellt werden. Eine Prognose, wie sich ein Motor mit bestimmten Reibbelägen verhalten wird, ist auf jeden Fall mit diesen Mitteln nicht möglich. Daher ist eine rein pragmatische Vorgehensweise angebracht, indem am Prototypen verschiedene Reibbeläge getestet werden.

Ausgangspunkt für Tests mit Reibbelägen war zunächst das von [1] gewählte Polyimid als dünner Film, der auf den Aluminium-Reibbelagträger aufgeklebt wird. Wie bereits früher festgestellt, verbessert sich das Abtriebsverhalten hierbei, wenn eine eher weiche Klebeschicht eine zusätzliche Elastizität einbringt. Es liegt daher nahe, eher im Bereich noch weicherer Beläge nach einem Optimum zu suchen. Da neben hoher Abtriebsleistung auch Fragen der Verschleißfestigkeit

und Lebensdauer nicht vernachlässigt werden sollten, fiel die Wahl auf Beläge für Industriekupplungen vom Typ STS 4020 des Herstellers STS Reibbelag GmbH. Es handelt sich hierbei um Verbundwerkstoffe auf Duroplast- und Elastomerbasis, die mit Fasern verstärkt und durch diverse Füllstoffe verbessert sind. Im Lieferzustand entspricht deren Oberflächenbeschaffenheit jedoch bei weitem nicht den Anforderungen eines Wanderwellenmotors, dessen Schwingungsamplituden von wenigen Mikrometern natürlich keine groben Abweichungen von der Ebenheit dulden. Daher wurden die Beläge nach dem Aufkleben auf den Träger unter Verwendung von Borcarbidpulver plan geschliffen. Im Gegensatz zum Polyimidfilm ergeben sich bei diesen Belägen auch für hohe Anpresskräfte keine nennenswerten Quietschgeräusche. Durch die höhere Anpresskraft, aber auch durch einen höheren Reibkoeffizienten ergeben sich größere Halte- und Vorschubkräfte und bessere Werte für die Beschleunigung.

Ohne Anspruch auf Vollständigkeit wurden auch einzelne harte Beläge zum Vergleich getestet. Erwartungsgemäß zeigten diese sich jedoch nicht für den vorliegenden Motor geeignet, da die eher unregelmäßigen Trajektorien der verschiedenen Oberflächenpunkte und die Problematik der auf den Läufer auftreffenden Wellenberge hier Störungen verursachen, die nur von weichen Reibbelägen ausgeglichen werden können.

4.6 Bewegungsabgriff

Die am Läufer wirkende Kraft kann noch nicht direkt abgegriffen werden, da sonst die Gefahr bestünde, dass Querkräfte und Momente vom Abtrieb auf den Läufer und damit auf den Reibkontakt zurück wirken könnten. Sowohl eine seitliche Verschiebung oder Verdrehung der Reibbelagträger als auch eine ungleichmäßige Flächenpressung müssen aber unbedingt vermieden werden, damit definierte Verhältnisse bei der Umwandlung der Schwingungsenergie in einen Vorschub herrschen. Daher wurde schon bei [1] der Läufer am Schlitten einer Linearführung befestigt. Störkräfte und Momente werden von dieser abgefangen.

4.6.1 Spielfreiheit

Bei [1] waren sowohl die Reibbelagträger untereinander als auch der Läufer mit dem Schlitten der Linearführung über dünne Stahlmembranen verbunden (vgl. Abbildung 2.27). Es existierte kein starrer Rahmen. Der Kraftschluss wurde über lange Schrauben, nicht aber über eine starre Verschraubung geschlossen. Daher war dieser Läufer nicht völlig verwindungsfrei, wohl aber bereits spielfrei.

Auch in dieser Arbeit sollte die Spielfreiheit des Abtriebs unbedingt bewahrt bleiben, da diese einen großen Vorteil bei Direktantrieben darstellt. Gleichzeitig sollte die Steifigkeit des Bewegungsabgriffs deutlich erhöht werden. Daher wurde einerseits – wie bereits in Abschnitt 4.5 erläutert – ein starrer Rahmen für die Läuferkonstruktion verwendet, andererseits dieser Rahmen aber auch über einen Winkel starr mit dem Schlitten der Linearführung verbunden. Zusätzliche Membranen entfallen. Dem Läufer wird somit von der Linearführung nur genau ein Freiheitsgrad (nämlich die Bewegung in Vorschubrichtung) gelassen. Der für den Reibkontakt benötigte zweite Freiheitsgrad in Richtung der Anpresskraft wird von den Membranen zwischen Rahmen und Reibbelagträger zur Verfügung gestellt. Da diese Membranen eben sind und nur auf Zug belastet werden, sind weitere Freiheitsgrade ausgeschlossen, eine optimale Steifigkeit ist gewährleistet.

4.6.2 Leichtbau

Wie zuvor bei der Gestaltung des Läufers muss auch beim Bewegungsabgriff auf Leichtbau geachtet werden, um eine hohe Dynamik des Antriebs zu erhalten. Hier fällt in erster Linie die Masse des Schlittens der Linearführung ins Gewicht. Für diese Linearführung kamen nur Systeme mit Kugelumlauf in Frage. Unter der Vielzahl der Produkte von verschiedenen Anbietern wurde das Modell RSR 5WM von THK ausgewählt, da dessen Schlitten im Vergleich durch eine besonders geringe Masse von nur 8 g auffällt. Trotzdem kann diese Führung den im Betrieb zu erwartenden Kräften und Momenten standhalten. Auch die Verbindung zwischen Kugelumlaufschlitten und Läuferrahmen wurde auf geringe Masse hin optimiert. Dies bedeutet vor allem, dass der Abstand zwischen Linearführung und Läufer minimal gehalten wurde, so dass ein kurzes und dünnwandiges Bauteil genügt. Am selben Bauteil wird der Lesekopf eines optischen Wegmesssystems befestigt. Die Zahl der Verbindungselemente ist mit vier ebenfalls minimal, da die Masse der Schrauben hier nicht vernachlässigbar ist. Insgesamt hat der bewegte Teil des Motors eine Masse von 35 g.

4.7 Gesamtkonstruktion

Abbildung 4.40 zeigt die Gesamtkonstruktion des optimierten linearen Wanderwellenmotors. Der Statorring wird an seinen Membranen an den beiden Enden der Abtriebsstrecke mit jeweils zwei U-förmigen Lagerhälften eingespannt. Die beiden Lagerstellen werden mit einem Stab verbunden, der neben der Schiene der Linearführung auch das optische Raster des Wegmesssystems an seiner Unterseite trägt. Am Winkel, der den Läuferrahmen mit dem Schlitten der Linearführung

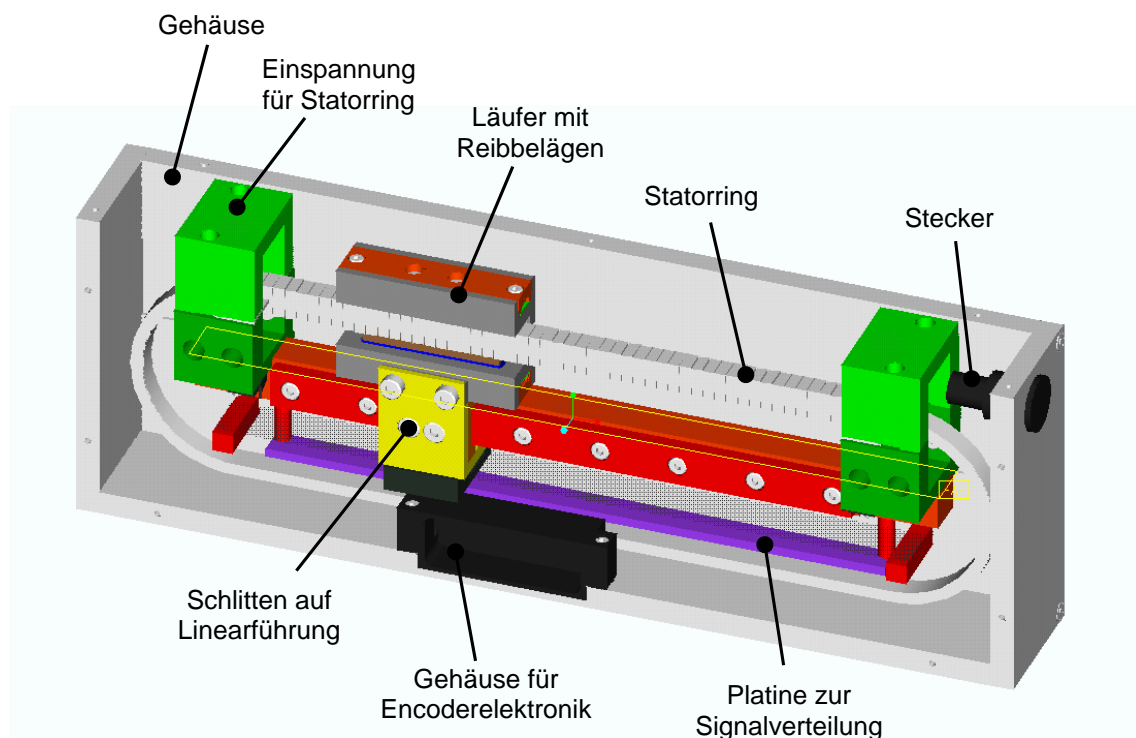


Abbildung 4.40: Gesamtkonstruktion (ohne Deckplatten)

verbindet, ist der Lesekopf des Wegmesssystems angebracht. Endschalter, die vom Läuferahmen ausgelöst werden, befinden sich in beiden Lagerstellen eingeschraubt, so dass die Ansteuerelektronik den Motor rechtzeitig abschaltet. Sollte dies einmal versagen (z. B. weil der Motor mit äußeren Kräften, die er nicht zu halten vermag, überlastet wird), so ist für diesen Fall ein definierter, mit dünnen Gummis gepufferter Anschlag an den Lagerstellen vorgesehen, gegen den der Schlitten der Linearführung prallt. Läufer, Endschalter und Wegmesssystem bleiben somit von dieser Belastung unberührt. Ebenfalls von den Lagerstellen aus führen zwei dünne Stifte nach unten, an denen die Platine zur Verteilung der Ansteuersignale auf die Piezosegmente befestigt ist.

Dieser Aufbau ist in sich selbsttragend. Das Gehäuse ist weder am Kraftfluss noch an den Toleranzketten beteiligt und dient lediglich dem Schutz vor Berührung, grober Verschmutzung bzw. Fremdkörpern und der Befestigung einer Buchse zur elektrischen Kontaktierung und der Auswerteelektronik des Wegmesssystems. Falls gewünscht, könnte es auch entfallen, wenn der Wanderwellenmotor in einem größeren System integriert werden soll.

