

Universität Stuttgart

Aktorik in der Gerätetechnik

- **Konstruktion, Berechnung und Anwendung
mechatronischer Komponenten -**



**Institut für Konstruktion und
Fertigung in der Feinwerktechnik**

Aktorik in der Gerätetechnik

- Konstruktion, Berechnung und Anwendung mechatronischer Komponenten -

Skript zur gleichnamigen Vorlesung

Nachdruck nicht gestattet !

8. Auflage 10/2013

Prof. Dr.-Ing. Wolfgang Schinköthe

Anschrift:	Institut für Konstruktion und Fertigung in der Feinwerktechnik Pfaffenwaldring 9 70550 Stuttgart
Telefon:	0711 / 685-66402/66411
Telefax:	0711 / 685-56402
E-Mail:	sekretar@ikff.uni-stuttgart.de
Internet:	http://www.uni-stuttgart.de/ikff/

Inhaltsübersicht

Formelzeichen

Vorbemerkungen

1 Aktorik in der Gerätetechnik - Einführung

- 1.1 Anforderungen in der Gerätetechnik
- 1.2 Nutzbare physikalische Wirkprinzipien
- 1.3 Grundsätzliche Struktur von Antriebssystemen

2 Magnettechnik/Magnettechnologie

- 2.1 Grundlagen
 - 2.1.1 Formelzeichen und Einheiten
 - 2.1.2 Magnetisierungskurve - Magnetische Hysterese
- 2.2 Werkstoffe
 - 2.2.1 Weichmagnetische Werkstoffe zur Flussführung
 - 2.2.2 Hartmagnetische Werkstoffe (Dauermagnete)
- 2.3 Änderung des Magnetisierungszustandes
 - 2.3.1 Magnetisierung
 - 2.3.2 Entmagnetisierung
- 2.4 Magnetische Messtechnik
 - 2.4.1 Flussmessung (Induktionsmethode)
 - 2.4.2 Feldstärke- und Induktionsmessung mit Hall-Sonden
- 2.5 Berechnung elektromagnetischer Kreise
 - 2.5.1 Grundlegende Gesetzmäßigkeiten
 - 2.5.2 Maxwell'sche Gleichungen
 - 2.5.3 Analogie zwischen elektrischen und magnetischen Größen
 - 2.5.4 Magnetkreisberechnung
- 2.6 Kraftwirkung in elektromagnetischen Kreisen

3 Elektrodynamische Stelltechnik

- 3.1 Kraftwirkung auf bewegte Ladungen im Magnetfeld
- 3.2 Grundstruktur elektrodynamischer Stelltechnik
- 3.3 Wechselwirkungen mit dem elektrischen Teilsystem
- 3.4 Wechselwirkungen mit dem thermischen Teilsystem
- 3.5 Mechanisches Teilsystem - Bauformen elektrodynamischer Antriebe
 - 3.5.1 Kontinuierliche Rotationsmotoren
 - 3.5.2 Kontinuierliche Linearmotoren
 - 3.5.3 Mehrkoordinatenantriebe
- 3.6 Betriebsverhalten von elektrodynamischen Antrieben
- 3.7 Zusammenfassung

4 Elektromagnetische Stelltechnik

- 4.1 Kraftwirkung auf Grenzflächen
- 4.2 Grundstruktur elektromagnetischer Stelltechnik
- 4.3 Bauformen elektromagnetischer Antriebe

- 4.3.1 Elektromagnete
 - 4.3.1.1 Bauformen
 - 4.3.1.2 Betriebsverhalten von Elektromagneten
- 4.3.2 Schrittmotoren
 - 4.3.2.1 Rotationsschrittmotoren
 - 4.3.2.2 Linearschrittmotoren
 - 4.3.2.3 Mehrkoordinatenschrittmotoren
 - 4.3.2.4 Betriebsverhalten und Ansteuerung von elektromagnetischen Schrittmotoren
- 4.4 Zusammenfassung

5 Piezoelektrische Stelltechnik

- 5.1 Piezoelektrischer Effekt (Jacques und Pierre Curie, 1880)
- 5.2 Piezoelektrische Werkstoffe
- 5.3 Mathematische Beschreibung
- 5.4 Longitudinal-, Transversal- und Schereffekt - Basis für Aktoren
- 5.5 Reale piezoelektrische Aktoren - Bauformen
 - 5.5.1 Aktoren mit quasistatischer Betriebsweise
 - 5.5.2 Ultraschallmotoren (resonante Antriebe)
 - 5.5.2.1 Monomodul-Antriebe
 - 5.5.2.2 Bimodul-Antriebe
 - 5.5.2.3 Wanderwellenmotoren
- 5.6 Betriebsverhalten - Ansteuerung
 - 5.6.1 Ansteuerung quasistatischer Aktoren
 - 5.6.2 Ansteuerung resonanter Ultraschallantriebe
- 5.7 Zusammenfassende Bewertung piezoelektrischer Stelltechnik

6 Magnetostruktive Stelltechnik

- 6.1 Magnetostruktiver Effekt (Joule 1842)
- 6.2 Magnetostruktive Werkstoffe
- 6.3 Mathematische Beschreibung
- 6.4 Bauformen magnetostruktiver Aktoren
- 6.5 Zusammenfassende Wertung magnetostruktiver Stelltechnik

7 Stelltechnik auf Basis thermischer Effekte

- 7.1 Ausnutzung der Wärmedehnung
- 7.2 Ausnutzung von thermo-mechanischen Formgedächtnislegierungen
- 7.3 Ausnutzung von magneto-mechanischen Formgedächtnislegierungen

8 Zusammenfassung

9 Literaturhinweise

Formelzeichen

A	Fläche in mm^2
B	Induktion in T
C	Kapazität (allgemein)
D	dielektrische Verschiebung in $\text{C} \cdot \text{m}^{-2}$
<i>D</i>	dielektrischer Verschiebungsvektor in $\text{C} \cdot \text{m}^{-2}$
E	elektrische Feldstärke in $\text{V} \cdot \text{m}^{-1}$
<i>E</i>	elektrischer Feldstärkevektor in $\text{V} \cdot \text{m}^{-1}$
ED	relative Einschaltdauer in %
F	Kraft in N
G	Leitwert (elektrisch oder magnetisch)
H	magnetische Feldstärke in $\text{A} \cdot \text{cm}^{-1}$
I	Strom in A
J	Massenträgheitsmoment in $\text{kg} \cdot \text{cm}^2$
L	Induktivität in H
M	Moment in $\text{N} \cdot \text{m}$
P	Leistung in W
R	ohmscher Widerstand in Ω , Widerstand allgemein
S	mechanische Dehnung in % (bei Piezoaktoren)
<i>S</i>	mechanischer Dehnungstensor in % (bei Piezoaktoren)
T	mechanische Spannung in $\text{N} \cdot \text{mm}^{-2}$ (bei Piezoaktoren)
<i>T</i>	mechanischer Spannungstensor in $\text{N} \cdot \text{mm}^{-2}$ (bei Piezoaktoren)
U	Spannung in V
W	Energie in $\text{W} \cdot \text{s}$, $\text{N} \cdot \text{m}$
c	Federsteife in $\text{N} \cdot \text{m}^{-1}$; Konstante in $\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{Wb}^{-1} \cdot \text{A}^{-1}$
<i>c_M</i>	Magnetfedersteife in $\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{rad}^{-1}$
d	piezoelektrische Ladungskonstante; magnetostriktive Konstante
<i>d</i>	Matrix piezoelektrischer Ladungskonstanten in $\text{C} \cdot \text{N}^{-1}$
e	induzierte Teilspannung in V
f, <i>f₁</i>	Frequenz, Netzfrequenz in s^{-1}
i	Momentanwert des Stroms in A
k	Konstante, allgemein
l, <i>l₀</i>	Leiterlänge in m, Länge des aktiven Piezomaterials
m	Ständer- oder Strangzahl; Masse in kg
n	Anzahl; Drehzahl in s^{-1} bzw. $\text{U} \cdot \text{min}^{-1}$
p	Polpaarzahl
r	Radius in mm
s	Schlupf; Schrittzahl; Elastizitätskonstante (bei Piezoaktoren)
<i>s</i>	Matrix von Elastizitätskonstanten in $\text{m}^2 \cdot \text{N}^{-1}$ (bei Piezoaktoren)
t	Zeit in s; Dicke in mm
u	Momentanwert der Spannung in V
w	Windungszahl; Führungsgröße
x	Weg in mm
$\dot{x}$	Geschwindigkeit in $\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$
$\ddot{x}$	Beschleunigung in $\text{m} \cdot \text{s}^{-2}$
z	Anzahl der Pole
Δ	Differenz
Θ	magnetische Urspannung in A

Φ	magnetischer Fluss in Wb
ψ	verketteter Fluss in Wb
Ω, Ω_0	Winkelgeschwindigkeit, Leerlaufgeschwindigkeit in s^{-1}
β	Anstiegswinkel in rad
δ	Luftspatlänge in mm
ε	Dielektrizitätskonstanten in $F \cdot m^{-1}$; mechanische Dehnung in %
ε	Matrix von Dielektrizitätskonstanten in $F \cdot m^{-1}$ (bei Piezoaktoren)
η	Wirkungsgrad
μ	magnetische Permeabilität in $H \cdot m^{-1}$
μ_0	magnetische Feldkonstante $1,2566 \cdot 10^{-6} H \cdot m^{-1}$
μ_r	relative magnetische Permeabilität
τ	Zeitkonstante in s
θ	Temperatur in $^{\circ}C$
ϕ	Winkel in rad
ϕ_0	konstruktiver Stellwinkel in rad
$\dot{\phi}$	Winkelgeschwindigkeit in $rad \cdot s^{-1}$
ω, ω_0	Kreisfrequenz; Eigenkreisfrequenz in s^{-1}

Indizes

A	Arbeitsmechanismus; Anker-
B	Bedienebene
E	Erreger-; Eisen-
H	Halte-
K	Kipp-
L	Last-; Luftspalt-
M	Motor-
ME	Messeinrichtung
Nenn	Nenn-
R	Reib-; Regler
Rel	Reluktanz-
S	Synchron-; Schritt-; Streu-
St	Steuer
Ü	Übertemperatur; Übertragungseinrichtung
V	Verlust-
el	elektrisch
ges	gesamt
m, mag	magnetisch, Magnet-
max	maximal
mech	mechanisch
r	Resonanz-, relativ
red	reduziert
res	resultierend
th	thermisch
0	Anfangs-; Ausgangs-; Leerlauf-
$\perp$	senkrecht

1 Aktorik in der Gerätetechnik - Einführung

1.1 Anforderungen in der Gerätetechnik

Geräte (feinwerktechnische Systeme) beinhalten in der Regel Antriebs- oder Stelltechnik unterschiedlichster Arten, wobei vorzugsweise elektromechanische Antriebssysteme zum Einsatz kommen, da die Energiezuführung, -wandlung und Speicherung hier vergleichsweise einfach realisierbar ist. Oftmals bestimmen gerade solche Komponenten (weiterhin allgemein als Aktorik bezeichnet) ganz entscheidend die erzielbaren Leistungsparameter, wie Geschwindigkeit, Positioniergenauigkeit und Zuverlässigkeit sowie die Gebrauchseigenschaften und die Funktionalität der Geräte.

Der elektrische Antrieb ist die Schnittstelle im Gerät, in der die elektrische Energie in mechanische Bewegung umgewandelt wird, um dem jeweiligen Mechanismus den erforderlichen Bewegungsablauf aufzuprägen. Das bedeutet, dass der elektrische Antrieb entsprechende Informationen oder Signale in definierte Bewegungsabläufe umsetzen muss.

Bei der Analyse und Synthese derartiger Systeme gibt es immer zwei Aspekte:

- einen energetischen Aspekt
(Realisierung der Bewegungsvorgänge durch Bereitstellung der erforderlichen mechanischen Energie),
- einen informationstechnischen bzw. steuerungstechnischen Aspekt
(Steuerung der Bewegungsabläufe durch Eingriff in den Energiefluss).

Die moderne Antriebstechnik ist durch eine enge Verknüpfung beider Aspekte gekennzeichnet. Dadurch ergeben sich für den Ingenieur stets zwei Aufgaben, die zu lösen sind:

1. Anpassung des elektrischen Antriebsmittels an das Gerät,
2. Realisierung der Bewegungsabläufe mit der notwendigen Genauigkeit und Reproduzierbarkeit.

In der Feinwerk- und Gerätetechnik kommen vorwiegend Antriebe mit kleiner Leistung bis ca. 500 W zum Einsatz, die vorzugsweise mit elektronischen Mitteln geregelt oder gesteuert werden. Hierbei handelt es sich um Antriebe in der Elektroindustrie, der Mess-, Navigations- und EDV-Technik, der Funk-, Foto-, Kino-, Medizin- und Büromaschinentechnik, der Unterhaltungstechnik, Heizungs- und Klimatechnik, Uhren- und Spielwarenindustrie sowie um vielfältige Stellantriebe in Kfz.

Im Maschinenbau und in der Elektrotechnik werden solche Antriebssysteme vorwiegend durch Zusammenstellung verfügbarer Standardkomponenten (Motoren, Bewegungsumformer, Getriebe, Steuerungen, Messsysteme) realisiert. Diese Einzelkomponenten werden deshalb häufig separat und voneinander losgelöst betrachtet. In der Feinwerktechnik sind viele Anforderungen mit Standardkomponenten jedoch nicht lösbar und erfordern speziell angepasste, häufig in den Gesamtaufbau integrierte Antriebssysteme.

Beispielsweise sind solche Anforderungen:

- extreme Bauraumbeschränkungen (z. B. für Motoren in medizinischen Instrumenten),
- extreme Kostenbeschränkungen (Einsatz in Kfz, Uhren, Unterhaltungselektronik),
- extreme dynamische Anforderungen (Festplattenlaufwerke),
- extreme Reibungsarmut (Schrittmotoren in Uhren),
- sehr hohe Positioniergenauigkeiten (Ausrüstungen für die Mikroelektronikfertigung),
- geringer Leistungsbedarf (Batteriebetrieb).

Solche integrierten Antriebssysteme erfordern von Anfang an eine komplexe, mechatronische Betrachtungsweise des Gesamtsystems.

1.2 Nutzbare physikalische Wirkprinzipien

Oben erwähnte Anforderungen führen nicht nur zunehmend zu Spezialentwicklungen sondern zwingen auch zur Nutzung einer wesentlich breiteren Palette von physikalischen Wirkprinzipien zur Bewegungserzeugung.

Dies sind konventionell genutzte Wirkprinzipien wie

1. Kraftwirkung auf Grenzflächen im magnetischen Kreis (elektro-magneto-mechanische Krafterzeugung),
ausgenutzt in Elektromagneten und Schrittmotoren,
2. Kraftwirkung auf bewegte Ladungen im Magnetfeld (Lorentzkraft oder elektrodynamische Krafterzeugung),
bekannt beispielsweise von elektrodynamischen Lautsprechern und Gleichstromhohläufermotoren - dazu werden jedoch allgemein auch konventionelle Gleichstrom-, Wechselstrom- und Drehfeldmotoren gezählt (/9/) -

aber auch unkonventionelle Wirkprinzipien wie

3. Festkörpereffekte, speziell
inverser piezoelektrischer Effekt ($\Delta l/l \approx 10^{-3}$),
Magnetostriktion ($\Delta l/l \approx 2 \cdot 10^{-3}$),
Wärmedehnung ($\Delta l/l \approx 10^{-5}$ pro Kelvin),
Shape-Memory- bzw. Formgedächtniseffekt mechanisch ($\Delta l/l \approx 1 \dots 5 \cdot 10^{-2}$)
Shape-Memory- bzw. Formgedächtniseffekt magnetisch ($\Delta l/l \approx 10^{-1}$).

Die Antriebstechnik in der Feinwerk- und Gerätetechnik soll deshalb hier wesentlich breiter im Sinne von Aktorik gesehen werden.

1.3 Grundsätzliche Struktur von Antriebssystemen

Unabhängig von der Vielgestaltigkeit der Ausführungsformen eines elektrischen Antriebes lassen sich stets gleiche Funktionseinheiten finden, die in jedem System mehr oder weniger stark ausgeprägt vorhanden sind. Die Grundstruktur eines Antriebssystems ist in Abb. 1.1 zu erkennen.

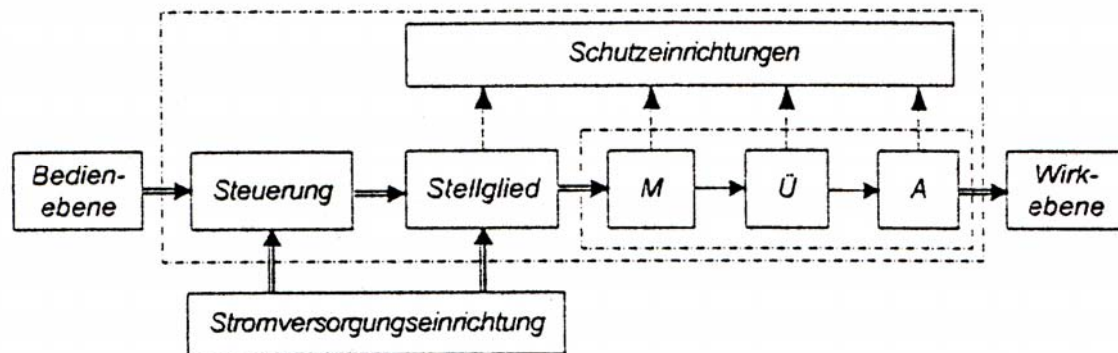


Abb. 1.1: Allgemeine Struktur eines Antriebssystems

M Motor; *Ü* Übertragungseinrichtung (Getriebe); *A* Abtrieb/Arbeitsmechanismus

Ein Antriebssystem besteht prinzipiell aus den folgenden *Systemelementen*

- **Antriebselement / Motor:** Anordnung zur Wandlung elektrischer in mechanische Energie (hier speziell die elektromechanischen Energiewandler).
- **Übertragungselement / Übertragungseinrichtung:** Anordnung zum Übertragen der mechanischen Energie vom Motor zum Arbeitsmechanismus und zum Umformen der Bewegung in die geforderte Form.
- **Wirkelement / Arbeitsmechanismus:** Anordnung zum Realisieren eines technologischen Vorgangs.
- **Steuerelement / Steuerung oder Regelung:** Anordnung zum Beeinflussen des Leistungsflusses.

Antriebselemente / Motoren. Feinwerktechnische Antriebselemente lassen sich mit verschiedensten Wirkprinzipien realisieren, darauf wurde bereits eingegangen. Man unterscheidet elektromechanische Antriebe jedoch auch nach der Bewegungsform (rotatorisch oder translatorisch) und der Kontinuität der Bewegung (kontinuierlich im Gegensatz dazu diskontinuierlich). Bei konventionellen Motoren mit kontinuierlicher Drehbewegung betrachtet man zusätzlich die Stromart (Gleichstrom-, Universal-, Einphasenwechselstrom-, Drehstrommotoren) und das stationäre Drehzahl-Drehmoment-Verhalten (Nebenschluss-, Reihenschluss-, Asynchron-, Synchronverhalten).

Übertragungselemente / Übertragungseinrichtungen. Mechanische Energie muss weitergeleitet, verzweigt, geschaltet oder in andere Bewegungsformen umgeformt werden. Als Übertragungseinrichtungen kommen dafür in erster Linie mechanische Getriebe, zu denen auch Rotations-Translations-Umformer gehören, sowie Kupplungen zum Einsatz.

Wirkelemente / Arbeitsmechanismen. In der Feinwerktechnik sind sehr unterschiedliche Funktionen zu realisieren. Bewegungsvorgänge dominieren dabei. Die Arbeitsmechanismen sind gegenüber dem Motor als Last wirksam, d. h. sie stellen Widerstände gegen die Bewegung dar. Der Motor wird durch den Arbeitsmechanismus mit seinen massebehafteten Bauteilen zusätzlich zu den technologischen Kräften bzw. Momenten belastet.

Bei rotatorischen Antriebssystemen muss man zur Umrechnung ein auf den Motor ausgang bezogenes, belastendes reduziertes Moment M_{red} ermitteln. Dabei ist unter Umständen auch die durch die Winkeländerung verursachte Massenträgheitsmomentänderung dJ_{red} zu berücksichtigen:

$$M_{red} = J_{red} d\dot{\varphi}_M / dt + (\dot{\varphi}_M^2 / 2) dJ_{red} / d\varphi_M. \quad (1.1)$$

Bei linearen Bewegungen können Trägheitskräfte dagegen direkt einbezogen werden über

$$F = m\ddot{x}. \quad (1.2)$$

Steuerelemente / Steuerungen oder Regelungen. Steuer- und Regeleinrichtungen werden zunehmend mikrorechnergestützt und damit über weite Strecken digital realisiert, zeitlich kritische Teilaufgaben oder auch einfache Anwendungsfälle dagegen meist noch hardwaremäßig analog. Hard- und Softwarekomponenten spielen hier zusammen. Übergeordnet sind dabei Führungsgrößen zu generieren und Abläufe zu steuern, dem untergeordnet im Sinne einer inneren Steuerung oder Regelung die konkreten Bewegungsaufgaben durch eine offene Steuerkette oder einen geschlossenen Regelkreis zu realisieren. Steuerelemente können dabei jedes andere Element beeinflussen bzw. Rückführungen (Regelkreise) bilden. Steuerelemente wirken jedoch meist nicht direkt auf andere Systemelemente ein, sondern sie wirken über Leistungsstellglieder auf die Antriebselemente. Über Messsysteme und Sensorik erhalten sie Informationen von anderen Systemelementen.

Prinzipiell unterscheiden sich dabei die verschiedenen Konzepte zur Steuerung und Regelung der Antriebssysteme, Abb. 1.2. Bezogen auf jede einzelne Achse ist zwischen dem Betrieb in offener Steuerkette und dem geschlossenen Regelkreis zu unterscheiden. Offene Steuerketten können wegen fehlender Rückmeldungen vom Arbeitsmechanismus störende Einflüsse nicht ausgleichen. Sie zeigen dann Abweichungen von der Sollgröße, die bei angepasster Dimensionierung trotzdem klein bleiben können. Regelkreise erlauben je nach konkreter Ausführung eine mehr oder weniger vollständige Kompensation solcher Störungen.

Neben diesen Komponenten sind Stromversorgungen, Leistungswandler, Stellglieder und gegebenenfalls Schutzeinrichtungen zum Realisieren eines Antriebssystems nötig. Das Antriebssystem hat damit drei Schnittstellen:

- Bedienebene – Antriebssystem,
- Stromversorgung (Netz) – Antriebssystem,
- Antriebssystem – Wirkebene (Arbeitsmechanismus / Abtrieb).

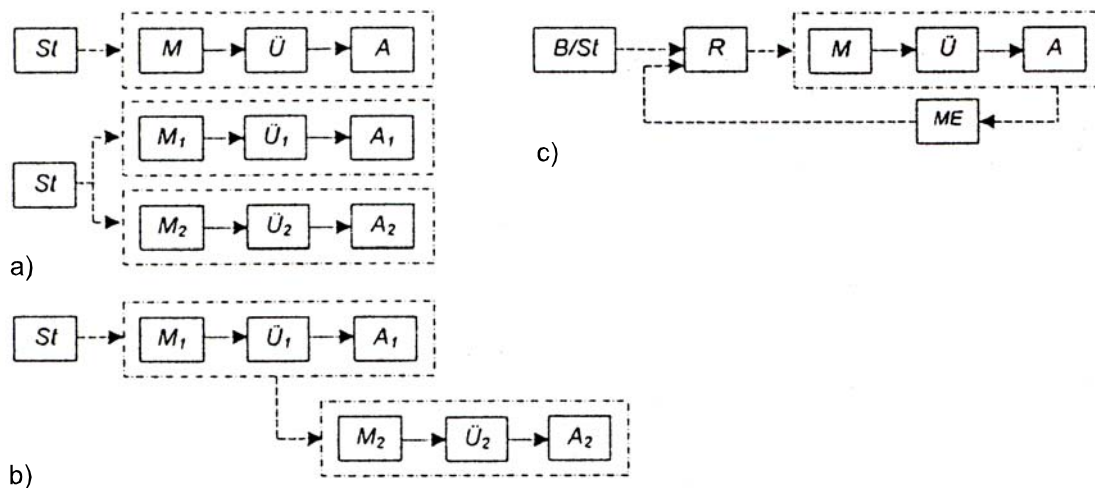


Abb. 1.2: Steuerung und Regelung von Antriebssystemen - prinzipielle Strukturen

a) Programmsteuerung; b) Folgesteuerung; c) Regelung

St Steuerung (Befehlsgeber); B Bedienebene; M Motor; $\ddot{U}$ Übertragungseinrichtung; A Arbeitsmechanismus; ME Messeinrichtung; R Regler

Diverse Störgrößen können die Arbeitsweise beeinflussen, z. B. äußere Kräfte und Drehmomente am anzutreibenden Mechanismus, Spannungs- und Frequenzschwankungen der Stromversorgungseinrichtung bzw. des Netzes, äußere elektrische und magnetische Felder sowie Umgebungseinflüsse (Temperatur, Luftfeuchte usw.). Auch unerwünschte Rückwirkungen des Antriebssystems auf die Umgebung sind möglich, durch mechanische Schwingungen, Geräusche, Wärmeentwicklung und Abstrahlung magnetischer oder elektrischer Felder.

2 Magnettechnik / Magnettechnologie

Wegen der übergreifenden Bedeutung der Magnettechnik und -technologie für die Betrachtung mehrerer Wirkprinzipie zur Krafterzeugung in feinwerktechnischen Aktoren sei der konkreten Behandlung von Aktoren eine allgemeine Behandlung magnetischer Kreise und Materialien vorangestellt.

2.1 Grundlagen

2.1.1 Formelzeichen, Einheiten

In der Literatur sind neben den SI-Einheiten die Bezeichnungen nach dem Gauß'schen System in älteren Veröffentlichungen noch anzutreffen, die teilweise zu modifizierten Gleichungen führen (vgl. Polarisierung). Sie sollen deshalb hier am Rande mit vermerkt werden.

Die wesentlichsten magnetischen Größen sind:

SI-System		Gauß'sches System
magnetischer Fluss Φ		
$\Phi = \int \vec{B} \cdot d\vec{A} \quad \text{in} \quad \text{Wb} = \text{Vs}$ (Weber)	(2.1)	$1\text{M} = 10^{-8} \text{Wb}$ (Maxwell)
magnetische Induktion bzw. Flussdichte B		
$\vec{B} = \mu \vec{H} = \mu_0 \mu_r \vec{H} \quad \text{in} \quad T = \frac{\text{Wb}}{\text{m}^2} = \frac{\text{Vs}}{\text{m}^2}$ (Tesla)	(2.2)	$1\text{G} = 10^{-4} T$ (Gauß)
magnetische Feldstärke H		
$\vec{H} \quad \text{in} \quad \frac{\text{A}}{\text{m}}$		$10e = 79,58 \frac{\text{A}}{\text{m}}$ (Oerstedt)
magnetische Spannung V_m		
$V_m = \int \vec{H} \cdot d\vec{s} \quad \text{in} \quad A$	(2.3)	in Oe · m
magnetische Polarisierung J		
$\vec{J} = \vec{B} - \mu_0 \vec{H} \quad \vec{B} = \mu_0 \vec{H} + \vec{J} \quad \text{in} \quad T$	(2.4)	in G $\vec{B} = \vec{H} + 4\pi \vec{J}$

Praktisch kann man die Polarisation J entsprechend $B = \mu_0 H + J$ auch als Beitrag des konkreten Werkstoffes zur Erhöhung der Flussdichte sehen.

So gilt:

für weichmagnetische Werkstoffe $B \approx J$ wegen $\mu_r \gg 1$,
 für hartmagnetische Werkstoffe $B \neq J$ wegen $\mu_r \approx 1$.

Magnetisierung M

$$\vec{M} = \frac{\vec{J}}{\mu_0} \quad \text{in} \quad \frac{A}{m} \quad (2.5)$$

$$\vec{B} = \mu_0 (\vec{H} + \vec{M}) \quad (2.6)$$

Absolute Permeabilität μ

$$\mu = \mu_0 \mu_r \quad (2.7)$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} = \mu_0 \mu_r \vec{H} \quad \text{in} \quad \frac{Vs}{Am} \quad \mu_0 = \frac{1 \text{ G}}{1 \text{ Oe}}$$

Dabei ist μ_0 die magnetische Feldkonstante mit

$$\mu_0 = 1,256 \cdot 10^{-6} \frac{Vs}{Am}.$$

Alle anderen Permeabilitäten mit Indizierung sind relative Werte ohne Maßeinheit.

Beispiele: in Vakuum, Luft: $\vec{B} = \mu_0 \vec{H}$ (2.8)

in Eisen: $\vec{B} = \mu_0 \vec{H} + \vec{J} = \mu_0 \mu_r (H) \vec{H}$. (2.9)

2.1.2 Magnetisierungskurve – Magnetische Hysterese

Die Eigenschaften magnetischer Felder werden insbesondere durch die in den magnetischen Kreis einbezogenen ferromagnetischen Werkstoffe geprägt. Abb. 2.1 verdeutlicht typische Vorgänge bei der erstmaligen Magnetisierung eines ferromagnetischen Werkstoffes (Neukurve) und die anschließenden Hystereseerscheinungen.

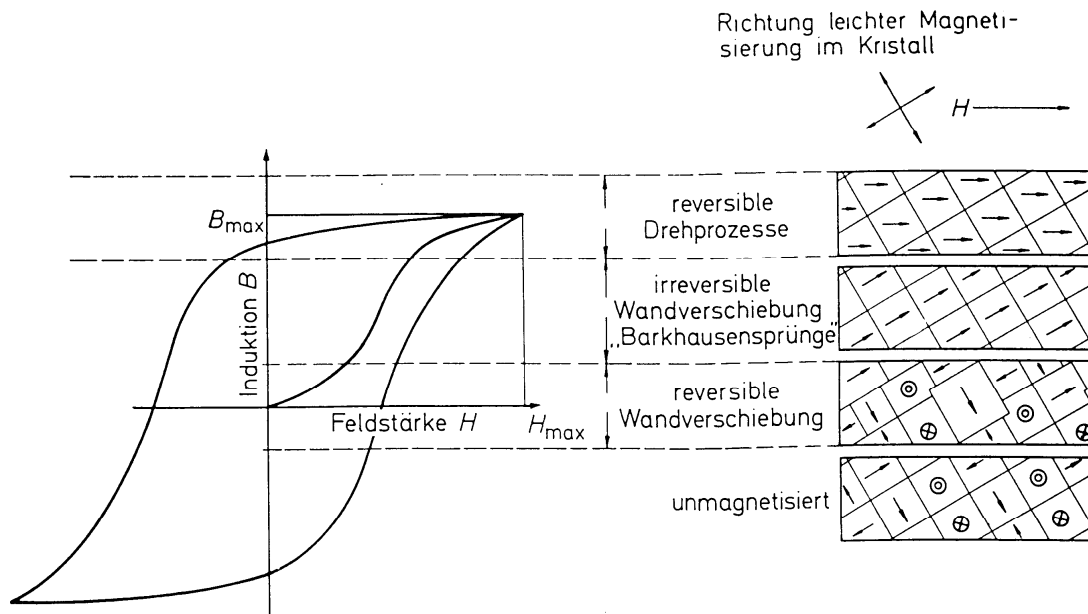


Abb. 2.1: Elementarprozesse bei der Magnetisierung, nach [3/]

Die ungeordneten, magnetisierten Domänen zeigen zunächst reversibles Wachstum und Blochwandverschiebungen, bei weiterer Erhöhung irreversible Blochwandverschiebungen und schließlich eine einheitliche Ausrichtung entsprechend dem äußeren Feld (Sättigung). Ab einer Induktion $B_{\max}$, die als Sättigungsinduktion B_S bezeichnet wird, steigt die Kennlinie nur noch mit μ_0 (wie in Luft) an, eine weitere Aussteuerung ist dann nicht mehr sinnvoll.