Kapitel 5

Erzielte Verbesserungen – experimentelle Untersuchungen

5.1 Schwingungsverhalten des Stators

5.1.1 Amplitudenfrequenzgang

Amplitudenfrequenzgänge liefern wichtige und zugleich sehr anschauliche Informationen über die Resonanzfrequenzen und die erzielbare Resonanzüberhöhung. Die beiden Anregungsbereiche des Statorringes wurden hierzu einzeln nacheinander angesteuert. Die vom Impedanzanalysator erzeugten sinusförmigen Frequenzen wurden mit Hilfe eines Komparators in Rechtecksignale gewandelt und als Ansteuersignale für die Endstufe verwendet. Die von der Endstufe verstärkten und im Filter geglätteten Spannungen an den Piezos wurden mit einer Tastspitze im Faktor 1:100 abgegriffen und wieder dem Impedanzanalysator zugeführt. Für die jeweilige Mode wurde ein Schwingungsbauch an der Abtriebsstrecke des Stators ermittelt und das Laserdopplervibrometer senkrecht zur Oberfläche auf diesen Punkt fokussiert. Das von der Elektronik des Vibrometers ausgegebene zur Schwinggeschwindigkeit proportionale Spannungssignal (-10 bis +10 V) wurde ebenfalls dem Impedanzanalysator zugeführt. Dieser zeichnet für jede ausgegebene Frequenz die Antwort des Schwingers auf und überträgt das Ergebnis an einen PC.

Im Vergleich zu früheren Prototypen von [1] wurde bei dieser Messung mit rund 100 V nur etwa halb so stark angeregt, da zu diesem Zeitpunkt noch nicht abzusehen war, wie sich die erwarteten stärkeren Schwingungen auf die Lebensdauer des Prototypen (insbesondere auf die Kontaktierung der Piezos) auswirken würden. Dennoch fallen die Amplituden wie in Abb. 5.1 ersichtlich mit bis zu $3,5 \mu\text{m}$ bzw. $6 \mu\text{m}$ weitaus größer aus. Wie in den FEM-Simulationen vorhergesagt, hat

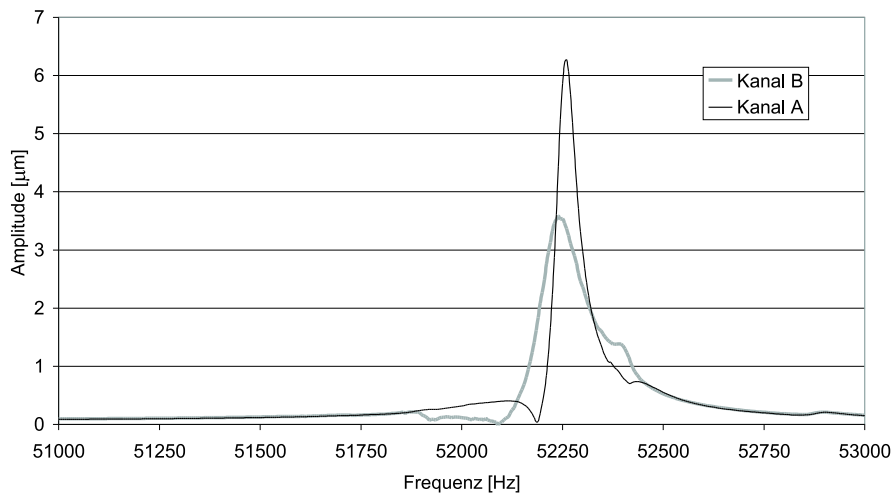


Abbildung 5.1: Amplituden-Frequenzgang

sich der Übertragungsfaktor damit etwa verdreifacht. Dies ist hauptsächlich auf die modifizierte Anbringung der Piezos zurück zu führen. Auch die Differenz der Resonanzfrequenzen hat sich von 190 Hz bei [1] auf nur noch rund 50 Hz reduziert. Das verfeinerte FEM-Modell und die damit ermöglichte genauere Auslegung des Schwingers brachte diese Verbesserung mit sich.

5.1.2 Admittanzfrequenzgang

Admittanzfrequenzgänge in der komplexen Ebene – die so genannten Kreisdiagramme – sind zwar sehr unanschaulich, sie liefern dafür aber auf einfachste Art eine Fülle von Kenngrößen, die sowohl die elektrischen wie auch die mechanischen Eigenschaften des elektromechanischen Wandlers und die elektromechanische Kopplung charakterisieren. Sie werden gemessen, indem der Impedanzanalysator direkt an den jeweiligen Anregungsbereich angeschlossen wird. Mit einer Effektivspannung von 3 Volt regt dieser das System harmonisch an, wobei er einen frei wählbaren Frequenzbereich schrittweise durchläuft. Der dabei vom System aufgenommene Strom wird vom Impedanzanalysator gemessen und zu der anregenden Spannung ins Verhältnis gesetzt. Für jede gemessene Frequenz wird das Ergebnis an einen PC zur Auswertung übertragen.

Abbildung 5.2 zeigt beispielhaft den Admittanzfrequenzgang des Anregungsbereichs A in der komplexen Ebene. Im relevanten Bereich zwischen f_1 und f_2 ist der Verlauf der Admittanz in guter Näherung kreisförmig. Es ergeben sich nach Auswertung gemäß Abschnitt 3.6 folgende Kenngrößen:

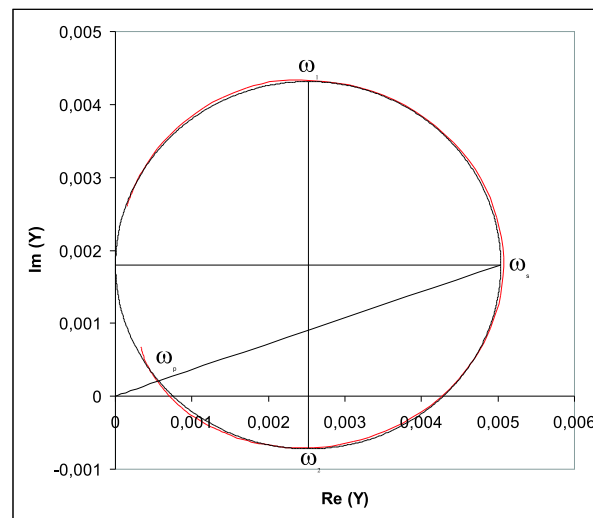


Abbildung 5.2: Admittanzfrequenzgang des Anregungsbereichs A

	Anregungsbereich A	Anregungsbereich B
f_1	52125 Hz	52190 Hz
f_2	52270 Hz	52325 Hz
f_S	52200 Hz	52250 Hz
f_P	52345 Hz	52400 Hz
Q_m	360	387
k_{eff}	7,4 %	7,6 %
C_0	5,7 nF	5,8 nF

Wie bereits bei der Messung des Amplitudenfrequenzganges festgestellt, hat sich die Differenz zwischen den Serienresonanzfrequenzen auf nur noch 50 Hz verringert. Die mechanische Güte Q_m ist weitaus geringer als bei [1], da die Verdoppelung des aktiven Materials auch eine Verdoppelung der Klebeflächen mit sich bringt, die die Dämpfung offensichtlich dominieren. Der effektive Kopplungsfaktor hat sich – hauptsächlich durch die neue Aufteilung der Piezokeramik in $\frac{\lambda}{4}$ -Segmente – jedoch mehr als verdoppelt. Auch die Wahl der Piezokeramik leistet ihren Beitrag zu diesen Werten, da im Gegensatz zu [1] anstelle der Piezokeramik PIC 141 nun PIC 181 verwendet wurde (vgl. Abschnitt 4.3).

5.1.3 Trajektorien der Oberflächenpunkte

Während die bisher genannten Kennwerte hauptsächlich zur Validierung von Maßnahmen zur Verbesserung des Schwingungsverhaltens dienen, sind für die Leistungsfähigkeit des Antriebes die

Trajektorien der Oberflächenpunkte an der Abtriebsstrecke des Stators von entscheidender Bedeutung. Da es sich hierbei um Bewegungen in einer Ebene, also in zwei Dimensionen handelt, benötigt man für deren Messung zwei Laserdopplervibrometer, die ein entsprechendes Koordinatensystem aufspannen. Jeder der beiden Laser kann nur den Bewegungsanteil in seiner Strahlrichtung aufnehmen. Die einfachste und praktischste Anordnung ist also unter 90° zueinander. Nachdem eine Messung parallel zur Oberfläche des Stators nicht möglich ist, wird das Koordinatensystem der Laser zur Vorschubrichtung bzw. zur Oberfläche der Abtriebsstrecke um 45° gedreht (Abb. 5.3) und die Messergebnisse entsprechend umgerechnet.

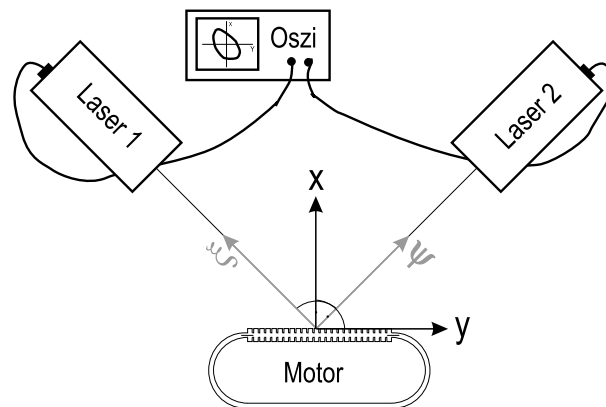


Abbildung 5.3: Anordnung der Laserdopplervibrometer zur Messung der Trajektorien

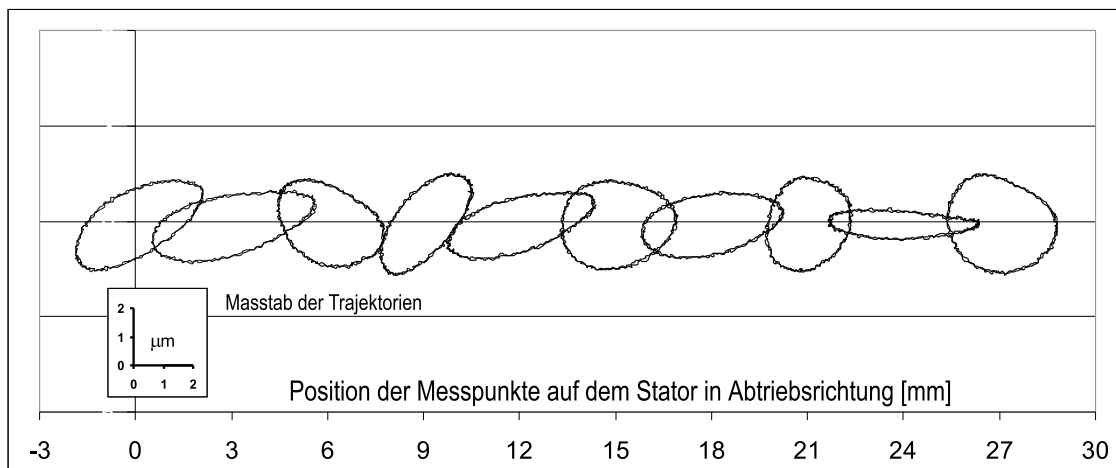


Abbildung 5.4: Trajektorien der Oberflächenpunkte

Es fällt in Abb. 5.4 auf, dass die Trajektorien relativ ungleichmäßig sind. Dies ist allerdings auch in den FEM-Simulationen der Fall (vgl. Abschnitt 4.22) und trat so auch bei [1] auf. Ent-

scheidend ist, dass die Trajektorien nicht zu schmal sind, sondern eine weite Fläche umschließen, so dass sie für den Vorschub wirksam sind. Durch die Wahl eines weichen Reibbelages werden die Unregelmäßigkeiten im Abtrieb gemittelt.