Nach Abschalten der äußeren Feldstärke verbleibt die Induktion auf dem Wert der Remanenz B_r . Um die Induktion bis auf null abzusenken, ist eine negative Feldstärke, die Koerzitivfeldstärke H_c , erforderlich, Abb. 2.2.

Ein vollständiges Durchlaufen von der positiven bis zur negativen Sättigung und wieder zurück zeigt eine ausgeprägte Hysterese. Der Flächeninhalt der Hystereseschleife bildet ein Maß für die Ummagnetisierungsarbeit und ist abhängig davon, wie weit angesteuert wurde (innere Hystereseschleifen).

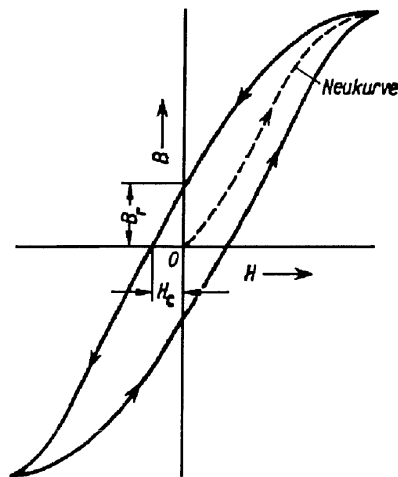


Abb. 2.2: Koerzitivfeldstärke und Remanenz an einer Hysteresekurve

Für die Darstellung der Hysteresekurven sind bei Dauermagneten B-H- und J-H-Diagramme gebräuchlich, Abb. 2.3. Man charakterisiert die Koerzitivfeldstärke dann als ${}_B H_c$ oder ${}_J H_c$ (auch H_{cB} oder H_{cJ}). Die ebenfalls mögliche M-H-Darstellung wird weniger genutzt. Für Weichmagnete gilt $J \approx B$, eine verschiedenartige Darstellung erübrigt sich deshalb.

Zur Charakterisierung des Anstieges der Kennlinie an einem Arbeitspunkt wird die Permeabilität genutzt. Als absolute μ bzw. relative Permeabilität μ_r (auch Permeabilitätszahl genannt) kennzeichnet sie den Anstieg an einem bestimmten Arbeitspunkt, bezogen auf den Nullpunkt, Abb. 2.4. Diese Permeabilitäten können an bestimmten Punkten (Maxima oder Arbeitspunkte, vgl. Position 2 in Bild) oder auch als Anfangspermeabilität (vgl. Position 1 in Bild) genutzt werden.

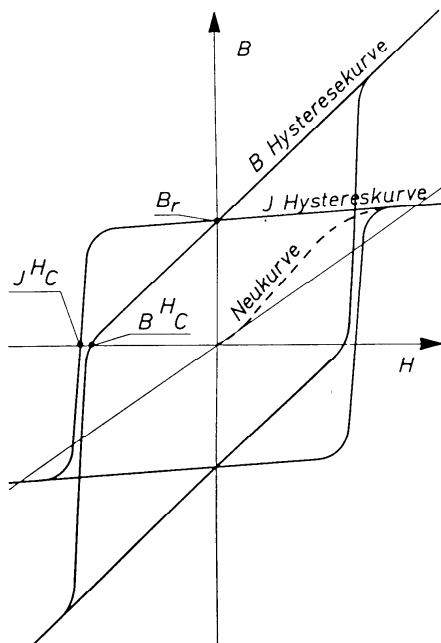


Abb. 2.3: Hysteresekurve in B-H- und J-H-Darstellung, nach [3] (überhöht dargestellt)

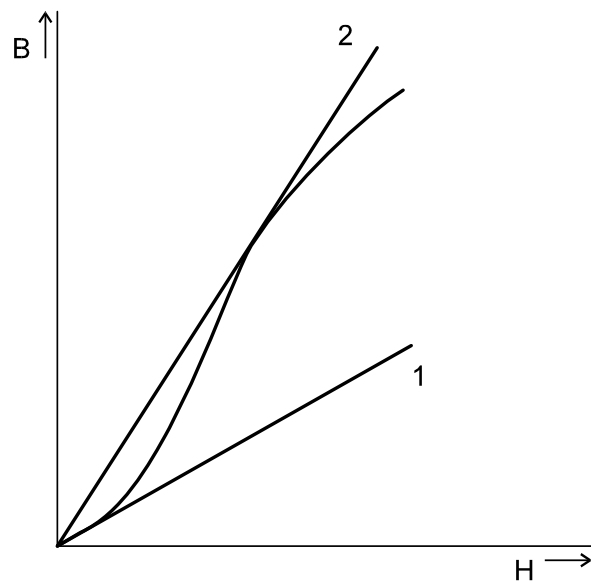


Abb. 2.4: Permeabilität an verschiedenen Arbeitspunkten

$$\mu = \frac{B}{H} \quad \mu_r = \frac{\mu}{\mu_0} \quad (2.10)$$

Für Dauermagnete werden insbesondere für Werkstoffe mit stark gekrümmten Entmagnetisierungskennlinien weitere Permeabilitäten an der Hysteresekurve im II. Quadranten genutzt, Abb. 2.5.

Die reversible Permeabilität μ_{rev} mit

$$\mu_0 \mu_{rev} = \lim_{\Delta H \rightarrow 0} \frac{\Delta B}{\Delta H} \quad (2.11)$$

kennzeichnet den Anfangspunkt einer rückläufigen inneren Schleife, die entsteht, wenn nicht die komplette äußere Hystereseschleife durchfahren wird, sondern der Rücklauf bereits im II. Quadranten beginnt. Diese lanzettförmigen inneren Schleifen entstehen insbesondere dann, wenn Luftspalte in Dauermagnetkreisen verkürzt bzw. geändert oder zusätzliche Felder angelegt werden.

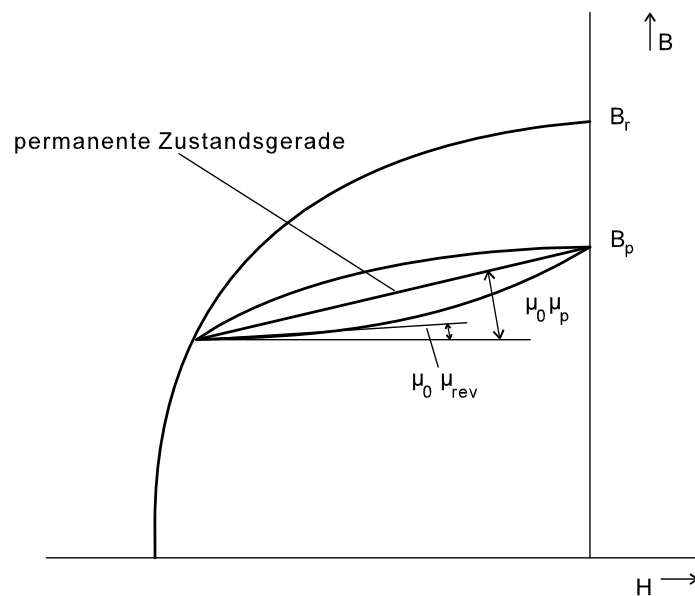


Abb. 2.5: Permeabilitäten und Kennwerte an rückläufigen Schleifen

Diese innere Schleife wird häufig durch eine so genannte permanente Zustandsgerade ersetzt, die den Anfangspunkt auf der äußeren Entmagnetisierungskennlinie und den Endpunkt auf der Ordinatenachse verbindet.

Der mittlere Anstieg dieser permanenten Zustandsgeraden wird als relative permanente Permeabilität μ_p und der Durchstoßpunkt durch die Ordinate als Permanenz B_p bezeichnet. Für die relative permanente Permeabilität μ_p gilt dabei

$$\mu_0 \mu_p = \frac{\Delta B}{\Delta H} \quad (2.12)$$

Um Verwechslungen zu vermeiden, wird von der IEC statt μ_p auch μ_{rec} (recoil permeability) vorgeschlagen.

Für Dauermagnetwerkstoffe mit ausgeprägt nichtlinearen Entmagnetisierungskennlinien wird der Arbeitspunkt meist auf der permanenten Zustandsgeraden zu finden sein. Bei Werkstoffen mit linearen Kennlinien fallen dagegen die permanenten Zustandsgeraden mit der äußeren Entmagnetisierungskennlinie zusammen.

Hinweis: Die Bezeichnung der Permeabilitäten wird in der Literatur nicht konsequent genug betrieben. Nach IEC 50/901 sind alle indizierten Permeabilitäten mit Ausnahme von μ_0 relative Werte, also auf μ_0 bezogen.

2.2 Werkstoffe

Je nach Charakteristik der Magnetisierungskurve unterscheidet man magnetisch weiche Stoffe, die z. B. als Flussführungsteile (Eisen) Anwendung finden, und magnetisch harte Stoffe, die so genannten Permanentmagnete oder Dauermagnete, Abb. 2.6. Weichmagnetische Werkstoffe zeichnen sich durch eine sehr schmale Hysteresekurve mit extrem niedriger Koerzitivfeldstärke und möglichst hoher Sättigungsinduktion aus. Sie werden in permanenten magnetischen Kreisen im I. Quadranten betrieben.

Hartmagnetische Werkstoffe sollen dagegen eine ausgeprägte Hysterese mit sehr großer Koerzitivfeldstärke mit möglichst hoher Remanenz aufweisen.

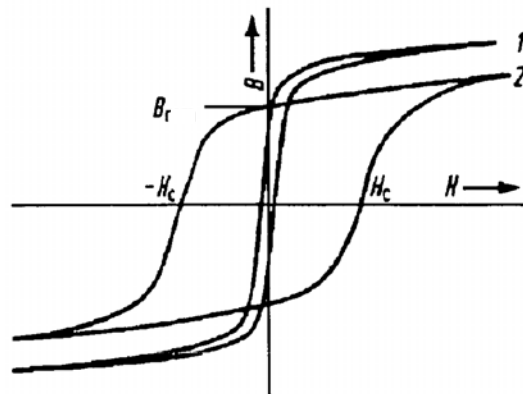


Abb. 2.6: Hystereseschleife
1 weichmagnetischer Werkstoff
2 hartmagnetischer Werkstoff

2.2.1 Weichmagnetische Werkstoffe zur Flussführung

Die wichtigsten Kennwerte für weichmagnetische Werkstoffe sind die Koerzitivfeldstärke H_c (möglichst klein), die Permeabilität bei einer bestimmten Feldstärke und die Sättigungsinduktion B_s (beide möglichst groß). Bei einer Änderung des Magnetfeldes im Material, also bei Durchlaufen der Hystereseschleife, erfolgt eine dem Flächeninhalt der Schleife proportionale Erwärmung. Grund hierfür sind die Ummagnetisierungsverluste, die durch die Verschiebung der Blochwände im Materialgefüge auf-

treten. Bauteile, die magnetischen Wechselfeldern ausgesetzt sind, werden deshalb aus magnetisch weichen Materialien mit möglichst schmaler Hystereseschleife hergestellt, um die Ummagnetisierungsverluste zu minimieren. Bei permanenten Magnetfeldern sind diese Verluste jedoch von geringer Bedeutung, da keine vollständige Hystereseschleife durchlaufen wird.

Eine zweite Art von Verlusten im Wechselfeld stellen induzierte Wirbelströme dar. Diese Ströme verlaufen senkrecht zu den Feldlinien und bewirken durch den ohmschen Widerstand des Materials eine weitere Erwärmung. Durch Blechen bzw. durch Nutzung gesinterter Materialien, d. h. durch Unterteilen des Eisenkreises in elektrisch isolierte Teilbereiche, lassen sich diese Effekte reduzieren.

Wegen der Sättigungserscheinungen kommt es für die Flussführungsteile außerdem auf eine möglichst hohe Sättigungsinduktion an, um einen großen Fluss durch einen engen Querschnitt leiten zu können. Zudem sollte die Permeabilität hoch sein, um dem Fluss einen möglichst geringen magnetischen Widerstand entgegen zu setzen und geringe magnetische Spannungsabfälle zu erzeugen.

Als Werkstoffe sind zunächst niedrig legierte Eisensorten mit nur geringem C-Gehalt durchaus einsetzbar (St37, 9SMn28 bis ca. 1,6 ... 1,8 T). Höhere Sättigungsinduktionen bis 2 T und reproduzierbare Werte erfordern jedoch den Einsatz von geschmiedetem bzw. gewalztem Reineisen, Abb. 2.7. Noch höhere Sättigungswerte bis 2,3 T sind durch Kobaltzusätze realisierbar, die die Werkstoffe jedoch extrem verteuern. Als Bleche kommen spezielle Elektrobleche mit Si-Zusatz zum Einsatz, Tabelle 2.1.

Hinweis: Die magnetischen Eigenschaften reagieren sehr empfindlich auf spanende mechanische Bearbeitung und die dabei entstehenden inneren Spannungen. Um die Werte der Datenblätter zu erhalten, ist ein Sonderglühen im Vakuum bzw. unter Schutzgas erforderlich.

Magnetische Nichtleiter, vergleichbar mit elektrischen Nichtleitern, gibt es nicht. Ist $\mu_r < 1$, spricht man von Diamagnetismus (trotzdem gilt $\mu_r \approx 1$), bei $\mu_r > 1$ von Paramagnetismus und bei $\mu_r \gg 1$ bis 10^5 von Ferromagnetismus. Da Luft ebenfalls $\mu_r = 1$ hat, kann man magnetische Felder nicht isolieren, sondern höchstens durch Werkstoffe mit $\mu_r \gg 1$ führen und so eine Abschirmung erzielen.

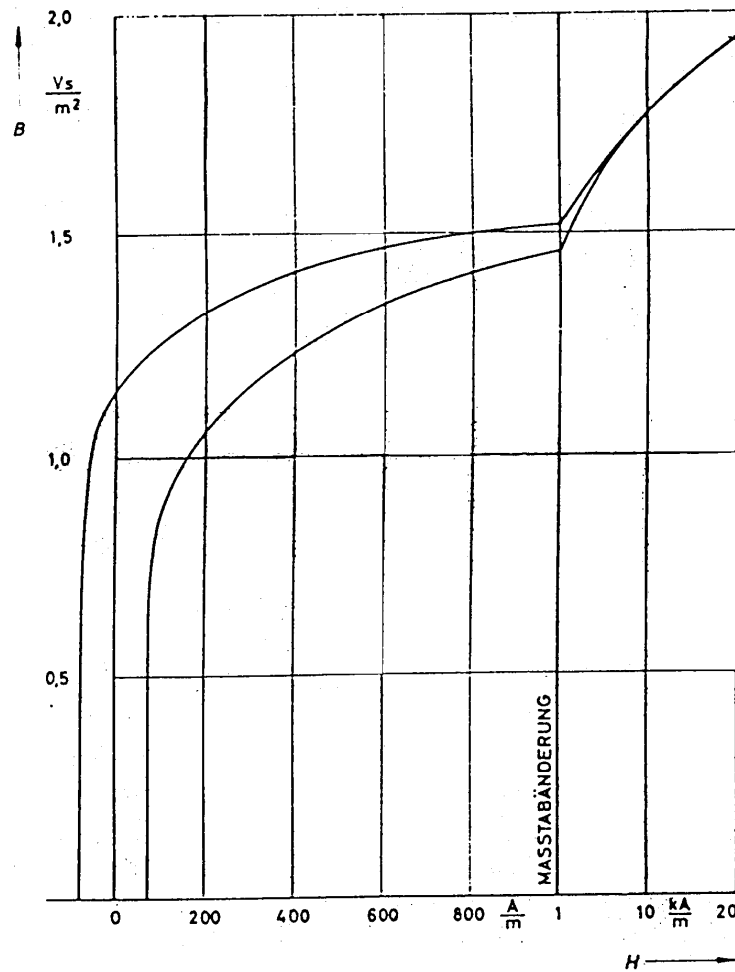


Abb. 2.7: Hystereseschleife eines technisch reinen Eisens, nach /5/
Beachte die Maßstabsänderung !

Tabelle 2.1 Magnetische Eigenschaften von unlegiertem Eisen (Beispiele, /5/)

Werkstoff	μ_r	$\mu_{\max}$	H_c A/m	B_s Vs/m ²
Technische Eisensorten:				
AME	>300	>5.500	60	2,15
Armco	200 ... 300	3.500-8.000	100 ... 50	
CDW-Magnetweicheisen		5.000-6.000	<80	
Hyperm O	300	8.000	40	2,15
Magneteisen S	1.500*	30.000	12	2,15
Magneteisen S 2	1.500*	30.000	12	2,15
Magneteisen S 1	2.000*	40.000	6	2,15

*gemessen bei 0,4 A/m

2.2.2 Hartmagnetische Werkstoffe (Dauermagnete)

Permanentmagnete werden aus magnetisch harten Stoffen hergestellt, d. h. sie besitzen eine möglichst breite Hysterese und damit sowohl eine hohe Remanenz als auch eine große Koerzitivfeldstärke. Sie behalten daher viel ihrer bei der Magnetisierung aufgebrauchten magnetischen Erregung. In Motoren haben sie meist die Aufgabe, ein statisches Magnetfeld im Arbeitsluftspalt zu erzeugen.

Bei magnetisch harten Werkstoffen sind die wichtigsten Kennwerte ebenfalls die Koerzitivfeldstärke H_c , die Remanenzinduktion B_r und die maximale innere Energiedichte bzw. der Gütewert $(BH)_{\max}$, die alle möglichst groß sein sollten. Die Koerzitivfeldstärke beinhaltet eine Aussage über die Entmagnetisierungsstabilität. Ein weiterer, für die Berechnung wichtiger Wert ist die relative permanente Permeabilität μ_p , d. h. die Steigung der inneren permanenten Zustandsgeraden.

In Permanentmagneten wird nur die Entmagnetisierungskennlinie, d. h. der Kurvenabschnitt im zweiten Quadranten genutzt, da sich der Arbeitspunkt auf diesem Kurvenstück befindet.

Nach dem Aufmagnetisieren in einem geschlossenen Joch stellt sich zunächst $H=0$ und $B=B_r$ als Arbeitspunkt ein, wenn die Magnetisierungseinrichtung abgeschaltet wird. Nach Entnahme aus dem geschlossenen magnetischen Kreis erfolgt durch Luftspalte im Kreis und gegebenenfalls durch zusätzlich vorhandene elektrische Wicklungen eine Scherung (Entmagnetisierung) im System, Abb. 2.8. Dabei liegt der Arbeitspunkt nicht mehr wie im geschlossenen Kreis im Remanenzpunkt B_r , sondern rutscht auf der Entmagnetisierungskennlinie in den zweiten Quadranten der Hysteresekurve. Die Arbeitspunktverschiebung entsteht durch das entmagnetisierende Feld, welches von den offenen Polen des Magneten ausgeht.

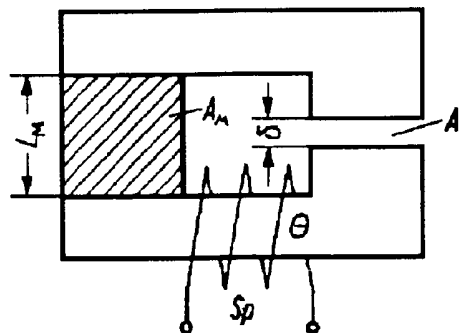


Abb. 2.8: Magnetkreis mit Scherung und zusätzlicher elektrischer Erregung

Der Arbeitspunkt stellt den Schnittpunkt der so genannten Scherungskurve/-geraden mit der äußeren Entmagnetisierungskennlinie dar. Wenn der Magnetkreis flussführende Teile mit nicht konstanter Permeabilität enthält, ist die Scherungskurve gekrümmt. Nimmt man jedoch vereinfacht $\mu_r = \infty$ für die Flussführungsteile an, so wird sie zu einer Geraden (Scherungsgerade).

Je größer der Luftspalt und damit die Scherung werden, umso größer wird die Entmagnetisierung. Der Arbeitspunkt wandert dabei entlang der Entmagnetisierungskennlinie. Solange er nicht den Knickbereich bei einer gekrümmten Entmagnetisierungskennlinie unterschreitet (z. B. bei AlNiCo), ist der Vorgang reversibel (rema-

nentmagnetischer Kreis), siehe Abb. 2.9a. Wird jedoch zu irgendeinem Zeitpunkt ein solcher Knickbereich unterschritten (Abb. 2.9b), so bewegt sich der Arbeitspunkt danach nicht mehr auf der Entmagnetisierungskennlinie zurück, sondern beschreibt eine lanzettförmige innere Schleife. Ein Teil der permanentmagnetischen Energie ist damit verloren. Befindet sich der Arbeitspunkt innerhalb der ursprünglichen Entmagnetisierungskurve, so spricht man auch von einem permanentmagnetischen Kreis.

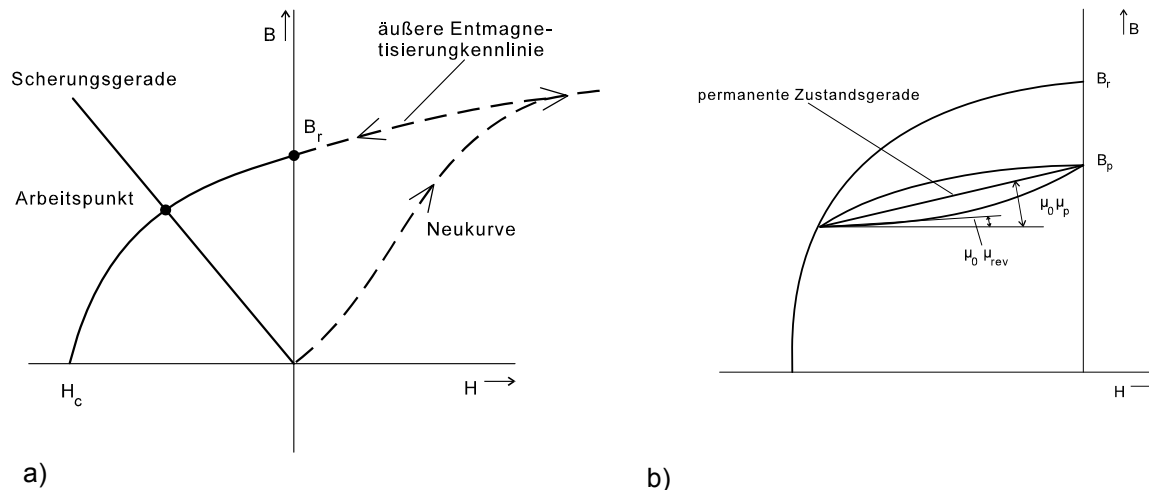


Abb. 2.9: Teilentmagnetisierung eines Dauermagnetkreises durch einen Luftspalt
a) im remanentmagnetischen Kreis, b) im permanentmagnetischen Kreis

Die Hysterese der inneren Schleife ist sehr gering, weshalb man sie meist durch eine Gerade ersetzt, Abb. 2.9b. Diese permanente Zustandsgerade steigt von einem Fußpunkt auf der äußeren Entmagnetisierungskennlinie mit dem bereits erläuterten Anstieg $\mu_0\mu_p$ an, also proportional zur relativen permanenten Permeabilität μ_p .

Damit folgt, dass der Arbeitspunkt eines Permanentmagneten auch von seiner Vorgeschichte, d. h. von seiner jemals erfahrenen maximalen Entmagnetisierung abhängt. Die maximale Entmagnetisierung kann entweder durch einen sehr großen Luftspalt, wie er beispielsweise im ausgebauten Zustand auftritt, oder durch ein elektrisch erregtes Gegenfeld bewirkt werden. Letzteres verschiebt die Scherungskurve und damit auch den Arbeitspunkt in Richtung negativer Feldstärke um einen von der Spulendurchflutung Θ_s abhängigen, aber nicht identischen Betrag.

Typische Werkstoffgruppen

1. AlNiCo-Magnete

Sieht man von dem natürlichen Magneterz Magnetit und den ersten Magneten auf Basis von Kohlenstoffstählen ab, stellen AlNiCo-Magnete die älteste der heute noch gebräuchlichen Werkstoffgruppen von Dauermagneten dar (seit 1932).

Ausgangspunkt der Herstellung von AlNiCo-Magneten ist ein unmagnetischer Vielstoffmischkristall aus Fe, Al, Ni, Co, das bei hohen Temperaturen (850 °C) feinste Teile einer stark magnetischen Fe-Co-Legierung abscheidet, die durch unmagnetische Ni-Al-Legierungen voneinander getrennt sind. Nach mehrstündigem Anlassen bei Temperaturen von 550 bis 650 °C wachsen die Magneteilchen auf eine optimale

Korngröße, und es entsteht ein isotroper Magnet. **Isotrope Magnete** zeigen in allen Richtungen gleiche Eigenschaften und können deshalb auch in recht komplizierter Weise nachträglich vielpolig magnetisiert werden.

Erfolgt das Abkühlen unter einem starken Magnetfeld, richten sich die Elementarmagnete entsprechend dem äußeren Feld aus, es entsteht eine bleibende Vorzugsrichtung, eine Anisotropie. **Anisotrope Magnete** zeigen nur in der durch die Herstellung vorgegebenen Vorzugsrichtung deutlich verbesserte magnetische Eigenschaften, eine spätere Magnetisierung ist deshalb nur in dieser Richtung sinnvoll.

Typische Kennwerte von AlNiCo-Magneten:

$$\begin{aligned} {}_B H_c &= 50 \dots 120 \text{ kA/m}, \\ B_r &= 0,8 \dots 1,4 \text{ T}, \\ (BH)_{\max} &= 30 \dots 50 \text{ mWs/cm}^3, \\ \mu_p &= 5 \dots 7,5, \\ T_{\text{KBr}} &= -0,02 \text{ \% /K}, \\ T_{\text{KHc}} &= +0,03 \dots -0,07 \text{ \% /K}, \\ \text{Curie-Temperatur} &700 \dots 850^\circ\text{C}, \\ \text{Einsatztemperaturbereich} &\text{bis } 450^\circ\text{C}. \end{aligned}$$

Übliche Formgebungsverfahren stellen Gießen und Sintern dar. Eine Nachbearbeitung ist vergleichbar zu Hartstoffbearbeitungen nur durch Schleifen, Erodieren, Ultraschallbohren und dergleichen möglich.

2. Ferrit-Magnete

Bariumferrit bzw. Strontiumferrit sind keramische Magnetwerkstoffe auf der Basis von Verbindungen zwischen Eisenoxid (80 %) und Barium- bzw. Strontiumoxid (20 %) in der Form $\text{BaO} \cdot 6\text{Fe}_2\text{O}_3$ bzw. $\text{SrO} \cdot 6\text{Fe}_2\text{O}_3$ (1950). Vorgesinterte Ausgangsstoffe werden zu einem sehr feinen Pulver zermahlen und anschließend gepresst und gesintert. Während des Pressens kann auch hier durch Anlegen eines starken Magnetfeldes ein anisotroper Magnetwerkstoff realisiert werden. Da sie kein Kobalt enthalten, sind diese Werkstoffe äußerst kostengünstig. Ihre Entmagnetisierungskennlinie ist gegenüber AlNiCo durch wesentlich höhere H_c -Werte und deutlich niedrigere B_r -Werte gekennzeichnet. Dies erfordert ein Umdenken in der konstruktiven Gestaltung. Statt schlanker, langgestreckter Bauformen bei AlNiCo erfordern diese Werkstoffe eine gedrungene Gestalt mit großen Magnetquerschnitten.

Typische Kennwerte von Ferrit-Magneten:

$$\begin{aligned} {}_B H_c &= 130 \dots 290 \text{ kA/m}, \\ B_r &= 0,2 \dots 0,42 \text{ T}, \\ (BH)_{\max} &= 8 \dots 30 \text{ mWs/cm}^3, \\ \mu_p &= 1,05 \dots 1,1, \\ T_{\text{KBr}} &= -0,2 \text{ \% /}^\circ\text{C}, \\ T_{\text{KHc}} &= +0,4 \text{ \% /}^\circ\text{C}, \\ \text{Curie-Temperatur} &450^\circ\text{C}, \\ \text{Einsatztemperaturbereich} &\text{bis } 200^\circ\text{C}. \end{aligned}$$

Bei Ferrit-Magneten können niedrige Temperaturen zu einer bleibenden Schwächung des Arbeitspunktes führen. Eine Nachbearbeitung ist vergleichbar zu Keramikbearbeitungen nur durch Schleifen oder Diamantbearbeitung möglich.

3. Selten-Erd-Magnete

a) Samarium-Kobalt-Magnete

Eine erhebliche Steigerung der H_c - und B_r -Werte brachte die Entwicklung der Samarium-Kobalt-Magnete in Form intermetallischer Verbindungen von SmCo_5 bzw. $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$ (ca. 1965), Abb. 2.10.