5.2 Leistungsfähigkeit des Motors

5.2.1 Kräfte und Geschwindigkeit

Wanderwellenmotoren sind in der Lage, im unbestomten Zustand ihre Position zu halten. Hierbei ist – je nach Wahl des Reibbelages – die erzielbare Kraft sogar deutlich höher als die im Betrieb maximal entwickelte Kraft, da Ultraschallschwingungen generell reibungsmindernd wirken. Besonders interessant ist dies für den Fall, dass ein Stellantrieb eine Last nur kurz bewegen und dann gegen erhebliche Störkräfte – beispielsweise durch Erschütterungen – in ihrer Position halten soll.

Die Kräfte des Wanderwellenmotors wurden hauptsächlich durch zwei Maßnahmen gesteigert: Die stärkere Schwingungsanregung lässt es zu, dass ein weicher Reibbelag mit hohem Reibkoeffizient stark angepresst wird, und die sorgfältige Auslegung der Läuferkonstruktion sorgt dafür, dass die Reibkräfte nicht nur haltend, sondern vor allem auch treibend auf den Läufer wirken.

Die erzielte Haltekraft im unbestromten Zustand beträgt 14 N, gemessen mit einem piezoresistiven Kraftaufnehmer bei langsamer Verschiebung des Läufers, also in Gleitreibung. Vor der Optimierung des Motors lag dieser Wert bei unter 4 N.

Wird der Motor gegen einen festen Anschlag betrieben, also von außen fest gesetzt und dabei voll angesteuert, so entwickelt er die sogenannte Blockierkraft von 6,7 N. Nach [1] lag dieser Wert bei gleicher Baugröße zuvor bei 3,7 N, es wurde also eine Steigerung um über 80 % erreicht.

Die Blockierkraft legt einen Endpunkt der Kraft-Geschwindigkeits-Kennlinie fest. Der andere Endpunkt wird durch die Leerlaufgeschwindigkeit gebildet. Durch Messung mit einem Laserdopplervibrometer wurde diese zu $700 \frac{\text{mm}}{\text{s}}$ bestimmt.

5.2.2 Beschleunigungsverhalten

Das Beschleunigungsverhalten von Wanderwellenmotoren unterscheidet sich grundlegend von dem elektrodynamischer Antriebe. Bei letzteren hängt die für die Beschleunigung zur Verfügung stehende Kraft ebenso wie die erreichbare Endgeschwindigkeit u. a. von der angelegten Spannung ab. Letztlich resultieren hieraus die bekannten Zeitkonstanten dieser Motoren. Ganz im Gegensatz hierzu entwickelt ein Wanderwellenmotor unabhängig von der Intensität seiner Bestromung reib-

schlüssig praktisch immer die gleichen Kräfte, so dass er auch bei nur schwacher Anregung noch seine volle Beschleunigung entfaltet. Kleinere Endgeschwindigkeiten werden daher in kürzerer Zeit erreicht. Mit anderen Worten: Die Zeit, die zur Beschleunigung benötigt wird, ist nicht konstant; *Zeitkonstanten* existieren in diesem Fall folglich nicht. Neben der Kraftentfaltung wirkt bei Wanderwellenmotoren jedoch noch ein weiterer Faktor limitierend auf die Beschleunigung: das Einschwingverhalten des Stators. Sind die Vorschubkräfte groß und die bewegten Massen klein genug, so folgt der Läufer der Geschwindigkeit, die dem momentanen Schwingungszustand des Stators entspricht. Es dauert mehrere Millisekunden, bis der Statorring sich nach dem Einschalten der Schwingungsanregung einschwingt (Abb. 5.5). Dies ist prinzipbedingt [1] und entzieht sich der Optimierung, da es im Wesen einer Resonanzüberhöhung liegt, dass sich die über viele Perioden angeregte Schwingungsenergie aufaddiert. Der resultierende Geschwindigkeitsverlauf ist in Abbildung 5.6 dargestellt. Die hinzugefügte Gerade entspricht einer Beschleunigung von $60 \frac{\text{m}}{\text{s}^2}$ (6 g).

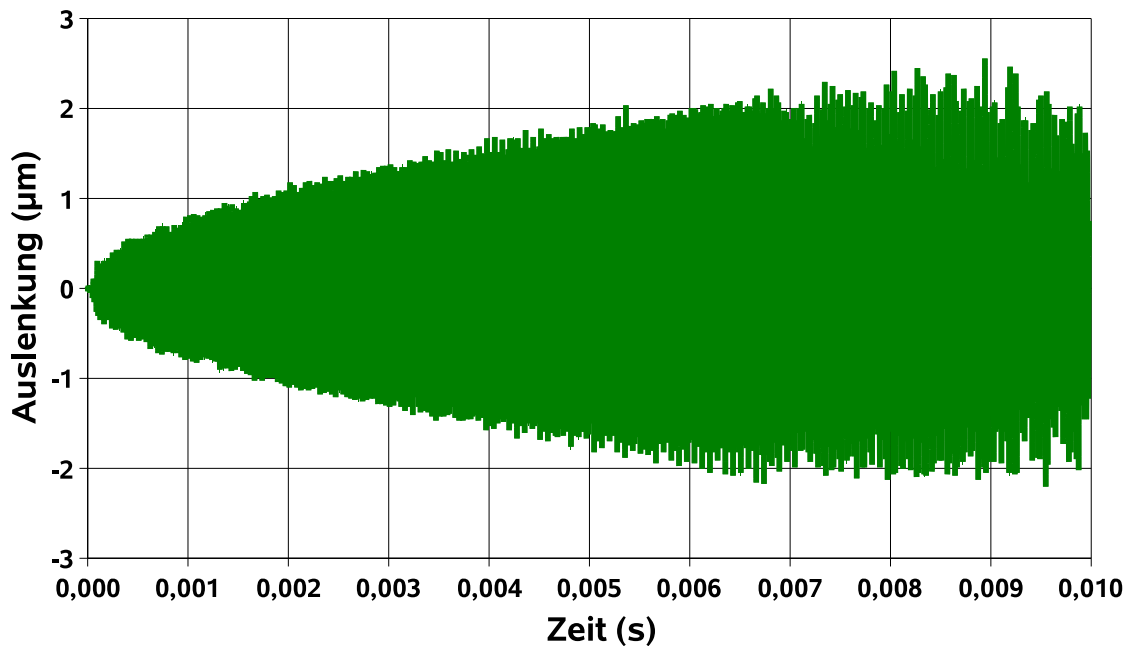


Abbildung 5.5: Einschwingvorgang (Amplitudenverlauf)

Bei einer Fahrtrichtungsumkehr des Wanderwellenmotors wechselt der Statorring von einem eingeschwingenen Zustand zu einem anderen, wobei die im mechanischen System gespeicherte Energie erhalten bleibt; lediglich die Ausbreitungsrichtung der Welle wird umgekehrt. Anschaulich

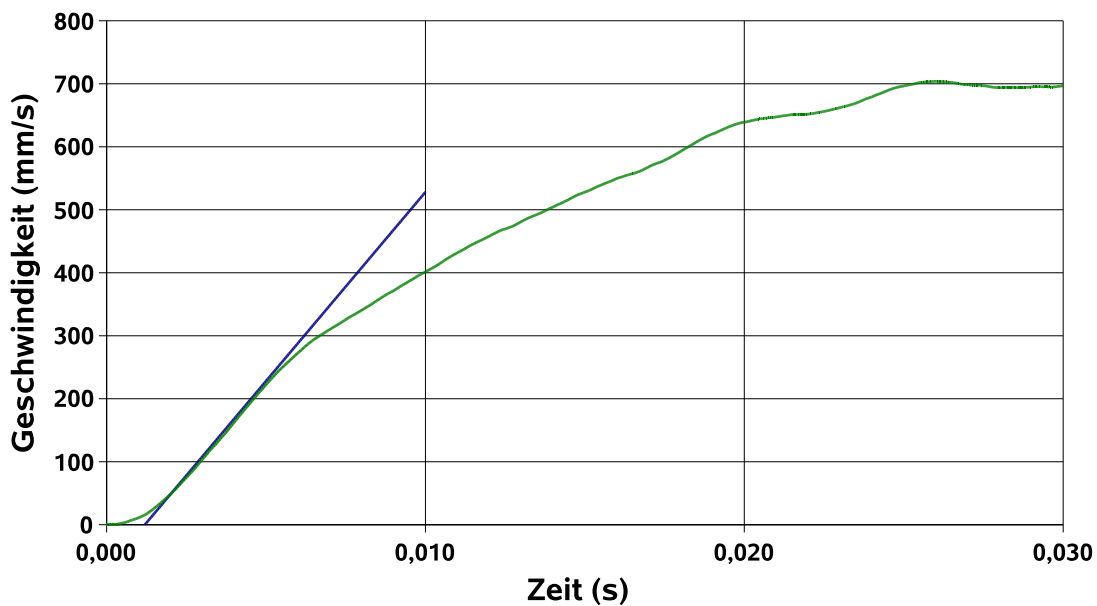


Abbildung 5.6: Beschleunigungsvorgang (Geschwindigkeitsverlauf)

gesprochen bedarf es hierzu nur einer Reflexion der Wanderwelle, die allerdings nicht durch ein festes oder loses Ende, sondern durch die geänderte Bestromung eines der Anregungsbereiche erzielt wird. Dieser Wechsel im Schwingungszustand erfolgt daher wesentlich schneller als das Einschwingen nach dem Einschalten. Während sich der beschriebene transiente Vorgang einer einfachen messtechnischen Erfassung und Darstellung entzieht, schlägt er sich deutlich auf den in Abbildung 5.7 dargestellten resultierenden Verlauf von Geschwindigkeit bzw. Beschleunigung nieder.

Man erkennt in einer ersten Phase nach dem Umschalten des Motors, dass der Läufer mit rund $200 \frac{\text{m}}{\text{s}^2}$ (20 g) verzögert. Dies entspricht auch seiner Verzögerung nach dem Abschalten des Motors und ergibt sich aus dem einfachen Zusammenhang $a = \frac{F}{m}$ mit $F = 7 \text{ N}$ (Blockierkraft) und $m = 35 \text{ g}$ (Masse der bewegten Teile). Vor der Optimierung lag dieser Wert bei rund 6 g [1]; die Dynamik wurde an dieser Stelle also mehr als verdreifacht. Nach dem Erreichen der Geschwindigkeit Null sinkt die Beschleunigung auf etwa $110 \frac{\text{m}}{\text{s}^2}$ (11 g). Offensichtlich ist die Wanderwelle in diesem Moment noch nicht so stark ausgebildet, dass sie den Läufer mit ganzer Kraft voran treiben könnte, aber andererseits deutlich stärker als im oben dargestellten Fall des Einschaltens. Insgesamt ist nach rund 3 Millisekunden der Richtungswechsel praktisch vollzogen.