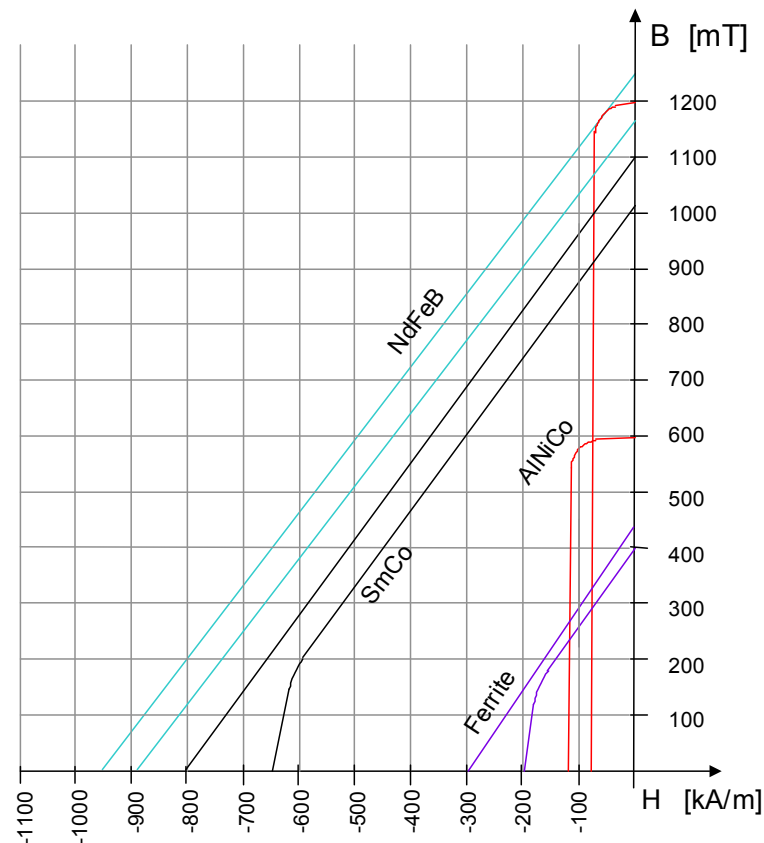


Abb. 2.10: Entmagnetisierungskurven typischer Magnetwerkstoffe

Die Verbindungspartner werden als Pulver aus reinen Metallen oder reduzierten Oxiden fein vermahlen und dann pulvermetallurgisch weiterverarbeitet. Ergebnis ist auch hier ein sehr sprödes Magnetmaterial mit den bereits bei den Ferriten genannten, eingeschränkten Bearbeitungsmöglichkeiten. Eine nahezu lineare Entmagnetisierungskennlinie bei hoher Remanenz bringt hier jedoch eine ca. siebenfache Energiedichte gegenüber den Ferriten und damit die Möglichkeit zu einer erheblichen Einsparung an Magnetvolumen.

Typische Kennwerte von Samarium-Kobalt-Magneten:

- $B_r H_c = 320 \dots 640 \text{ kA/m}$,
- $B_r = 0,5 \dots 0,95 \text{ T}$,
- $(BH)_{\max} = 50 \dots 170 \text{ mWs/cm}^3$,
- $\mu_p = 1,02 \dots 1,1$,
- $T_{KBr} = -0,04 \text{ \% / K}$,
- $T_{KHc} = -0,25 \text{ \% / K}$,
- Curie-Temperatur $720 \text{ }^\circ\text{C}$,
- Einsatztemperaturbereich bis $200 \text{ }^\circ\text{C}$.

b) Neodym-Eisen-Bor-Magnete

Den vorläufigen Höhepunkt erreichte die Entwicklung der Magnetwerkstoffe durch Neodym-Eisen-Bor-Verbindungen und damit auf Basis weltweit in großen Mengen verfügbarer Rohstoffe (1980). Eine Veranschaulichung dieser Entwicklung ermöglicht Abb. 2.11.

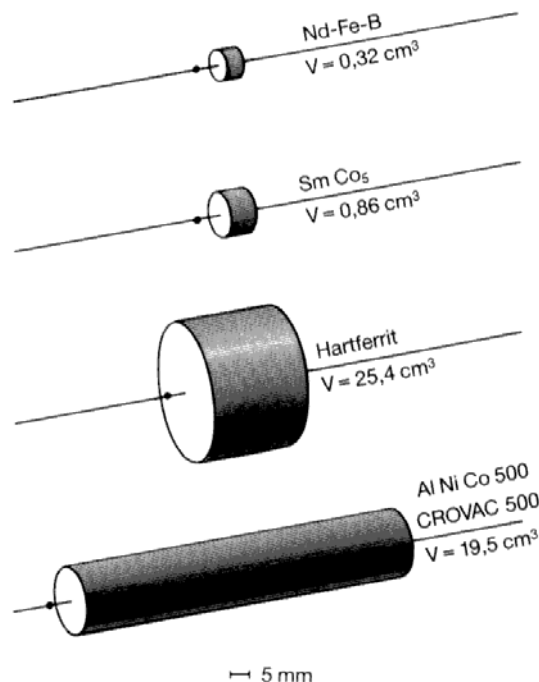


Abb. 2.11: Dauermagnete, die im Abstand von 5 mm ein Feld 0,1 T erzeugen, /3/

Die Herstellung erfolgt hier ebenfalls durch Sintern. Die Magnete sind hart und spröde, jedoch etwas weniger bruchempfindlich als SmCo. Sie neigen allerdings stark zur Korrosion, was einen Oberflächenschutz, beispielsweise in Form einer Kunststoffbeschichtung, erfordert.

Die Kennwerte der linearen Entmagnetisierungskennlinie übertreffen diejenigen von SmCo nochmals um 20 bis 30 % bei einem um 15 % geringeren spezifischem Gewicht.

Typische Kennwerte von Neodym-Eisen-Bor-Magneten:

$$\begin{aligned}
 {}_B H_c &= 750 \dots 780 \text{ kA/m}, \\
 B_r &= 1,1 \dots 1,2 \text{ T}, \\
 (BH)_{\max} &= 230 \text{ mWs/cm}^3, \\
 \mu_p &= 1,05, \\
 T_{KBr} &= -0,12 \text{ \% / K}, \\
 T_{KHc} &= -0,6 \text{ \% / K}, \\
 \text{Curie-Temperatur} &310 \text{ }^\circ\text{C}, \\
 \text{Einsatztemperaturbereich} &\text{bis } 100 \dots 130 \text{ }^\circ\text{C}.
 \end{aligned}$$

Die Magnetisierung derartiger Magnete erfordert bereits extrem große Feldstärken (2800 kA/m).

Abb. 2.12 verdeutlicht die historische Entwicklung der Energiedichten der Magnetwerkstoffe.

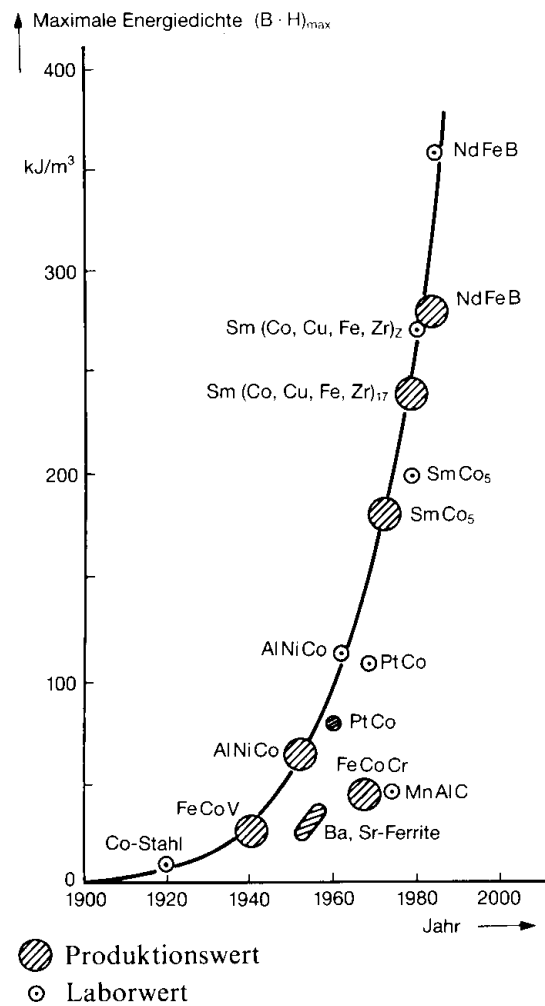


Abb. 2.12: Entwicklung der maximalen Energiedichten, nach /3/

4. Kunststoffgebundene Magnete

Die Herstellung o. g. Magnete erfolgt vorwiegend pulvermetallurgisch durch Sintern. Dies bedingt sehr eingeeengte Gestaltungsmöglichkeiten in der Geometrie, sehr große Toleranzen bzw. kostenträchtige Nachbearbeitung durch Schleifen u. a. Verfahren. Außerdem sind die Materialien extrem bruchempfindlich.

Einen Ausweg bieten kunststoffgebundene Magnetwerkstoffe, die aus mit thermoplastischen Bindemitteln versehenen pulverisierten Magnetwerkstoffen bestehen und durch Spritzgießen, Extrudieren sowie Formpressen weiterverarbeitet werden können und so wesentlich komplexere Geometrien ermöglichen. Dadurch entstehen mechanisch gut bearbeitbare Magnete mit geringer Bruchempfindlichkeit, wobei die Kennwerte H_c und B_r jedoch gegenüber den Ausgangsmaterialien auf etwa 50 % absinken. Außerdem ist die Realisierung anisotroper Materialien sehr aufwendig, da in dem Spritzgießwerkzeug ein Magnetfeld erzeugt werden muss.

Isotropie und Anisotropie

Die meisten Magnetwerkstoffe besitzen zunächst isotrope Eigenschaften in den verschiedenen Richtungen. Im Herstellungsprozess können jedoch auch Anisotropien eingeprägt werden, in dem noch bei höheren Temperaturen oder während des Pressens bzw. Sinterns ein starkes äußeres Magnetfeld zugeschaltet wird. Die Ausrichtung der elementaren Domänen erhält dadurch eine bleibende Vorzugsrichtung. Nur in dieser Vorzugsrichtung sollte auch eine spätere Magnetisierung erfolgen, da andernfalls wesentlich größere Felder erforderlich wären bzw. eine vollständige Magnetisierung technisch kaum möglich ist. Diese Vorzugsrichtung führt zu weit stärkerer Ausrichtung bei anschließender Magnetisierung. Die erzielbaren Kennwerte sind bei anisotropen Werkstoffen oft doppelt so groß wie bei isotropen Materialien. Mehrpolige Magnetisierungen setzen allerdings isotrope Eigenschaften voraus.

Die meisten Werkstoffe weisen eine so genannte Formanisotropie auf, d. h. erst im Herstellungsprozess wird in einer bestimmten Form eine Anisotropie aufgeprägt. Hochenergiwerkstoffe besitzen jedoch eine Kristallanisotropie, sind also stets anisotrop. Isotrope Magnete aus hochenergetischen Werkstoffen werden als kunststoffgebundene Werkstoffe realisiert.

Einige Kennwerte handelsüblicher Magnetwerkstoffe, hier der Magnetfabrik Bonn GmbH, zeigt Tabelle 2.2.

Tabelle 2.2a Kennwerte von Dauermagnetwerkstoffen (Prospekt MS Schramberg)

 SCHRAMBERG Magnet- und Kunststofftechnik			Energieprodukt (B·H) _{typ.}		Remanenz B _r	Rev. Temp.-Koeff. von B _r	Koerzitiv- feldstärke				Rev. Temp.-Koeff. von H _{cJ}	Max. Betriebs- temperatur	Dichte	
Hartferritmagnete ¹⁾			kJ/m ³ (typ.)	kJ/m ³ (min.)	mT (typ.)	mT (min.)	ca. %/K	kA/m (typ.)	kA/m (min.)	kA/m (typ.)	kA/m (min.)	ca. %/K	ca. °C	ca. g/cm ³
HF 8/22	Ba isotrop	trocken gepresst	8,5	8	220	215	-0,19	140	135	230	220	+0,3	250	4,8
HF 8/26 Ba	Ba isotrop	trocken gepresst	8,5	8	220	215	-0,19	140	135	270	260	+0,3	250	4,7
HF 24/16	Ba anisotrop	trocken gepresst	25,5	24	365	350	-0,19	175	155	180	160	+0,3	250	5,0
HF 26/16	Ba anisotrop	trocken gepresst	27	26	380	370	-0,19	175	155	180	160	+0,3	250	5,0
HF 28/16	Ba anisotrop	nass gepresst	30	28	400	390	-0,19	170	160	170	160	+0,3	250	5,0
HF 30/16	Ba anisotrop	nass gepresst	31,5	30	410	400	-0,19	170	160	170	160	+0,3	250	5,0
HF 8/26 Sr	Sr isotrop	trocken gepresst	8,5	8	220	215	-0,19	140	135	270	260	+0,3	250	4,7
HF 24/23	Sr anisotrop	trocken gepresst	25,5	24	365	350	-0,19	220	210	240	230	+0,3	250	4,8
HF 26/24	Sr anisotrop	trocken gepresst	27	26	380	370	-0,19	230	220	250	240	+0,3	250	4,8
HF 28/26	Sr anisotrop	nass gepresst	30	28	395	385	-0,19	255	240	275	260	+0,3	250	4,85
HF 28/28	Sr anisotrop	nass gepresst	30	28	395	385	-0,19	270	260	290	280	+0,3	250	4,85
HF 30/26	Sr anisotrop	nass gepresst	31,5	30	405	395	-0,19	250	240	270	260	+0,3	250	4,85
Seltenerd-magnete ^{1) 2)}			kJ/m ³ (typ.)	kJ/m ³ (min.)	mT (typ.)	mT (min.)	ca. %/K	kA/m (typ.)	kA/m (min.)	kA/m (typ.)	kA/m (min.)	ca. %/K	ca. °C	ca. g/cm ³
SmCo ₅ 143/143			151	143	920	900	-0,045	700	680	1800	1433	-0,28	250	8,3
SmCo ₅ 160/143			167	160	940	920	-0,045	730	710	1600	1433	-0,28	250	8,3
Sm ₂ Co ₁₇ 180/180 w			200	180	1040	980	-0,032	750	700	1800	1600	-0,19	350	8,3
Sm ₂ Co ₁₇ 195/160 h			220	195	1100	1040	-0,032	800	720	1800	1600	-0,19	350	8,3
NdFeB 180/250 w *			210	180	1050	1000	0,08	790	720	2800	2500	-0,5	220	7,6
NdFeB 200/220 w *			230	200	1110	1050	-0,08	850	790	2500	2200	-0,5	190	7,6
NdFeB 230/175 w *			260	230	1190	1130	-0,09	890	840	1900	1750	-0,6	160	7,6
NdFeB 250/125 w *			280	250	1230	1170	-0,10	890	840	1400	1250	-0,6	130	7,5
NdFeB 210/250 h *			240	210	1100	1050	-0,08	860	800	2800	2500	-0,5	220	7,6
NdFeB 230/220 h *			255	230	1160	1100	-0,08	890	840	2500	2200	-0,5	190	7,6
NdFeB 250/175 h *			295	250	1240	1180	-0,09	920	860	1900	1750	-0,6	160	7,6
NdFeB 270/125 h *			300	270	1280	1220	-0,10	920	870	1400	1250	-0,6	130	7,5
NdFeB 300/125 h *			330	300	1320	1260	-0,10	950	900	1400	1250	-0,6	130	7,5
NdFeB 342/135 h *			366	342	1380	1320	-0,11	1000	955	1500	1353	-0,6	120	7,5
Kunststoffgebundene, gespritzte Hartferritmagnete ¹⁾			kJ/m ³ (typ.)	kJ/m ³ (min.)	mT (typ.)	mT (min.)	ca. %/K	kA/m (typ.)	kA/m (min.)	kA/m (typ.)	kA/m (min.)	ca. %/K	ca. °C	ca. g/cm ³
HF 8/26 p			3,5	3,0	140	135	-0,19	90	85	180	175	+0,3	130 ³⁾	3,3
HF 24/16 p			9,2	9,0	220	215	-0,19	150	145	200	190	+0,3	130 ³⁾	3,3
HF 26/16 p			13,0	12,0	255	250	-0,19	180	170	240	220	+0,3	130 ³⁾	3,4
HF 28/16 p			16,0	14,0	285	270	-0,19	190	170	220	190	+0,3	130	3,6
HF 30/16 p			16,0	14,0	285	270	-0,19	200	180	250	230	+0,3	130	3,6
HF 16/20 p			17,0	16,0	295	285	-0,19	190	180	200	190	+0,3	130	3,7
Kunststoffgebundene, gespritzte Seltenerd-magnete ^{1) 2)}			kJ/m ³ (typ.)	kJ/m ³ (min.)	mT (typ.)	mT (min.)	ca. %/K	kA/m (typ.)	kA/m (min.)	kA/m (typ.)	kA/m (min.)	ca. %/K	ca. °C	ca. g/cm ³
NdFeB 230/180 p			37	35	470	450	-0,11	330	300	1100	1000	-0,4	130	4,8
NdFeB 240/180 p			41	40	500	490	-0,11	340	320	1100	1000	-0,4	130	5
NdFeB 250/180 p			42	40	490	470	-0,13	340	320	900	800	-0,4	130	4,7
NdFeB 270/180 p			40	37	500	480	-0,09	330	300	700	600	-0,4	120	5
NdFeB 42/80 p			43	42	530	520	-0,09	340	310	700	600	-0,4	120	5
NdFeB 40/80 p			50	48	545	530	-0,09	370	350	700	600	-0,4	120	5
Kunststoffgebundene, gepresste NdFeB-Magnete ¹⁾			kJ/m ³ (typ.)	kJ/m ³ (min.)	mT (typ.)	mT (min.)	ca. %/K	kA/m (typ.)	kA/m (min.)	kA/m (typ.)	kA/m (min.)	ca. %/K	ca. °C	ca. g/cm ³
NdFeB 60/70 p			65	55	620	580	-0,12	400	380	1100	1000	-0,4	130	6
NdFeB 65/70 p			72	65	650	610	-0,13	460	420	950	850	-0,4	140	6
NdFeB 70/70 p			80	72	700	660	-0,10	470	440	770	700	-0,4	130	6

w: axial im Werkzeug gepresst, h: hochmagnetische Materialien – isostatisch gepresst und getrennt oder diametral im Werkzeug gepresst; pw: kunststoffgebunden, gepresst; p: kunststoffgebunden, gespritzt.