In Anwendungen, bei denen vorab bekannt ist, wann hohe Beschleunigungen aus dem Stillstand gefordert werden, ließe sich der Statorring ggf. bereits mit einer stehenden Welle „auf-

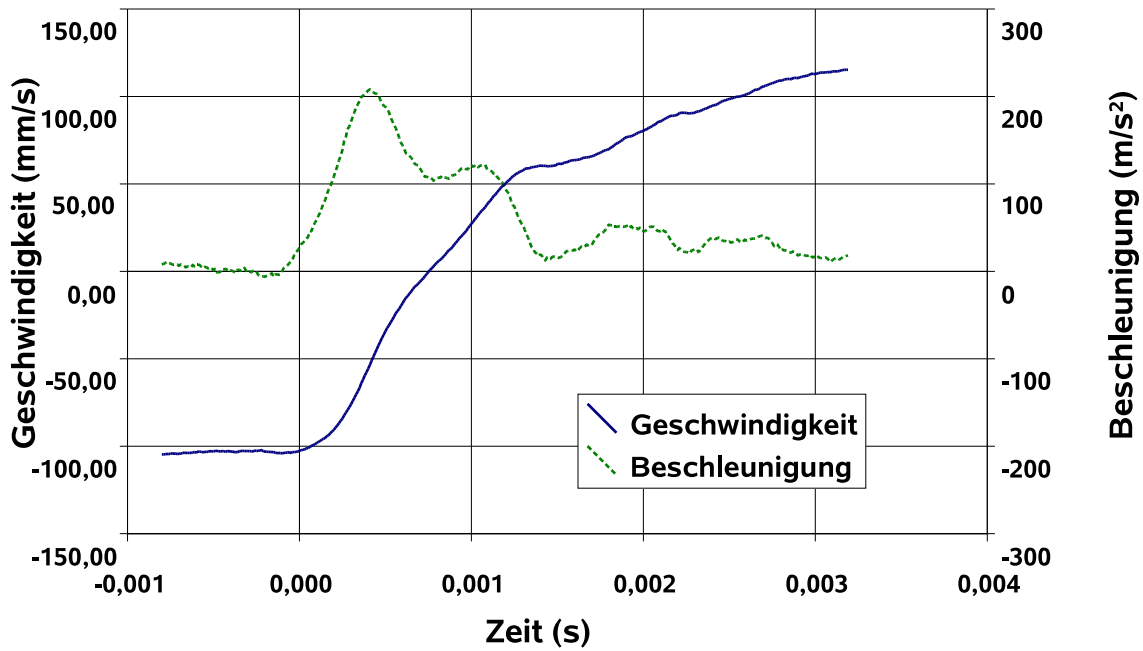


Abbildung 5.7: Richtungswechsel (Geschwindigkeits- und Beschleunigungsverlauf)

den”, so dass die Beschleunigung aus dem Stillstand ebenfalls auf $110 \frac{\text{m}}{\text{s}^2}$ (11 g) gebracht werden könnte.

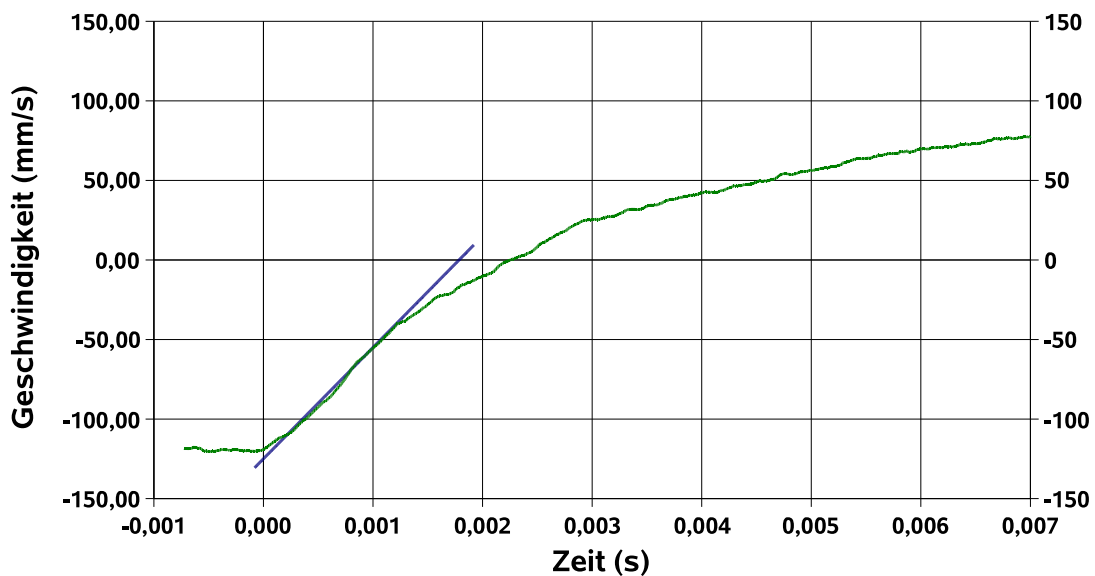


Abbildung 5.8: Richtungswechsel mit Zusatzmasse (Geschwindigkeitsverlauf)

Belastet man den Motor mit einer Zusatzmasse von 100 Gramm am Läufer, so sinkt die Be-

beschleunigung entsprechend. Wie in Abbildung 5.8 erkennbar verbleiben aber immerhin noch $70 \frac{\text{m}}{\text{s}^2}$ (7 g) gegenüber [1] mit unter 2 g.

Kapitel 6

Zusammenfassung, Diskussion und Ausblick

6.1 Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit wurden verschiedene Optimierungsmöglichkeiten und -methoden am Beispiel eines linearen Wanderwellenmotor angewandt. Im Vordergrund des Interesses stand dabei nicht unbedingt, nur diese eine Bauform eines Wanderwellenmotors in ihrer Entwicklung voran zu treiben, sondern für viele vergleichbare Motoren hilfreiche Techniken zu erarbeiten. Die meisten der beschriebenen Optimierungen sind daher auf andere, auch auf rotatorische Wanderwellenmotoren übertragbar, manche sind auch für sonstige Piezoantriebe nützlich. Als Ausgangspunkt diente ein bereits vorhandenes Labormuster eines linearen Wanderwellenmotors [1]. Hierauf aufbauend wurde ein praxisnaher Prototyp entworfen, z. T. simuliert, aufgebaut und getestet. Ganz bewusst wurden hierbei Kompromisse eingegangen zwischen hoher Leistungsfähigkeit einerseits und kostengünstiger Einfachheit andererseits – die Forschung an Elfenbeinlösungen wäre keine Hilfe für die spätere Entwicklung von marktfähigen Antriebsprodukten.

Der Systemgedanke spielte eine große Rolle in dieser Arbeit. Ein Piezomotor als mechanische Einheit ist an sich noch nicht ohne weiteres nutzbar, da für Wanderwellenmotoren leider keine Standard-Ansteuerungen wie beispielsweise für gewöhnliche elektronisch kommutierte Motoren am Markt verfügbar sind. Für einen Einsatz als Positionierantrieb sind darüber hinaus auch Fragen der Anbindung an übergeordnete Rechnersysteme, der Integration von Wegmesssystemen usw. relevant. Insgesamt ergaben sich hieraus Aufgaben aus den Bereichen Software, analoge und digitale Signalverarbeitung, Leistungselektronik, Filterung von Leistungssignalen, Gestaltung von resonanten piezoelektrischen Wandlern und mechanischen Schwingern, reibschlüssige Kraftüber-

tragung bis hin zum spielfreien und steifen Bewegungsabgriff. Keiner dieser Punkte darf vernachlässigt werden bei der Entwicklung eines aufgrund der engen Wechselwirkung der Teilbereiche tatsächlich mechatronischen Antriebssystems.

Der verwendete kostengünstige Microcontroller PIC 17C456 von Microchip ist in seiner Leistungsfähigkeit für den Zweck der Signalerzeugung und die Anbindung an übergeordnete Rechensysteme bzw. an Benutzerschnittstellen wie Ziffernblock und 7-Segment-Anzeige gerade ausreichend. Mit Hilfe einiger peripherer Elektronik kann er Messwerte von ausgegebener Spannung und aufgenommenem Strom aus der Leistungs-Endstufe verarbeiten und hieraus die geeignete Arbeitsfrequenz für den Motor ableiten. Die Auflösung der erzeugbaren Arbeitsfrequenzen liegt hierbei weit unter 1 Hz. Auch weitere Aufgaben wie z. B. die Überwachung der Endschalter werden vom Microcontroller übernommen. Insgesamt bietet die Signalerzeugung mittels Microcontroller maximale Flexibilität und Transparenz für den Entwickler.

Die vom Microcontroller ausgegebenen Signale zur Ansteuerung der Piezokeramik werden von einer relativ konventionellen schaltenden Endstufe auf rund 50 V verstärkt. Diese Leistungssignale werden gefiltert, indem eine zusätzliche Induktivität, eine zusätzliche Kapazität, ein Übertrager (1:5) und die Kapazität der Piezokeramik einen Bandpass bilden. Dieser Bandpass ist sehr unempfindlich gegenüber Änderungen der Arbeitsfrequenz und gegenüber Drift der Bauteilwerte. Durch die primärseitige Anbringung der zusätzlichen Filterbauteile ergeben sich verringerte Verluste im Übertrager.

Im Gegensatz zu anderen Wanderwellenmotoren sind die Piezokeramik-Elemente nicht in halben, sondern in viertel Wellenlängen strukturiert. Durch diese $\frac{\lambda}{4}$ -Segmentierung und eine Anbringung auf beiden Seiten des Aluminiums im Anregungsbereich erhöhen sich – auf Kosten eines höheren Aufwands für die Kontaktierung – die erreichbaren Schwingungsamplituden um mehr als Faktor 3 auf rund 7 μm . Bei derart starken Schwingungen mit entsprechend hohen Beschleunigungen sind allerdings manuell angebrachte Lötstellen auf der Piezokeramik am Prototypen nicht dauerhaft haltbar, weshalb eher verhalten angesteuert bzw. eine stark verkürzte Lebensdauer hingenommen werden musste. Als Leitermaterial kam aus dem gleichen Grund Federbronze (CuSn6 nach DIN EN 12166) zur Anwendung.

Durch verbesserte FEM-Modelle gelang es, eine bessere Übereinstimmung zwischen Simulation und Realität zu erzielen. Die verwendeten orthogonalen Moden von früher 190 Hz Differenz wurden auf nur noch 50 Hz aneinander angenähert. Hierzu wurde der Einfluss der Anordnung der sog. Master Degrees of Freedom (MDOFs) auf das Simulationsverhalten untersucht und die Vernetzung optimiert.

Der Läufer des Motors – Reibbelagträger mit Reibbelag, Federn zur Anbringung der An-

presskraft, Rahmen und Anbindung an eine Kugelumlauführung – wurde ebenfalls in FEM-Simulationen optimiert. Einer gleichmäßigen Verteilung der Anpresskraft unter dem Reibbelag ist hinsichtlich des Abtriebsverhaltens besondere Aufmerksamkeit zu schenken. Hierdurch und durch die Wahl eines geeigneten Reibbelages konnte die Anpresskraft und damit die erreichbare Vorschubkraft deutlich gesteigert werden, ohne schädliche Nebeneffekte wie Geräuschentwicklung oder ungleichmäßigen Lauf hinnehmen zu müssen. Auch die Steifigkeit in Vorschubrichtung bei gleichzeitig möglichst leichter Bauweise war Teil der Optimierung. Die im Betrieb zu erwartenden Deformationen des Läuferrahmens liegen daher unter nur $5\ \mu\text{m}$. Trotzdem konnte die bewegte Masse von rund 45 g auf 35 g reduziert werden.