¹⁾ Liefergeber NEOMAX Co. Ltd.

²⁾ Alle angegebenen Werte wurden an Standardproben gemäß IEC 60404-5 ermittelt. Bei unregelmäßiger Geometrie, besonders bei dünnen Wandstärken oder engen Porenteilungen können Abweichungen von den Werkstoffdaten auftreten.

³⁾ Die Kompensationskoeffizienten verhalten sich nur annähernd linear.

⁴⁾ Auf Anforderung auch bis 200 °C möglich.

DOWNLOAD >> www.ms-schramberg.de

2.3 Änderung des Magnetisierungszustandes von Permanentmagneten

Permanentmagnete müssen nach dem Herstellungsprozess bis zur Sättigung aufmagnetisiert werden (Neukurve), um mit dem Arbeitspunkt auf die äußere Entmagnetisierungskennlinie zu gelangen. Dies kann bereits beim Hersteller erfolgen, jedoch sind das Handling und die Montage energiereicher Magnete im magnetisierten Zustand sehr problematisch. Häufig wird deshalb die Magnetisierung erst nach der Montage im kompletten System vorgenommen. Auf die Verfahren soll deshalb hier eingegangen werden.

2.3.1 Magnetisierung

Zum Aufmagnetisieren ist der Magnet durch ein äußeres Magnetfeld bis in die Sättigung auszusteuern. Nach Abschalten des Feldes verbleibt der Magnet-Arbeitspunkt auf der äußeren Entmagnetisierungskurve im II. Quadranten. Je nach Gestaltung des magnetischen Kreises und Größe des Luftspaltes wird der magnetische Kreis geschert, und es stellt sich ein entsprechender Arbeitspunkt ein, Abb. 2.13.

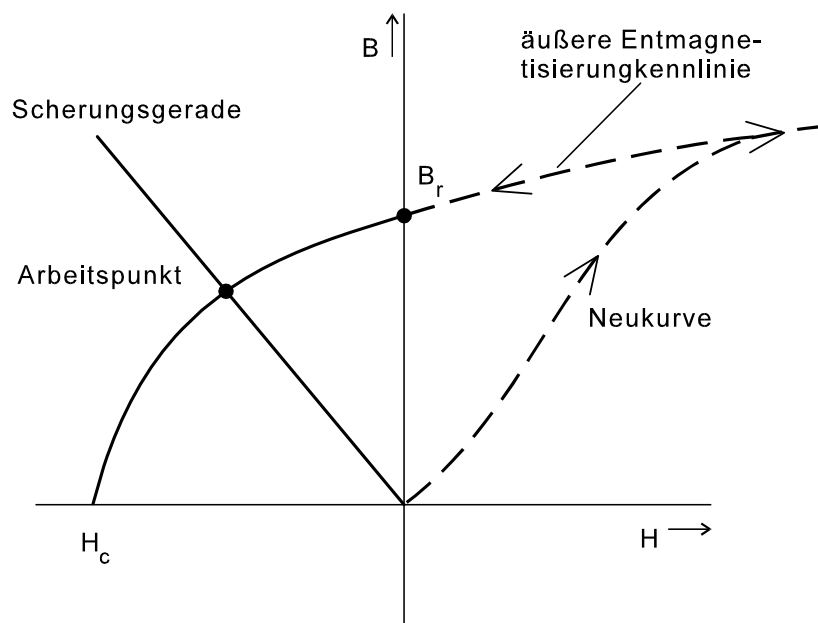


Abb. 2.13: Einnahme eines Arbeitspunktes im II. Quadranten nach dem Magnetisieren

Für das Erreichen einer technisch ausreichenden Sättigung nötige Feldstärken betragen bei noch nicht magnetisierten Materialien $H_S = 3...5 \cdot B H_c$. Soll ein bereits magnetisierter Magnet aber umgepolt und in der entgegengesetzten Richtung magnetisiert werden, sind erheblich höhere Feldstärken nötig (bis $14 \cdot B H_c$). Dies ist wenig sinnvoll.

Praktisch kommen als technische Magnetisierverfahren die Gleichstrommagnetisierung im Eisenjoch oder die Impulsmagnetisierung zur Anwendung.

a) Gleichstrommagnetisierung

Genutzt wird ein Elektromagnet, der aus einem stabilen, meist geblechten Joch mit Polschuhen am Luftspalt und einer oftmals wassergekühlten Wicklung besteht, Abb. 2.14 und 2.15. In den Luftspalt wird der zu magnetisierende Magnet gesichert eingelegt und mit einem konstanten Magnetfeld beaufschlagt. Polschuhe dienen der Feldkonzentration im Luftspalt und sichern eine gute Homogenität des Feldes. Die Volumenrelationen zwischen Elektromagnet zu Luftspaltvolumen liegen häufig bei 100:1.

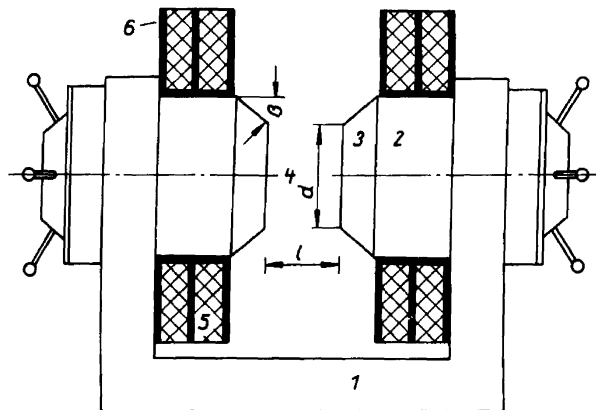


Abb. 2.14: Elektromagnetjoch zur Magnetisierung (Prinzip, nach /4/)

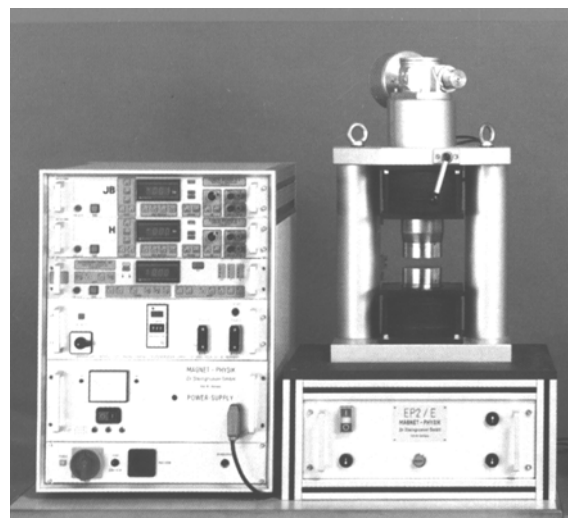


Abb. 2.15: Joch-Magnetisierungsgerät /6/

Erzielbar sind durch diese Feldgestaltung jedoch nur einfache zweipolige Magnetisierungen. Gegebenfalls parallel zum Magnet liegende Eisenquerschnitte bei kompletten Systemen, die zunächst einen magnetischen Kurzschluss darstellen, stören nicht, da die hohen Feldstärken das Eisen sehr schnell in die Sättigung treiben und dann μ_r gegen μ_0 geht.

Prinzipiell ist eine Gleichstrommagnetisierung auch mit Luftspulen möglich und wird beispielsweise während der Herstellung auch zur Vormagnetisierung im Rahmen der Erzeugung anisotroper Werkstoffe genutzt. Luftspulen erfordern durch den stark gesicherten offenen magnetischen Kreis natürlich für gleiche Flussdichten wesentlich höhere Durchflutungen (Amperewindungszahlen) als Spulen mit Joch.

b) Impulsmagnetisierung

Bei der Impulsmagnetisierung wird das erforderliche Magnetfeld nur kurzzeitig durch einen Entladestrom einer Kondensatorbatterie aufgebaut. Für wenige Millisekunden werden dabei Stromstärken bis 100.000 A erzeugt.

Die von Hochspannungskondensatoren zur Verfügung gestellte Spannung wird meist über Impulstransformatoren mit oft nur einer einzigen Primärwicklung transformiert. Je nach Anwendungsfall werden verschiedene Impulsformen für den Entladevorgang genutzt, die erste Halbwelle einer Sinusschwingung oder ein aperiodischer Verlauf, Abb. 2.16. Als Magnetisierwicklungen kommen von massiven Kupferschienen bei mehrfacher Nutzung bis zu verlorenen Wicklungen verschiedenste Ausführungen zur Anwendung.

Tabelle 2.3 gibt einen Überblick über die für unterschiedliche Werkstoffgruppen benötigten Magnetisierungsenergien A_c . Für die Magnetisierung von Samarium-Kobalt-Magneten sind demzufolge bis 100fach höhere Energien nötig ($\sim H_s^2$).

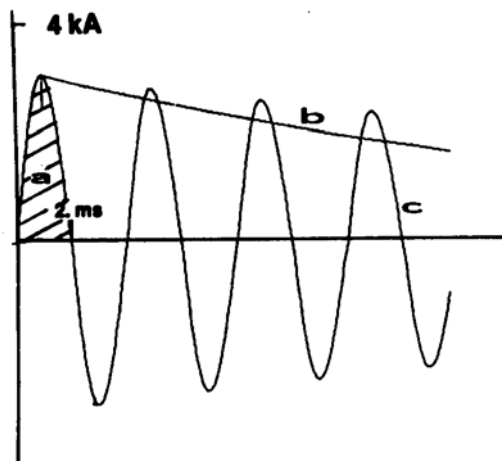
Tabelle 2.3 Typische Magnetisierungsenergien einiger Magnete, nach [7]

WERKSTOFF	H_s			A_c/V	
	kA/m	A/cm	Oe	Ws/m ³	Ws/cm ³
AlNiCo	400	4000	5000	$1,0 \cdot 10^5$	0,1
Ferrit	1000	10000	12500	$6,3 \cdot 10^5$	0,63
Samarium-Kobalt	4000	40000	50000	$1,0 \cdot 10^7$	10,0
Neodym-Eisen-Bor	2500	25000	31500	$4,0 \cdot 10^6$	4,0

Durch eine entsprechende Wicklungsgestaltung lassen sich dabei auch vielpolige Magnetisierungen erzielen. Tabelle 2.4 zeigt ausgewählte Magnetisierungsarten. Die Abb. 2.17 bis 2.21 auf den Folgeseiten zeigen verschiedenartige Beispiele von Magnetisierungsspulen, auch Magnetisierungsköpfe genannt.

Häufig werden zunächst bis zur Sättigung aufmagnetisierte Magnete durch ein abklingendes Wechselfeld anschließend wieder gezielt um einen kleinen Betrag entmagnetisiert und so definierte magnetische Parameter erzielt (Kalibrieren).

- a) n_1 leitend $\rightarrow$ sinusförmige Entladung $\equiv$ magnetisieren (kurzer Impuls)
 b) $n_1 + n_2$ leitend $\rightarrow$ aperiodische Entladung $\equiv$ magnetisieren (langer Impuls)
 c) $n_1 + n_3$ leitend $\rightarrow$ alternierende Entladung $\equiv$ entmagnetisieren



IMPULSMAGNETISIERER: IM 2525

$C = 0,00068$ Farad

$U = 3000$ V

MAGNETISIERVORRICHTUNG

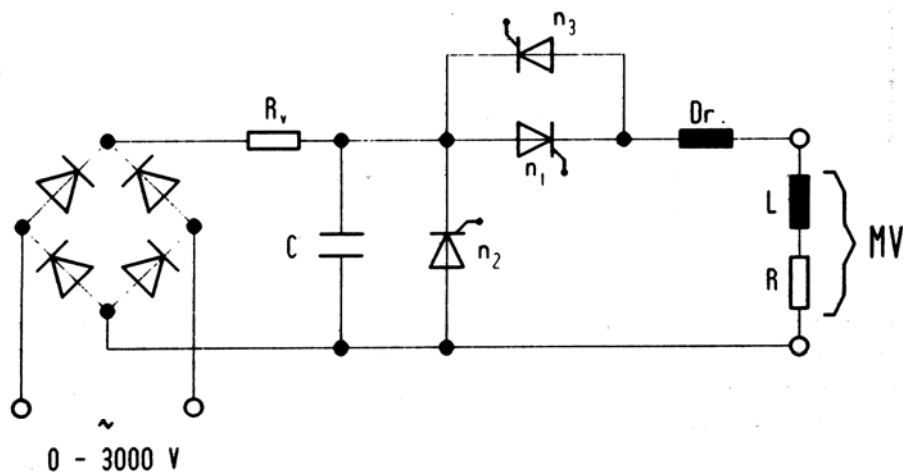
$L = 0,000600$ Henry

$R = 0,024 \Omega$

IMPULS

$t_{\max} = 1$ ms

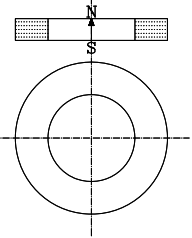
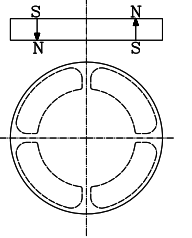
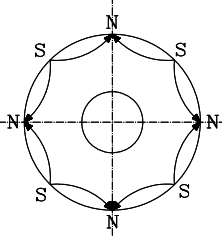
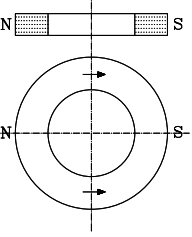
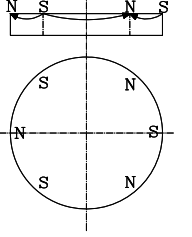
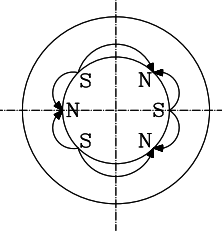
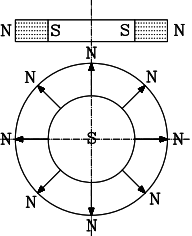
$I_{\max} = 3100$ A