Insgesamt wurde die Haltekraft im unbestromten Zustand von unter 4 N auf 14 N mehr als verdreifacht. Die Blockierkraft stieg von 3,7 N auf 6,7 N um über 80 %. War früher die Beschleunigung stets bei rund 6 g, so trifft dieser Wert nun nur noch für das Anfahren aus dem unbestromten Stillstand zu, da hier prinzipbedingt erst ein Einschwingen des Stators stattfinden muss. Bei Fahrtrichtungswechsel dagegen verzögert der optimierte Prototyp zunächst mit 20 g und beschleunigt anschließend mit 11 g in Gegenrichtung. Dies entspricht ebenfalls einer Verdreifachung bzw. einer knappen Verdoppelung der vorherigen Werte. Mit einer Zusatzmasse von 100 g belastet verbleiben noch 7 g gegenüber vorher unter 2 g, also auch hier über dreifache Steigerung. Die Steigerung der Leerlaufgeschwindigkeit von früher $630\ \frac{\text{mm}}{\text{s}}$ um 11 % auf jetzt $700\ \frac{\text{mm}}{\text{s}}$ fällt im Vergleich dazu eher bescheiden aus. Dies hängt – neben der Auslegung des Läufers auf hohe Kräfte – vor allem damit zusammen, dass für höhere Geschwindigkeiten auch höhere Schwingungsamplituden erzeugt werden müssten, was zwar dank der neuartigen Anbringung der Piezoelemente nun eigentlich möglich wäre, jedoch ertragen die manuell gelöteten Kontaktierungen des Prototypen die entsprechend hohe Schwingungsbelastung nicht dauerhaft.

6.2 Diskussion der Ergebnisse und Ausblick

In Anbetracht der dramatisch gesteigerten Kräfte und Beschleunigungen darf die Wirksamkeit der entsprechenden Optimierungen wohl als erwiesen gelten. Die nur leicht verbesserte Endgeschwindigkeit demonstriert hingegen, dass Randprobleme wie die Qualität der Lötungen leicht den Erfolg der vervielfachten Schwingungsamplituden zunichte machen können. Es wäre an dieser Stelle daher zu kurz gegriffen, würde man nur die erreichten Leistungsdaten des Motors betrachten. Wie bereits erwähnt liegt das eigentliche Ziel dieser Arbeit nicht darin, einen möglichst leistungsfähigen piezoelektrischen Lineardirektantrieb zur Verfügung zu stellen, sondern vielmehr auf andere Piezomotoren übertragbare Optimierungsmöglichkeiten und -methoden zu erarbeiten.

Die grundsätzliche Eignung eines einfachen und kostengünstigen Microcontrollers für die Signalerzeugung konnte gezeigt werden. Gleichzeitig muss jedoch darauf hingewiesen werden, dass der verbleibende Aufwand für dessen Peripherie nicht gering war, da manche seiner Aufgaben – z.B. Frequenzverstellung mit entsprechend feiner Auflösung – nicht durch seine Rechenleistung alleine zu bewerkstelligen sind. Betrachtet man den Trend zu digitalen Signalprozessoren (DSPs) für Anwendungen im Bereich der Motorsteuerungen und die fallenden Preise dieser DSPs, so kommt man zu dem Schluss, dass für zukünftige Generationen von Ansteuerungen für Wanderwellenmotoren diese Technologie zunehmend interessanter wird. Je mehr Signalverarbeitung innerhalb eines einzelnen Bausteines statt findet, desto geringer wird auch die Problematik der Störsignale, die bei dem vorliegenden Prototypen viel Zeit und Energie geraubt hat. Mit zunehmender Marktbedeutung der Piezomotoren wird sicher auch die Verfügbarkeit mancher hierauf abgestimmter Elektronik-Bausteine zunehmen.

Sehr gut bewährt hat sich die Verwendung eines Übertragers mit primärseitiger zusätzlicher Kapazität und Induktivität zur Bildung eines Bandpasses vierter Ordnung. Ein einfacher Schwingkreis, gebildet aus der Induktivität des Übertragers und der Kapazität der Piezokeramik, reagiert im Vergleich hierzu bei Änderungen der Arbeitsfrequenz oder Drift der Bauteileigenschaften viel zu empfindlich mit schlechter Filterung und/oder drastischen Amplitudenschwankungen aufgrund der starken Amplitudenüberhöhung im Resonanzfall. Die primärseitige Anbringung der zusätzlichen Glieder hat Vorteile für deren Dimensionierung und vor allem für die verlustarme Verstärkung im Übertrager durch die rechtzeitige Unterdrückung von Oberwellen.

Wie oben angedeutet ist es etwas schwierig zu beurteilen, für wie erfolgreich die geänderte Anbringung der Piezokeramiken zu erachten ist. Einerseits wurde sowohl durch FEM-Simulationen als auch durch Messungen klar nachgewiesen, dass sich die Schwingungsamplituden durch die $\frac{\lambda}{4}$ -Segmentierung fast verdoppeln und durch die zusätzliche beidseitige Anbringung von Piezokeramik insgesamt fast vervierfachen. Andererseits zeigte sich, dass ein längerer Betrieb bei derart hohen Amplituden das Material an seine Grenzen bringt. Trotzdem darf die Verbesserung der Schwingungsanregung wohl als Erfolg gelten. Zum einen ermöglicht der hohe Übertragungsfaktor es, mit entsprechend schwächerer Anregung die gleichen Amplituden wie zuvor zu erzielen, zum anderen dürfte sich bei entsprechender Prozess-Sicherheit in einer Serienfertigung die Belastbarkeit des Materials im Vergleich zu den einzeln manuell hergestellten Lötungen am Prototypen deutlich steigern lassen. Insbesondere Laser-Lötungen unter Schutzgas mit genau dosierter Lotmenge versprechen hier noch ein hohes Potential, das zu einer Steigerung der zulässigen Schwingungsamplitude und damit letztlich auch zu einer noch höheren Geschwindigkeit – rechnerisch bis weit über $1000 \frac{\text{mm}}{\text{s}}$ hinaus – führen kann. Auch eine geänderte Anordnung der Drähte, bei-

spielsweise in Form einer Schraubenfeder, könnte zur Lösung beitragen.

Die Anwendung von FEM-Simulationen zur Analyse von Schwingungsproblemen ist natürlich kein Novum. Im Bereich hoher Schwingungsmoden (über 40. Ordnung) ist ihre Beherrschung aber auch noch nicht Stand der Technik. Welche Feinheiten des Modells hier das Ergebnis entscheidend beeinflussen und welche vernachlässigt werden dürfen, lässt sich ohne entsprechende Erfahrung kaum vorher abschätzen. Ein in allen Details feinstvernetztes Modell ist andererseits nicht mit gängigen Computersystemen lösbar. Die durchgeführten Vergleiche zwischen verschiedenen Modellen und insbesondere mit verschiedenen gewählten Master Degrees of Freedom (MDOFs) leisten hier einen Beitrag zum benötigten Erfahrungsschatz, und die am Prototypen gemessene verbesserte Übereinstimmung zwischen den verwendeten Moden bestätigt die Gültigkeit dieser Modelle.

Die FEM-gestützte Optimierung der Reibbelagträger und Reibbeläge bzw. derer Deformation und Anpresskraftverteilung ermöglichte es, deutlich stärkere Anpresskräfte und somit auch entsprechend höhere Motorkräfte zu erreichen. In Verbindung mit der passenden Materialwahl für die Reibbeläge ergeben sich die genannten verdoppelten bzw. verdreifachten Kräfte und Beschleunigungen. Bei Richtungswechsel 20 g Verzögerung und 11 g Beschleunigung in Gegenrichtung sind Werte, die für sich sprechen.

Insgesamt ist es gelungen, den Prototyp eines piezoelektrischen Lineardirektantriebs zu schaffen, der in seinen technischen Daten einem elektrodynamischen Lineardirektantrieb vergleichbaren Bauvolumens in verschiedenen Punkten überlegen ist. Insbesondere die hohe Dynamik ist hier hervorzuheben. Von seiner Charakteristik her ist er für Pick an Place-Anwendungen kleiner Leistungen in der Automatisierungstechnik prädestiniert, wobei vertikale Bewegungen und auch das Halten einer Position dem Wanderwellenmotor leichter fallen als konventionellen Lineardirektantrieben. Lässt sich durch die hohen Beschleunigungen eine kürzere Positionierzeit und damit für eine Gesamtanlage eine höhere Produktivität erzielen, so relativiert sich auch ein Mehrpreis, der für die neue Technologie wohl zu bezahlen wäre. Für manche Nischenanwendungen wären andere Vorteile des linearen Wanderwellenmotors – hätte er denn schon Serienreife – aber viel entscheidender. Die Fähigkeit, maximale Kräfte im unbestromten Zustand zu entwickeln, macht ihn „fail save“ ohne zusätzliche Bremse. Der reibschlüssige Abtrieb wirkt wie eine Überlast-Rutschkupplung. Die Arbeitsweise ohne Magnetfelder ist für einige Laboranwendungen von hohem Wert. Natürlich wäre auch ein serienreifer piezoelektrisch erregter linearer Wanderwellenmotor nicht die universelle Lösung für alle feinwerktechnischen Antriebsprobleme, in einigen Anwendungen aber sicher die beste Wahl.