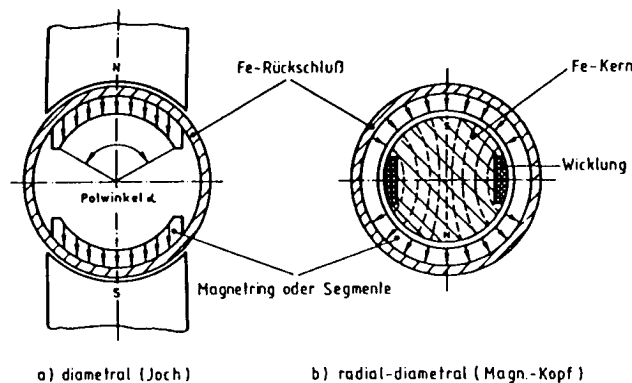


- C = Metallpapierkondensator
 R_v = Vorwiderstand
 n_1, n_2, n_3 = Thyristor
 Dr = Schutzdrossel für Strombegrenzung
 MV = Magnetisiervorrichtung

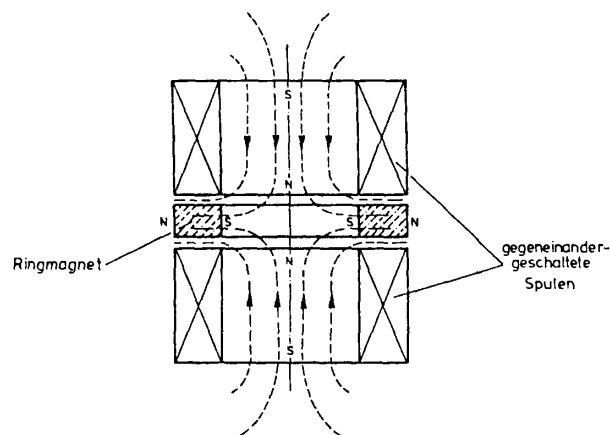
Abb. 2.16: Impulsmagnetisierung, Prinzipschaltung und genutzte Entladungskurve, nach /7/

Tabelle 2.4 Ausgewählte Magnetisierungsarten

 zweipolig - axial	 mehrpilig - beide Stirnflächen	 mehrpilig - Außenumfang
 zweipolig - diametral	 mehrpilig - eine Stirnfläche	 mehrpilig - Innenumfang
 zweipolig - radial	Isotrope Werkstoffe: keine Vorzugsrichtung - alle Magnetisierungsarten sind möglich, aber geringere magnetische Kennwerte Anisotrope Werkstoffe: Vorzugsrichtung durch den Magnetherstellungsprozeß, höhere magnetische Kennwerte	


Abb. 2.17: Diametrale Magnetisierung, nach /7/

a) diametral (im Joch); b) radial-diametral (im Magnetisierkopf)


Abb. 2.18: Prinzip der Radialmagnetisierung, nach /7/

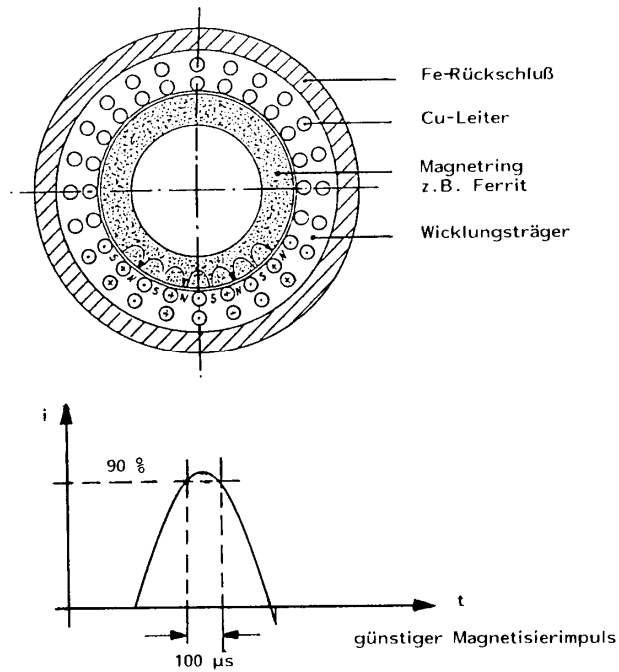


Abb. 2.19: Mehrpolige Magnetisierung eines Rotors, nach /7/

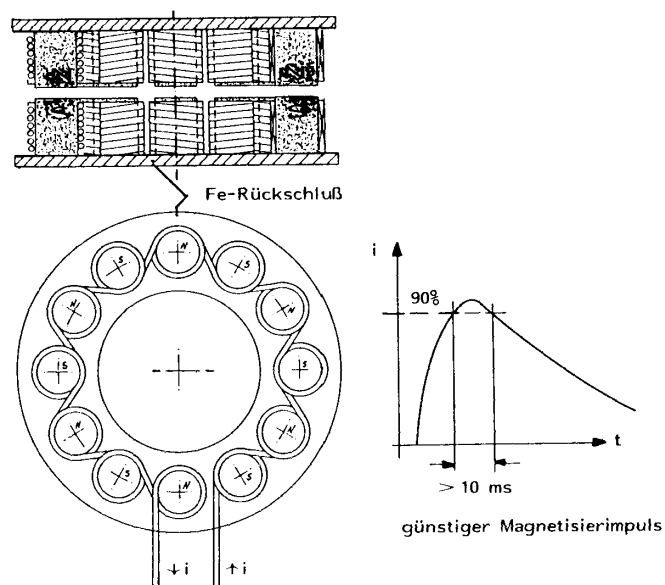


Abb. 2.20: Magnetisieren von Scheibenläufermotoren mit AlNiCo-Magneten mit Hilfe einer verlorenen Wicklung, nach /7/

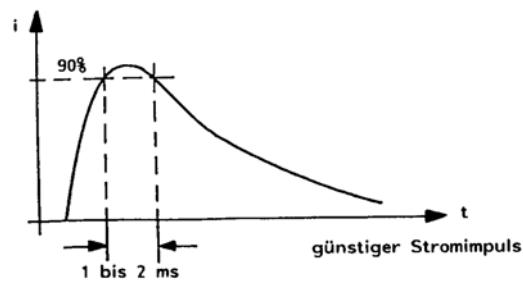
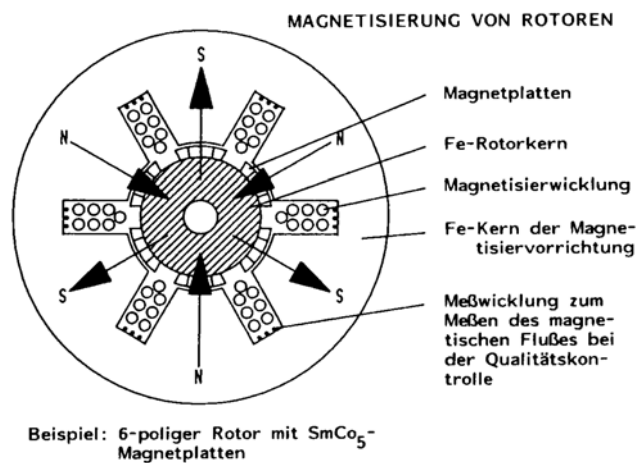
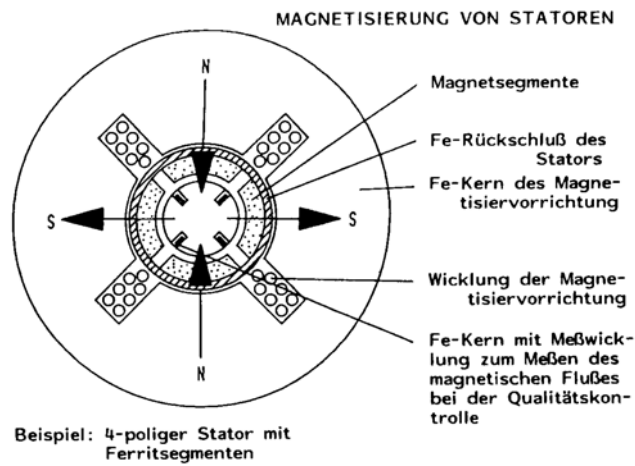


Abb. 2.21: Magnetisierung von Statoren, Beispiele nach /7/

2.3.2 Entmagnetisierung

Zum Entmagnetisieren bietet sich zunächst die Wechselfeldentmagnetisierung an, Abb. 2.22. Dazu wird ein Wechselfeld mit in genügend kleinen Schritten abnehmen-der Amplitude angelegt und bis auf null gefahren. Die Schrittweiten sollten sich praktisch in der Größe von $1/20 \dots 1/10 H_c$ bewegen. Gleiches lässt sich durch langsames Entfernen eines Werkstoffes aus einem Wechselfeld konstanter Amplitude erzielen (Beispiel: mit Netzfrequenz betriebene Luftspule). Dies wird häufig zur Entmagnetisierung von Eisenteilen genutzt.

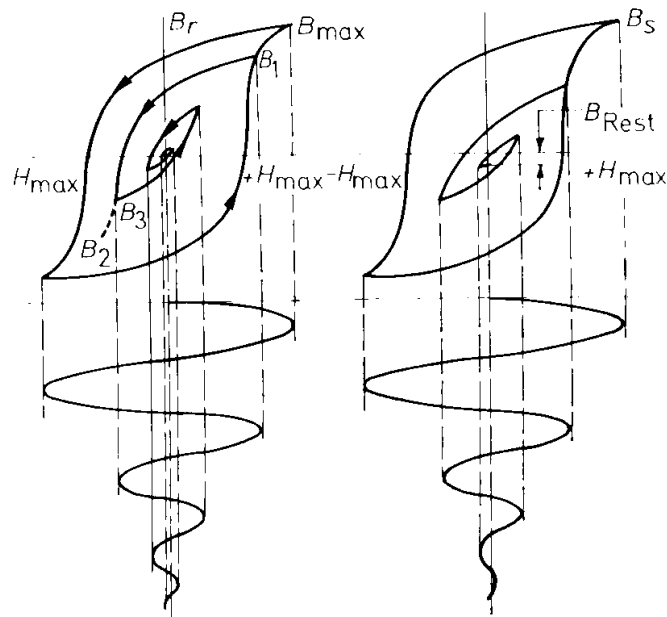


Abb. 2.22: Wechselfeldentmagnetisierung, nach [2]
rechts: zu schnelle Abnahme des Feldes führt zu bleibendem Restmagnetismus

Zu beachten sind die teils erheblichen Kraftwirkungen sowohl beim Magnetisieren als auch beim Entmagnetisieren durch abstoßende und anziehende Kräfte.

Eine andere Möglichkeit zum Entmagnetisieren besteht im Erwärmen über die Curie-Temperatur hinaus und Abkühlen im feldfreien Raum. Dies ist jedoch nur zulässig, wenn das Erwärmen nicht zu einer Änderung des Werkstoffzustandes führt, was insbesondere bei anisotropen Materialien nicht auszuschließen ist.

2.4 Magnetische Messtechnik

Direkt messbare magnetische Gleichfeldgrößen sind induzierte Spannungen und Feldstärken. Andere Werte müssen auf diese zurückgeführt werden.

2.4.1 Flussmessung (Induktionsmethode)

Die Mehrzahl der magnetischen Größen lässt sich auf den magnetischen Fluss Φ zurückführen, weshalb die Flussmessung eine zentrale Bedeutung aufweist. Der magnetische Fluss Φ mit

$$\Phi = \int B dA \text{ bzw. im homogenen Feld } \Phi = BA$$

ist nicht unmittelbar, sondern nur über den Umweg einer induzierten Spannung messbar, die in einer den Fluss umfassenden Wicklung erzeugt wird. In einer Wicklung mit w Windungen wird bei einer Flussänderung $d\Phi$ eine Spannung

$$u(t) = -w \frac{d\Phi}{dt} \quad (2.13)$$

induziert, so dass die Flussänderung durch Integration über die induzierte Spannung ermittelt werden kann:

$$\Delta\Phi = -\frac{1}{w} \int_{t_1}^{t_2} u(t) dt. \quad (2.14)$$

Flussmeter sind also Integratoren (auch Fluxmeter genannt, früher ballistische oder Kriech-Galvanometer). Da technische Flüsse in der Größenordnung von $10^{-6} \dots 10^{-2}$ Vs liegen, müssen sehr kleine Spannungen über eine relativ lange Zeit integriert werden, was empfindliche Integratoren mit geringer Drift erfordert, Abb. 2.23.

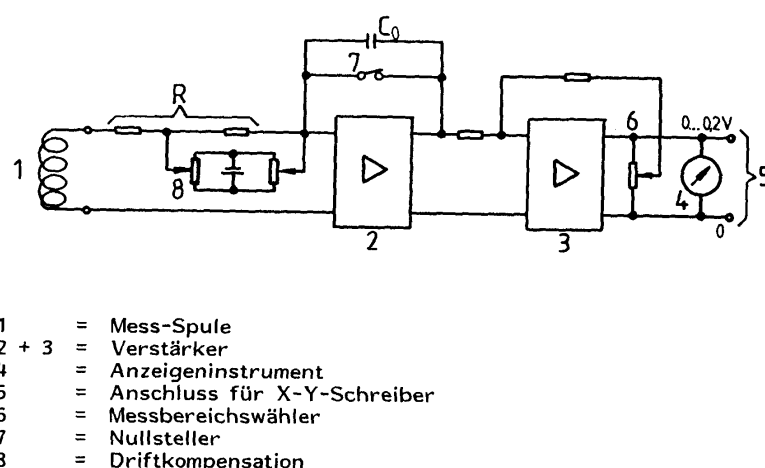


Abb. 2.23: Prinzipschaltung eines Fluxmeters, nach /6/

Gemessen werden kann eine Flussänderung zeitlich durch Ein- und Ausschalten eines magnetischen Feldes oder räumlich durch Eintauchen, Herausziehen oder Drehen einer Wicklung in einem Feld. Die Messspule umfasst dabei den zu messenden Querschnitt mit wenigen Windungen.

Bei bekanntem Querschnitt der Wicklung lässt sich aus

$$B = \frac{\Phi}{A} \quad \text{bzw.} \quad H = \frac{\Phi}{\mu_0 A} \quad (2.15)$$

die Flussdichte oder die Feldstärke berechnen, Abb. 2.24 und 2.25.