Literaturverzeichnis

- [1] Hermann, M.: Entwicklung und Untersuchung piezoelektrisch erregter Wanderwellenmotoren für lineare Bewegungen. Dissertation, Universität Stuttgart, IKFF-Institutsbericht Nr. 14, 1998
- [2] Herzog, B.: Entwicklungsgrundlagen für modulare Ultraschallantriebe. Dissertation, Universität Stuttgart, IKFF-Institutsbericht Nr. 11, 1993
- [3] Fröschle A.: Analyse eines Piezo-Wanderwellenmotors. Dissertation, Universität Stuttgart, IKFF- Institutsbericht Nr. 10, 1992
- [4] Hermann, M.; Schinköthe, W.: Aktorik in der Feinwerktechnik, Teil 2: Skript zur Übung und zum Praktikum Piezosysteme / Ultraschallantriebe. IKFF, Universität Stuttgart, 1996.
- [5] Hermann, M.; Schinköthe, W.; Haug, J.: Properties of a Piezoelectric Travelling Wave Motor Generating Direct Linear Motion. Actuator 98, 17. - 19. Juni 1998, Bremen
- [6] Schinköthe, W.; Hermann, M.: Wanderwellenmotoren - alternative Antriebe in der Feinwerktechnik. DRIVES 98, 24. - 26. November 1998, Nürnberg
- [7] Schinköthe, W.: Wanderwellenmotoren - Bauformen und Eigenschaften. 44. International Scientific Colloquium, 20. - 23. September 1999, Ilmenau
- [8] Haug, J.; Schinköthe, W.: Linearer Wanderwellenmotor - Optimierung und Eigenschaften. 47. Internationales wissenschaftliches Kolloquium, 23.-26. September 2002, Ilmenau
- [9] Haug, J.; Schinköthe, W.: Linearer Wanderwellenmotor - Ergebnisse einer Motoroptimierung. Tagung „Innovative Klein- und Mikroantriebstechnik“, 17.-18. März 2004, Darmstadt
- [10] Uchino, K.: 43rd ICAT Smart Actuators Two-Day Tutorial „Micro Mechatronics“. Begleit-CD „Micromechatronics & FEM“, Pennsylvania State College, 2004

- [11] Uchino, K.: 43rd ICAT Smart Actuators Two-Day Tutorial „Micro Mechatronics“. Mündlicher Vortrag, Pennsylvania State College, 2004
- [12] Uchino, K.: A Miniature Piezoelectric Rotary Motor Using two Orthogonal Bending Modes of a Hollow Cylinder. Conference Proceedings, Actuator 2000, 7th International Conference on New Actuators, Bremen, 2000, pp. 242-245
- [13] Anzinger, C.; Schmid, U.; Krötz, G.: Fast Responding Automotive Microinjector, Operating with a Multiplated Piezoelectric Actuator. Conference Proceedings, Actuator 2002, 8th International Conference on New Actuators, Bremen, 2002, pp. 130-133
- [14] N.N.: The Ultrasonic Motor's Homepage. Webseite der Shinsei Corporation Inc., <http://www.tky.3web.ne.jp/usrmotor/English/html/>
- [15] Hack, T.: Webseite, <http://www-civ.eng.cam.ac.uk/dsl/th/ultrasonicdsl.html>
- [16] Rohloff, R.-R.: Actuators in Astronomical Instrumentation. Conference Proceedings, Actuator 2002, 8th International Conference on New Actuators, Bremen, 2002, pp. 134-137
- [17] Jorzick, A.; Zaka, W.: Real-Time Temperature Measurement Inside a Printhead Actuator. Conference Proceedings, Actuator 2002, 8th International Conference on New Actuators, Bremen, 2002, pp. 138-140
- [18] Spanner, K.: Breakthrough in Piezo Actuator Applications. Conference Proceedings, Actuator 2000, 7th International Conference on New Actuators, Bremen, 2000, pp. 236-241
- [19] Schreiner, M.; Huber, W.; Schöner H.-P.; Dörmer M.: Robotic Wrist Actuator with High Torque Piezoelectric Travelling Wave Motor. Conference Proceedings, Actuator 2000, 7th International Conference on New Actuators, Bremen, 2000, pp. 375-378
- [20] Maas, J.: Concept for Optimized Force Transmission in Travelling Wave Type Ultrasonic Motors
- [21] NN: P-915K094 Miniature Rotary PiezoMotor. Datenblatt der Firma Physik Instrumente (PI) GmbH & Co. KG, Karlsruhe, 2003
- [22] Henderson, D.; Fasick, J.: The Inchworm Piezoelectric Stepping Motor - Advances in Design, Performance and Applications. Actuator

- [23] Claeysen, F.; Le Letty, R.; Six, M. F.; Debarnot, M.; Lhermet, N.; Privat, M.: Versatile Ultrasonic Piezo Drive for Direct-Drive Motorization. Conference Proceedings, Actuator 2000, 7th International Conference on New Actuators, Bremen, 2000, pp. 262-265
- [24] Le Letty, R.; Lhermet, N.; Patient, G.; Claeysen, F.: Valves Based on Amplified Piezoelectric Actuators. Conference Proceedings, Actuator 2002, 8th International Conference on New Actuators, Bremen, 2002, pp. 141-144
- [25] Zhang, Y.; Hesselbach, J.: Piezoelectric Rotary-Linear-Actuators for Miniaturised or Micro Parallel Robot. Conference Proceedings, Actuator 2000, 7th International Conference on New Actuators, Bremen, 2000, pp. 371-374
- [26] Houben, B.; Symens, W.; Versteyshe, M.; Reynaerts, D.; Van Brussel, H.: Design and Construction of a Linear Piezoelectrically Driven Forced Travelling Wave Motor. Conference Proceedings, Actuator 2000, 7th International Conference on New Actuators, Bremen, 2000, pp. 447-450
- [27] Devos, S.; Reynaerts, D.; Al-Bender, F.; Van Brussel, H.: A Piezo-Electrical Travelling Wave XY-Stage. Conference Proceedings, Actuator 2002, 8th International Conference on New Actuators, Bremen, 2002, pp. 470-443
- [28] NN: Piline Miniature Translation Stages with Ultrasonic Piezo Linear Motors. Datenblatt der Firma Physik Instrumente (PI) GmbH & Co. KG, Karlsruhe, 2003
- [29] Wischnewskiy, W.; Kovalev, S.: Two-Phase Piezoelectric Linear Actuators Based on the Longitudinal and Bending Acoustic Waves for Ultrasonic Motors. Conference Proceedings, Actuator 2002, 8th International Conference on New Actuators, Bremen, 2002, pp. 407-412
- [30] Diefenbach, G.; Reichinger, C.: Behaviour of Piezoelectric Micropush Motors with Varying Loads. Conference Proceedings, Actuator 2002, 8th International Conference on New Actuators, Bremen, 2002, pp. 438-441
- [31] NN: Drahtvorschub. Datenblatt der Firma Marco Systemanalyse und Entwicklung GmbH, Ident.-Nr. asy/twf/a, Revision 1.4, Dachau, 2003
- [32] Duarte, A.; Rodriguez, H.; Jimenez, A. R.; Pons, J. L.; Ceres, R.: Global Performance Evaluation of TWUM's Drivers. Conference Proceedings, Actuator 2000, 7th International Conference on New Actuators, Bremen, 2000, pp. 383-386

- [33] Wilson, S. A.; Rayner, P. J.; Whatmore, R. W.: Design of a Travelling Wave Ultrasonic Piezoelectric Micromotor in Silicon Using DRIE.
- [34] Biwersi, S.; Manceau, J. F.; Bastien, F.: Small Size Travelling Wave Ultrasonic Motors in Square Structures.
- [35] Scortesse, J.; Biwersi, S.; Manceau, J. F.; Bastien, F.: Linear Quasi-Traveling Wave Ultrasonic Motor. Conference Proceedings, Actuator 2000, 7th International Conference on New Actuators, Bremen, 2000, pp. 391-394
- [36] Aoyagi, M.; Ogasawara, T.; Tomikawa, Y.; Takano, T: Multi-Degrees-of-Freedom Ultrasonic Actuator Employing Multi-Vibration Modes of a Disk. Conference Proceedings, Actuator 2000, 7th International Conference on New Actuators, Bremen, 2000, pp. 399-402
- [37] N.N.: Piezo LEGS. Firmenschrift der PiezoMotor Uppsala AB, Uppsala / Schweden, 2002
- [38] N.N.: LN 2000 Range: Ultra-Precision Ceramic Linear Motors - Model SP-8. Firmenschrift von Nanomotion Ltd., Technion Haifa, 1996
- [39] Bromme, A.; Scheurle, R.: Application of Piezoceramic Ultrasonic Linear Motors in XY-Linear Precision Stages. Conference Proceedings, Actuator 2002, 8th International Conference on New Actuators, Bremen, 2002, pp. 506-511
- [40] Wehrsdorfer, E.; Borchhardt, G.; Pertsch, P.; Karthe, W.: Piezoelektrischer Mikrostoßantrieb. F&M Bd. 106, Nr. 4, 1998
- [41] Tomikawa, Y.; Ueda, K.; Takano, T.: Piezoelectric Linear Actuator Using L1-F2 Double-Resonance-Mode Trident Type Tuning-Fork Resonator. Conference Proceedings, Actuator 2002, 8th International Conference on New Actuators, Bremen, 2002, pp. 446-449
- [42] Kurosawa, M. K.; Nakashita, T.; Nanzawa, H.; Shigematsu, T.: Surface Acoustic Wave Motor Using Silicon Slider and Energy Circulation Stator. Conference Proceedings, Actuator 2002, 8th International Conference on New Actuators, Bremen, 2002, pp. 55-58
- [43] Kurosawa, M. K.; Higuchi, T.: Surface Acoustic Wave Linear Motor. Proceedings of 3rd International Heinz Nixdorf Symposium on Mechatronics and Advanced Motion Control, Paderborn, 1999, pp. 113-118

- [44] Dong, S.; Kim, H. W.; Strauss, M. T.; Uchino, K., Viehland, D.: A Piezoelectric Shear-Shear Mode Ultrasonic Motor. Conference Proceedings, Actuator 2002, 8th International Conference on New Actuators, Bremen, 2002, pp. 126-129
- [45] Hemsel, T.: Untersuchung und Weiterentwicklung linearer piezoelektrischer Schwingungsantriebe, Dissertation, Universität Paderborn, HNI-Verlagsschriftenreihe Band 49, 2001.
- [46] Hemsel, T.; Wallaschek, J.: Piezoelectric Linear Motors. A Piezoelectric Shear-Shear Mode Ultrasonic Motor. Conference Proceedings, Actuator 2002, 8th International Conference on New Actuators, Bremen, 2002, pp. 250-253
- [47] N.N.: Phase-locked loop. Wikipedia, http://en.wikipedia.org/wiki/Phase-locked_loop
- [48] N.N.: Armstrong oscillator. Wikipedia, http://en.wikipedia.org/wiki/Armstrong_oscillator
- [49] Maas, J.; Schulte, T.; Grotstollen, H.; Fröhleke N.: Model-Based Control of Travelling Wave Type Ultrasonic Motors. Proceedings of 3rd International Heinz Nixdorf Symposium on Mechatronics and Advanced Motion Control, Paderborn, 1999, pp. 129-143
- [50] Schulte, T.; Grotstollen, H.; Fröhleke, N.: Control for Ultrasonic Motors with LLCC-Resonant Converter. Conference Proceedings, Actuator 2000, 7th International Conference on New Actuators, Bremen, 2000, pp. 367-370
- [51] Schulte, T.; Fröhleke, N.: PWM-Converter for Travelling Wave Type Ultrasonic Motors. Conference Proceedings, Actuator 2002, 8th International Conference on New Actuators, Bremen, 2002, pp. 442-445
- [52] Bal, G.: A Digitally Controlled Drive System for Travelling-wave Ultrasonic Motor. Turk J Elec Engin, VOL.11, NO.3 2003
- [53] N.N.: Epo-Tek 353 ND. Datenblatt der Polytec GmbH, <http://www.polytec.de>
- [54] N.N.: Piezoceramic Materials. Datenblatt der Fa. PI Ceramic, <http://www.piceramic.com>
- [55] N.N.: Ansys Online-Hilfe.
- [56] Bronstein, I. N.; Semendjajew, K. A.; Musiol, G.; Mühlig, H.: Taschenbuch der Mathematik. ISBN 3-8171-2005-2
- [57] Nakamura, K.; Ito, T.; Kurosawa, M.; Ueha, S.: A Trial Construction of an Ultrasonic Motor with Fluid Coupling. Jpn. J. Appl. Phys. Vol. 29 (1990) pp. L160-L161

- [58] Takano, T.; Tomikawa, Y.; Ogasawara, T.; Kusakabe, C.: Characteristics and a New Control Method of a Same-Phase Drive-Type Ultrasonic Motor. *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol. 30 (1991) pp. 2277-2280
- [59] Uchiki, T.; Nakazawa, T.; Nakamura, K.; Kurosawa, M.; Ueha, S.: Ultrasonic Motor Utilizing Elastic Fin Rotor. *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol. 30 (1991) pp. 2289-2291
- [60] Tomikawa, Y.; Yaginuma, M.; Hirose, S.; Takano, T.: An Equivalent Circuit Expression of an Ultrasonic Motor and Measurement of Its Elements – In the Case of L1-B8 Multimode Rectangular Thin-Form Motor. *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol. 30 (1991) pp. 2398-2401
- [61] Aoyagi, M.; Tomikawa, Y.; Takano, T.: Ultrasonic Motors Using Longitudinal and Bending Multimode Vibrators with Mode Coupling by Externally Additional Asymmetry or Internal Nonlinearity. *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol. 31 (1992) pp. 3077-3080
- [62] Ishii, T.; Ohnishi, K.; Ueha, S.: Characteristics of a Bidirectional Rotary Ultrasonic Motor Using Obliquely Polarized Piezoelectric Transducers. *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol. 32 (1993) pp. 2399-2401
- [63] Iijima, T.; Sano, K.; Nakagawa, Y.; Ito, H.: Rotary Ultrasonic Motor Using Symmetric Contour Vibration of Rectangular Plate. *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol. 32 (1993) pp. 2402-2404
- [64] Kusakabe, C.; Tomikawa, Y.; Takano, T.; Aoyagi, M.: Waveform of Driving Pulse Train to Prevent Metallic Sound of Ultrasonic Motors. *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol. 32 (1993) pp. 2408-2411
- [65] Aoyagi, M.; Tomikawa, Y.: Ultrasonic Rotary Motor Using Longitudinal and Bending Multimode Vibrator with Mode Coupling Caused by External Additional Asymmetry. *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol. 32 (1993) pp. 4190-4193
- [66] Kusakabe, C.; Tomikawa, Y.; Takano, T.; Aoyagi, M.: Characteristics of Ultrasonic Motor Driven by Pulse Train in Trapezoid Form. *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol. 32 (1993) pp. 4194-4197
- [67] Chen, Y.; Kusakabe, C.; Tomikawa, Y.; Takano, T.: Rotor Displacement of the Ultrasonic Motor Having an Angular Displacement Self-Correction Function. *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol. 32 (1993) pp. 4198-4201
- [68] Chen, Y.; Aoyagi, M.; Kusakabe, C.; Tomikawa, Y.: Self-Oscillated Ultrasonic Stepping Motor with Function of Angular Displacement Self-Correction: Nonaxisymmetric ((2,1))-Mode Thin Disk Motor. *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol.33 (1994) pp. 3054-3057

- [69] Shimanuki, M.; Aoyagi, M.; Tomikawa, Y.: Single-Resonance Longitudinal and Torsional Vibrator Combination-Type Motor: Improvement of Motor Characteristics. *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol.33 (1994) pp. 3075-3080
- [70] Yamayoshi, Y.; Hirose, S.; Sone, S.; Nakamura, H.: An Analysis on the Driving Force and Optimum Frequency of a Noncontact-Type Ultrasonic Motor. *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol.33 (1994) pp. 3081-3084
- [71] Takano, T.; Tomikawa, Y.; Aoyagi, M.; Kusakabe, C.: Transient Response Characteristics of a Same-Phase Drive-Type Ultrasonic Motor. *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol.33 (1994) pp. 5370-5373
- [72] Kusakabe, C.; Tomikawa, Y.; Takano, T.; Aoyagi, M.; Inamura, S.: Stepping Drive of Self-Oscillation-Type Ultrasonic Motor. *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol.33 (1994) pp. 5374-5377
- [73] Aoki, T.; Suzuki, T.: Rotational Properties of a Motor with Resonating Crystalline Quartz. *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol.33 (1994) pp. 6025-6031
- [74] Hu, J.; Yamazaki, T.; Nakamura, K.; Ueha, S.: Analyses of an Ultrasonic Motor Driving Fluid Directly. *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol.34 (1995) pp. 2702-2706
- [75] Sato, K.; Aoyagi, M.; Ogasawara, T.; Tomikawa, Y.: Ultrasonic Motor Using a Large-Diameter Torsional Vibrator with Slant Slits. *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol.34 (1995) pp. 2707-2710
- [76] Kawai, Y.; Asai, K.; Naito, S.; Fukui, T.; Adachi, Y.; Handa, N.; Ikeda, K.; Tsuda, K.: High Power Travelling-Wave Type Ultrasonic Motor. *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol.34 (1995) pp. 2711-2714
- [77] Funakubo, T.; Tsubata, T.; Taniguchi, Y.; Kumei, K.; Fujimura, T.; Abe, C.: Ultrasonic Linear Motor Using Multilayer Piezoelectric Actuators. *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol.34 (1995) pp. 2756-2759
- [78] Ishii, T.; Ueha, S.; Nakamura, K.; Ohnishi, K.: Wear Properties and Life Prediction of Frictional Materials for Ultrasonic Motors. *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol.34 (1995) pp. 2765-2770
- [79] Takano, T.; Tomikawa, Y.: Characteristics of the Ultrasonic Linear Motor Using Radial and Nonaxisymmetric Vibration Modes of an Annular Plate. *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol.34 (1995) pp. 5288-5291

- [80] Aoki, T.; Yoshida, Y.: Dependence of Rotation Speeds of Ultrasonic Quartz Motor on Length in Z-Axis Direction. *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol.35 (1996) pp. L713-L714
- [81] Aoki, T.: Atmospheric Pressure Dependence of Rotation Speeds of a Motor Composed of Resonating Crystalline Quartz. *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol.35 (1996) pp. 1814-1817
- [82] Morita, T.; Kurosawa, M.; Higuchi, T.: Design of a Cylindrical Ultrasonic Micromotor to Obtain Mechanical Output. *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol.35 (1996) pp. 3251-3254
- [83] Ishii, T.; Shinkoda, T.; Ueha, S.; Nakamura, K.; Kurosawa, M.: Efficiency Improvement of an Ultrasonic Motor Driven with Rectangular Waveform. *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol.35 (1996) pp. 3281-3285
- [84] Yamazaki, T.; Hu, J.; Nakamura, K.; Ueha, S.: Trial Construction of a Noncontact Ultrasonic Motor with an Ultrasonically Levitated Rotor. *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol.35 (1996) pp. 3286-3288
- [85] Hu, J.; Nakamura, K.; Ueha, S.: Optimum Operation Conditions of an Ultrasonic Motor Driving Fluid Directly. *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol.35 (1996) pp. 3289-3294
- [86] Satonobu, J.; Torii, N.; Nakamura, K.; Ueha, S.: Construction of Megatorque Hybrid Transducer Type Ultrasonic Motor. *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol.35 (1996) pp. 5038-5041
- [87] Aoki, T.; Horiuchi, M.: Rotation of a Single-Phase Ultrasonic Quartz Motor by means of Contour Vibrations and Change of Rotational Directions via Frequency Changes. *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol.36 (1997) pp. L1511-L1513
- [88] Aoyagi, M.; Tsuchiya, S.; Tomikawa, Y.: Trial Production of an Ultrasonic Motor Using Longitudinal and Torsional Vibrations of a Rod Vibrator Driven by Piezo-Ceramic Plates Inserted in Its Axial Direction. *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol.36 (1997) pp. 6106-6109
- [89] Ishii, T.; Matsuo, E.; Nakamura, K.; Ueha, S.; Ohnishi, K.: Characteristics of Ultrasonic Motors Driven in a Vacuum. *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol.37 (1998) pp. 2956-2959
- [90] Kusakabe, C.; Tomikawa, Y.; Takahashi, S.; Takano, T.: Effect of Pressing Force Applied to a Rotor on Disk-Type Ultrasonic Motor Driven by Self-Oscillation. *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol.37 (1998) pp. 2966-2969

- [91] Koc, B.; Dogan, A.; Xu, Y.; Newnham, R. E.; Uchino, K.: An Ultrasonic Motor Using a Metal-Ceramic Composite Actuator Generating Torsional Displacement. *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol.37 (1998) pp. 5659-5662
- [92] Takano, T.; Tomikawa, Y.; Kusakabe, C.: Operating Characteristics of a Same-Phase Drive-Type Ultrasonic Motor Using a Flexural Disk Vibrator. *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol.38 (1999) pp. 3322-3326
- [93] Ishii, T.; Takahashi, H.; Nakamura, K.; Ueha, S.: A Low-Wear Driving Method of Ultrasonic Motors. *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol.38 (1999) pp. 3338-3341
- [94] Morita, T.; Kurosawa, M. K.; Higuchi, T.: Cylindrical Micro Ultrasonic Motor Utilizing Bulk Lead Zirconate Titanate (PZT). *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol.38 (1999) pp. 3347-3350
- [95] Hashimoto, O. M. Y.; Funasaka, T.; Furuhashi, M.: Investigation of Ultrasonic Motors Using Thin Piezo-Ceramics and a Metal Composite-Plate for Watches. *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol.38 (1999) pp. 5608-5611
- [96] Aoyagi, M.; Watanabe, H.; Tomikawa, Y.; Takano, T.: Spurious-Mode Control of Same-Phase Drive-Type Ultrasonic Motor. *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol. 41 (2002) pp. 3252-3258
- [97] Suzuki, A.; Tsujino, J.: Load Characteristics of Ultrasonic Motors with a Longitudinal-Torsional Converter and Various Nonlinear Springs for Inducing Static Pressure. *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol. 41 (2002) pp. 3267-3271
- [98] Egashira, Y.; Kosaka, K.; Iwabuchi, T.; Kosaka, T.; Baba, T.; Endu, T.; Hashiguchi, H.; Harada, T.; Nagamoto, K.; Watanabe, M.; Yamakawa, T.; Miyata, N.: Sub-Nanometer Resolution Ultrasonic Motor for 300 mm Wafer Lithography Precision Stage. *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol. 41 (2002) pp. 5858-5863
- [99] Park, T.; Kim, B.; Kim, M.-H.; Uchino, K.: Characteristics of the First Longitudinal-Fourth Bending Mode Linear Ultrasonic Motors. *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol. 41 (2002) pp. 7139-7143
- [100] Funakubo, T.; Tomikawa, Y.: Characteristics of Multilayer Piezoelectric Actuator Made of High Q Material for Application to Ultrasonic Linear Motor. *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol. 41 (2002) pp. 7144-7148
- [101] Yun, C.-H.; Niwano, S.; Friend, J. R.; Nakamura, K.; Ueha, S.: Support Mechanism for the Ball Rotor in the Three-Degree-of-Freedom Ultrasonic Motor. *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol. 41 (2002) pp. 7144-7148

- [102] Funakubo, T.; Tomikawa, Y.: Characteristics of 10 mm Multilayer L1-F2 Mode Vibrator and Application to a Linear Motor. *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol. 42 (2003) pp. 3002-3006
- [103] Satonobu, J., Fukami, M.; Nakagawa, N.: Traveling Wave Ultrasonic Motor Using a Flexural Composite Transducer *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol. 42 (2003) pp. 3007-3011

Anhang A

Analytische Berechnungen zum Schwingungszustand

A.1 Maxima und Minima der Auslenkungen im allgemeinen Fall

Die Orte größter und kleinster Auslenkungen ergeben sich als Extrema der Funktion $y(x)$:

$$\begin{aligned} y'(x) &= -k\hat{y} \cdot \sin(kx - \omega t + \frac{1}{2}kx_0 + \frac{1}{2}\phi_0) \cdot \cos(\frac{1}{2}kx_0 - \frac{1}{2}\phi_0) \\ &\quad + k\hat{y} \cdot \sin(kx + \omega t + \frac{1}{2}kx_0 - \frac{1}{2}\phi_0) \cdot \cos(\frac{1}{2}kx_0 + \frac{1}{2}\phi_0) \\ &= 0 \end{aligned} \tag{A.1.1}$$

$$\frac{\sin(kx + \omega t + \frac{1}{2}kx_0 - \frac{1}{2}\phi_0)}{\sin(kx - \omega t + \frac{1}{2}kx_0 + \frac{1}{2}\phi_0)} = \frac{\cos(\frac{1}{2}kx_0 - \frac{1}{2}\phi_0)}{\cos(\frac{1}{2}kx_0 + \frac{1}{2}\phi_0)} \tag{A.1.2}$$

$$\begin{aligned} \frac{\sin(kx) \cos(\omega t + \frac{1}{2}kx_0 - \frac{1}{2}\phi_0) + \cos(kx) \sin(\omega t + \frac{1}{2}kx_0 - \frac{1}{2}\phi_0)}{\sin(kx) \cos(-\omega t + \frac{1}{2}kx_0 + \frac{1}{2}\phi_0) + \cos(kx) \sin(-\omega t + \frac{1}{2}kx_0 + \frac{1}{2}\phi_0)} = \\ \frac{\cos(\frac{1}{2}kx_0 - \frac{1}{2}\phi_0)}{\cos(\frac{1}{2}kx_0 + \frac{1}{2}\phi_0)} \end{aligned} \tag{A.1.3}$$

$$\begin{aligned} \frac{\tan(kx) \cos(\omega t + \frac{1}{2}kx_0 - \frac{1}{2}\phi_0) + \sin(\omega t + \frac{1}{2}kx_0 - \frac{1}{2}\phi_0)}{\tan(kx) \cos(-\omega t + \frac{1}{2}kx_0 + \frac{1}{2}\phi_0) + \sin(-\omega t + \frac{1}{2}kx_0 + \frac{1}{2}\phi_0)} = \\ \frac{\cos(\frac{1}{2}kx_0 - \frac{1}{2}\phi_0)}{\cos(\frac{1}{2}kx_0 + \frac{1}{2}\phi_0)} \end{aligned} \tag{A.1.4}$$

$$\begin{aligned} \tan(kx) \cos(\omega t + \frac{1}{2}kx_0 - \frac{1}{2}\phi_0) + \sin(\omega t + \frac{1}{2}kx_0 - \frac{1}{2}\phi_0) = \\ [\tan(kx) \cos(-\omega t + \frac{1}{2}kx_0 + \frac{1}{2}\phi_0) + \sin(-\omega t + \frac{1}{2}kx_0 + \frac{1}{2}\phi_0)] \\ \cdot \frac{\cos(\frac{1}{2}kx_0 - \frac{1}{2}\phi_0)}{\cos(\frac{1}{2}kx_0 + \frac{1}{2}\phi_0)} \end{aligned} \quad (\text{A.1.5})$$

$$\begin{aligned} \tan(kx) [\cos(\omega t + \frac{1}{2}kx_0 - \frac{1}{2}\phi_0) - \cos(-\omega t + \frac{1}{2}kx_0 + \frac{1}{2}\phi_0) \cdot \frac{\cos(\frac{1}{2}kx_0 - \frac{1}{2}\phi_0)}{\cos(\frac{1}{2}kx_0 + \frac{1}{2}\phi_0)}] = \\ \sin(-\omega t + \frac{1}{2}kx_0 + \frac{1}{2}\phi_0) \cdot \frac{\cos(\frac{1}{2}kx_0 - \frac{1}{2}\phi_0)}{\cos(\frac{1}{2}kx_0 + \frac{1}{2}\phi_0)} - \sin(\omega t + \frac{1}{2}kx_0 - \frac{1}{2}\phi_0) \end{aligned} \quad (\text{A.1.6})$$

$$\tan(kx) = \frac{\sin(-\omega t + \frac{1}{2}kx_0 + \frac{1}{2}\phi_0) \cdot \frac{\cos(\frac{1}{2}kx_0 - \frac{1}{2}\phi_0)}{\cos(\frac{1}{2}kx_0 + \frac{1}{2}\phi_0)} - \sin(\omega t + \frac{1}{2}kx_0 - \frac{1}{2}\phi_0)}{\cos(\omega t + \frac{1}{2}kx_0 - \frac{1}{2}\phi_0) - \cos(-\omega t + \frac{1}{2}kx_0 + \frac{1}{2}\phi_0) \cdot \frac{\cos(\frac{1}{2}kx_0 - \frac{1}{2}\phi_0)}{\cos(\frac{1}{2}kx_0 + \frac{1}{2}\phi_0)}} \quad (\text{A.1.7})$$

$$x = \frac{1}{k} \arctan \left(\frac{\sin(-\omega t + \frac{1}{2}kx_0 + \frac{1}{2}\phi_0) \cdot \frac{\cos(\frac{1}{2}kx_0 - \frac{1}{2}\phi_0)}{\cos(\frac{1}{2}kx_0 + \frac{1}{2}\phi_0)} - \sin(\omega t + \frac{1}{2}kx_0 - \frac{1}{2}\phi_0)}{\cos(\omega t + \frac{1}{2}kx_0 - \frac{1}{2}\phi_0) - \cos(-\omega t + \frac{1}{2}kx_0 + \frac{1}{2}\phi_0) \cdot \frac{\cos(\frac{1}{2}kx_0 - \frac{1}{2}\phi_0)}{\cos(\frac{1}{2}kx_0 + \frac{1}{2}\phi_0)}} \right) \quad (\text{A.1.8})$$

Anhang B

FEM-Simulationen von weiteren Reibbelagträgern

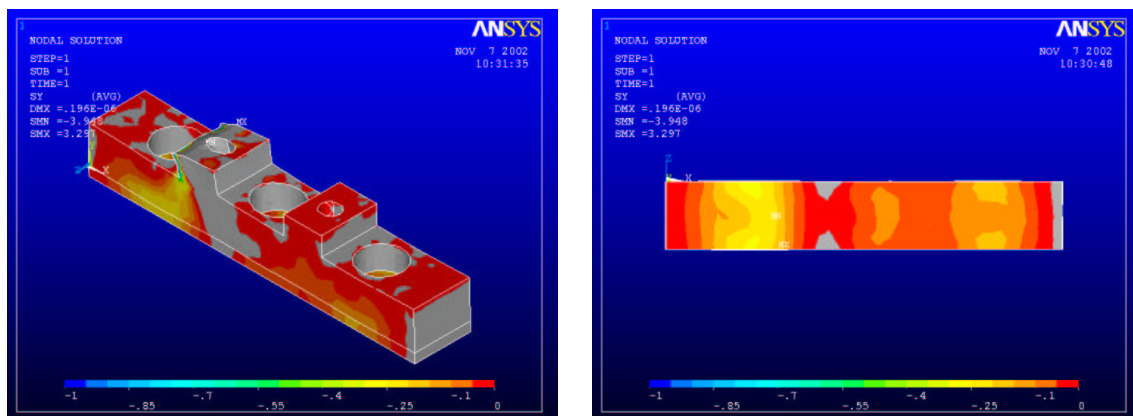


Abbildung B.1: FEM-Simulation der Druckverteilung eines ungünstigen Reibbelagträgers

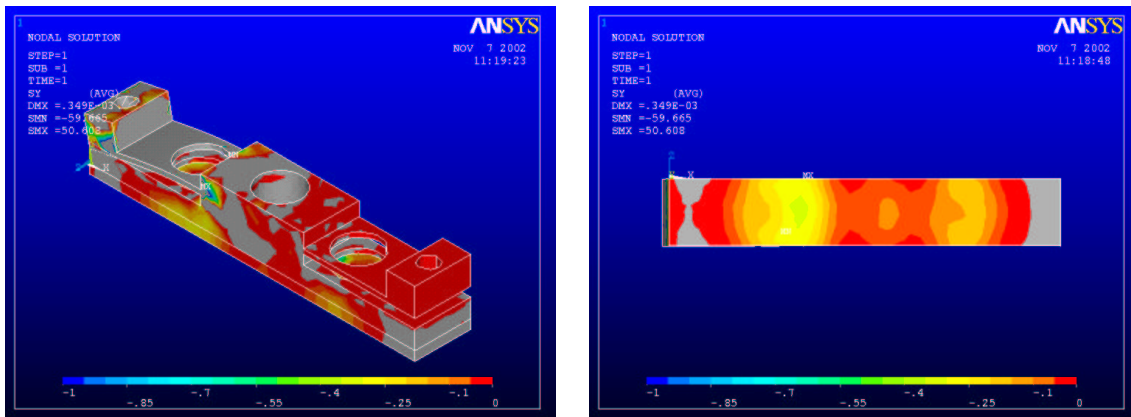


Abbildung B.2: FEM-Simulation der Druckverteilung eines ungünstigen Reibbelagträgers

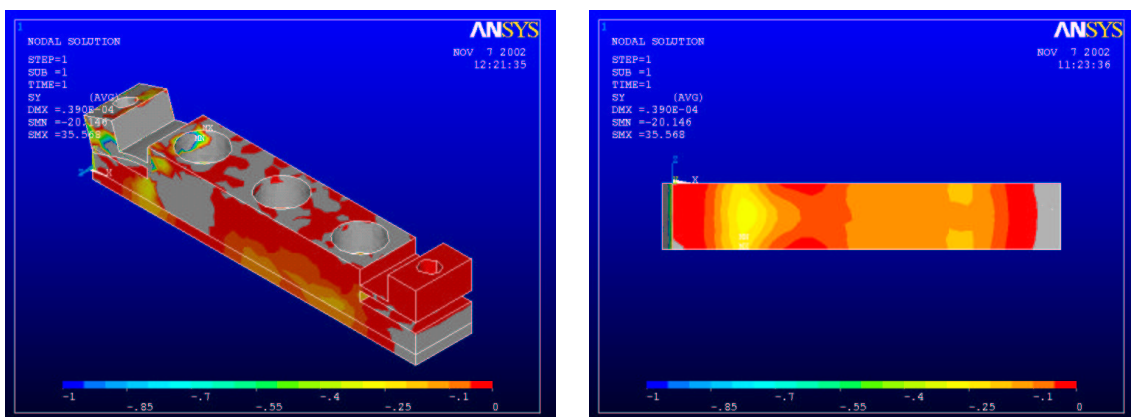


Abbildung B.3: FEM-Simulation der Druckverteilung eines ungünstigen Reibbelagträgers