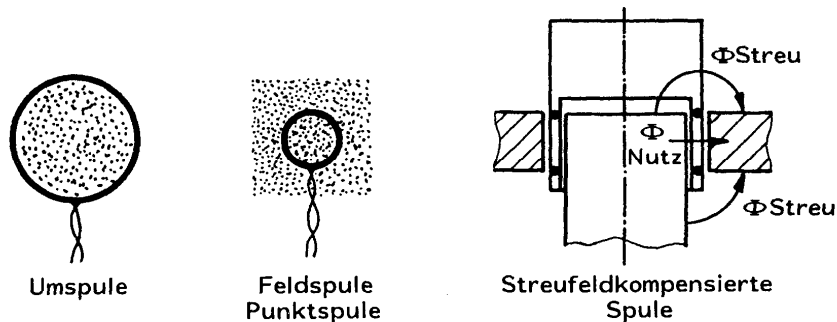
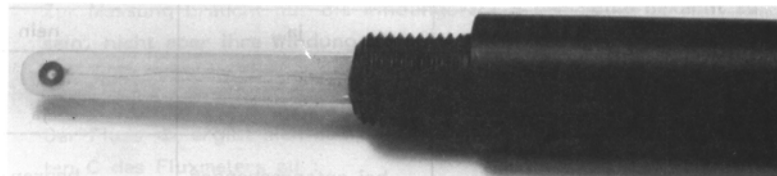


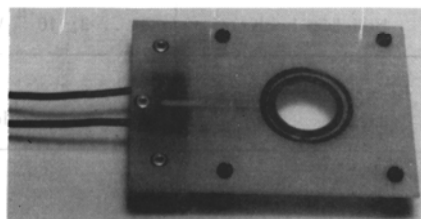
Abb. 2.24: Spulen zur Fluss-, Induktions- und Feldstärkemessung, nach /6/



Feldspulen für die Messung der magnetischen Feldstärke H , bzw. Flussdichte B . Windungsfläche: 100 cm^2 / Abmessungen: $8 \text{ mm } \varnothing \cdot 1,8 \text{ mm}$.



Punktspulen mit sehr kleinen Abmessungen für die Messung in engen Luftspalten. Windungsfläche: ca. 3 cm^2 / Abmessungen: $2,5 \text{ mm } \varnothing \cdot 0,5 \text{ mm}$.



Umspulen für die Messung der Flussdichte B bzw. Polarisation J in einem Magneten mit unserem PERMAGRAPH - Magnetprüfer, mit Kompensation der Luftlinien zwischen Magnet und Mess-Spule und mit zusätzlicher Mess-Spule für Feldstärke H .

Abb. 2.25: Praktische Ausführung von Punkt-, Feld- und Umspulen, nach /6/

Durch Einsatz einer so genannten Potentialmessspule, einer langen Wicklung konstanter Wicklungsdichte und Querschnittes, lassen sich Spannungsabfälle H -s zwischen zwei Punkten oder gegen Nullpotential (feldfreier, weit entfernter Raum) messen und damit weitere magnetische Größen ermitteln, Abb. 2.26.

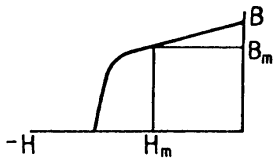
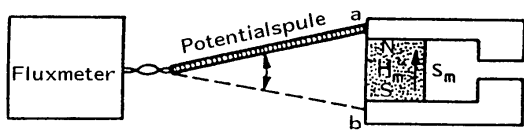
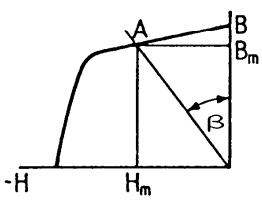
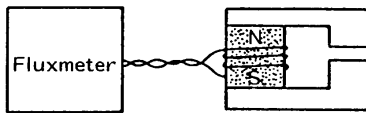
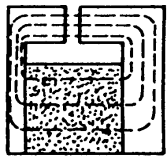
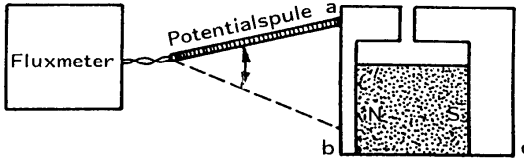
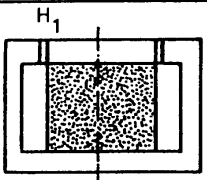
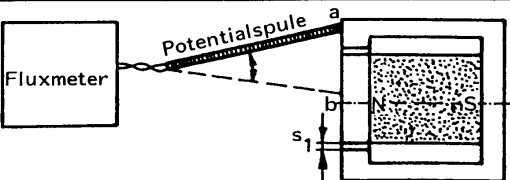
Aufgabe	Lösung
 Messung der inneren Feldstärke H_m in Dauermagneten	 Bewegt man die Potentialspule von einem Ende a zum anderen Ende b des Magneten, so zeigt das mit der Potentialspule verbundene Fluxmeter die Potentialdifferenz P_m an. Die innere Feldstärke erhält man durch Division durch die Magnetlänge s_m. $H_m = P_m / s_m$
 Messung des Arbeitspunktes A eines Magnetsystems	 a) Messe H_m nach 1) b) Messe B_m mit Umspule und Fluxmeter durch Umkehr der Magnetisierung oder durch Abziehen der Spule vom Magneten c) $\tan \beta = H_m / B_m$ ergibt die Arbeitsgerade mit dem Arbeitspunkt A
 Messung des Potentialverlustes in Eisenarmaturen von Magnetsystemen	 a) Messe die Potentialdifferenz zwischen den betrachteten Punkten a und b des Magnetkreises : $P_b - P_a$ b) Messe die Potentialdifferenz zwischen den Enden b und c des Dauermagneten : $P_b - P_c$ c) Berechne den relativen Potentialverlust : $P_b - P_a / P_b - P_c$
 Messung der Feldstärke H_1 im Luftspalt eines Magneten	 a) Messe die Potentialdifferenz P zwischen den beiden Polen a und b nahe am Luftspalt b) Teile P durch die Länge s_1 des Luftspaltes : $H_1 = P / s_1$

Abb. 2.26: Messungen mit einer Potentialmessspule, nach /6/

2.4.2 Feldstärke- und Induktionsmessung mit Hall-Sonden

Hall-Sonden bzw. Gauß-Meter gestatten Feldstärke- und Induktionsmessungen in Luft durch Ausnutzung des Halleffektes, Abb. 2.27.

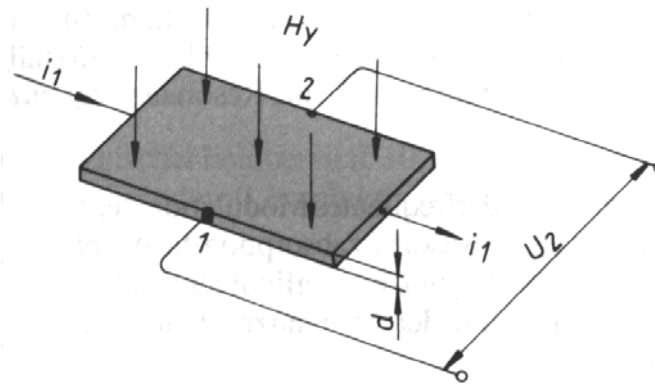


Abb. 2.27: Hall-Effekt, nach [4/

Ein Halbleiter, beispielsweise aus Indiumarsenid, wird senkrecht zu einem Steuerstromfluss i_1 einem Magnetfeld H_y ausgesetzt. Durch die Ablenkung der Ladungselektronen senkrecht zur Feldrichtung entsteht an den Seitenflächen eine Spannung

$$U_2 = U_{Hall} = \frac{R_H}{d} i_1 H_y \quad (2.16)$$

(R_H – Hallkonstante für Indiumarsenid $10^{-6} \frac{Vcm^2}{A^2}$).

Das aktive Hall-Element befindet sich in entsprechenden Prüfspitzen (Abb. 2.28) und ist $3 \times 2 \times 0,5 \text{ mm}^3$ groß.

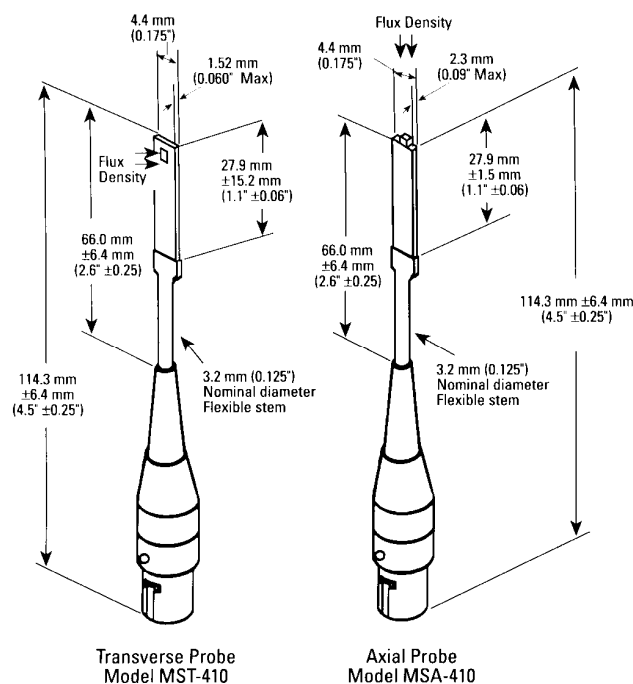


Abb. 2.28: Prüfspitzen von Gauß-Metern, aus Prospekte Lake Shore Cryotronics Inc.

2.5 Berechnung elektromagnetischer Kreise

2.5.1 Grundlegende Gesetzmäßigkeiten

Magnetfelder können auf zwei verschiedene Arten erzeugt werden, mittels Elektromagneten (stromdurchflossener Leiter oder Spule) oder mittels Permanentmagneten. Beides soll hier zusammengefasst betrachtet werden. Zur bildlichen Darstellung verwendet man Feldlinien, die den Raum erfüllen und stets in sich geschlossen sind. Beispielsweise bewirkt ein elektrischer Strom in einem geraden Leiter ein Magnetfeld im Raum um ihn, das durch konzentrische Kreise um die Leiterachse veranschaulicht werden kann, Abb. 2.29a. Die Richtung der Feldlinien folgt der Rechtsschraubenregel. Formt man viele dieser Leiter zu Windungen einer Wicklung, so erhält man eine Spule. Diese kann durch die Addition der Felder ein weitaus stärkeres Feld erzeugen, als es der gerade Leiter vermag, Abb. 2.29b.

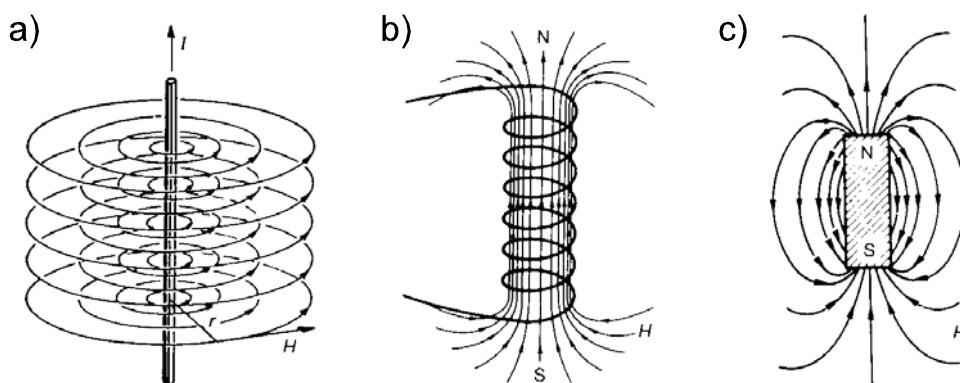


Abb. 2.29: Einfache Magnetfelder /3/
a) gerader Leiter; b) Spule; c) Stabmagnet

Ein Permanentmagnet treibt ebenfalls ein Feld durch einen Luftraum oder eisenbehafteten, magnetischen Kreis, Abb. 2.29c. Das äußere Feld ist dabei vom Nordpol zum Südpol gerichtet. Abb. 2.30 verdeutlicht dies an einem Lautsprechersystem.

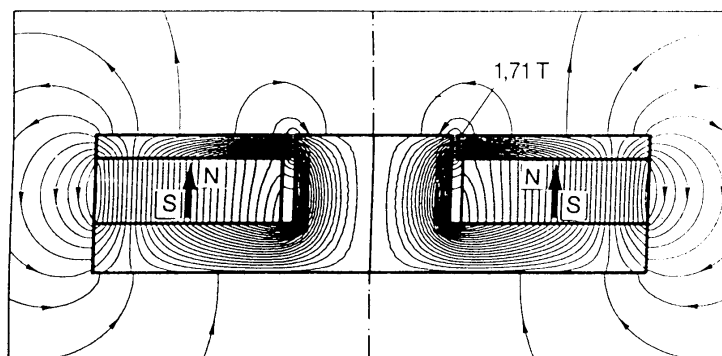


Abb. 2.30: Feldverlauf eines permanentenregten Lautsprechersystems /3/

Durchflutungsgesetz

Im ersten Fall sind die im Leiter bewegten elektrischen Ladungen die Ursache für die Entstehung der Magnetfelder. Anders ausgedrückt, ist die Entstehungsursache oder die Erregung des Feldes der vom Magnetkreis umschlossene, vorzeichenbewertete Gesamtstrom, der als magnetische Durchflutung Θ bezeichnet wird. Bei einer Spule mit der Windungszahl w ergibt sich die Durchflutung Θ aus mit dem Spulenstrom I zu

$$\Theta = I \cdot w. \quad (2.17)$$

In allgemeiner Form lautet diese Verknüpfung zwischen elektrischen und magnetischen Größen, die auch als **Durchflutungsgesetz** bezeichnet wird,

$$\oint \vec{H} d\vec{s} = \iint \vec{S} d\vec{A} + \frac{d}{dt} \iint \vec{D} d\vec{A}. \quad (2.18)$$

Das Umlaufintegral über Hds stellt die magnetischen Spannungsabfälle über einen Umlauf entlang einer Feldlinie dar. Das Integral über SdA kennzeichnet den aus der umrandeten Fläche austretenden Leitungsstrom und der dritte Term die elektrischen Verschiebungsströme.

Bei den hier zu betrachtenden magnetischen Feldern, beispielsweise von rotierenden elektrischen Maschinen oder Lineardirektantrieben, reicht die Betrachtung des quasi-stationären elektrischen Feldes i. Allg. aus, so dass der Einfluss der Verschiebungsströme entfällt, und das Durchflutungsgesetz dann die Form annimmt

$$\oint \vec{H} d\vec{s} = \iint \vec{S} d\vec{A} = \Theta = \sum I_v. \quad (2.19)$$

Das Umlaufintegral über Hds ist damit gleich der Summe der durch die Fläche fließenden Ströme (Abb. 2.31).

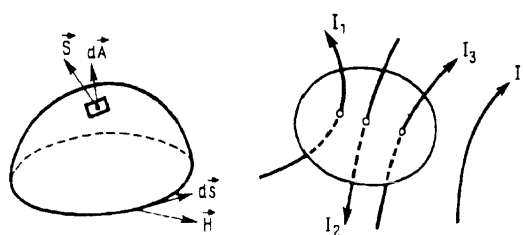


Abb. 2.31: Zum Durchflutungsgesetz

Das Umlaufintegral Hds lässt sich insbesondere bei eisenbehafteten magnetischen Kreisen, z. B. bei elektrischen Antrieben, in mehrere Teilstrecken I_i mit in diesen Abschnitten jeweils konstanten Feldstärken aufteilen. Die von einer Erregerwicklung oder einem Permanentmagneten aufgebrachte Durchflutung Θ wird längs des Feldlinienweges zur Erzeugung der örtlich verschiedenen Feldstärken H benötigt. Den auf die einzelnen Teilstrecken entfallenden Anteil der Durchflutung bezeichnet man auch als magnetische Spannung V :

$$V_{12} = \int_1^2 \vec{H} d\vec{l}. \quad (2.20)$$

Die Addition aller Teilspannungen auf einem geschlossenen Weg ergibt die magnetische Umlaufspannung (Abb. 2.32)

$$\sum V = \vec{H}_1 \vec{l}_1 + \vec{H}_2 \vec{l}_2 + \dots = \sum_{i=1}^n \vec{H}_i \vec{l}_i = \Theta. \quad (2.21)$$

Dabei nimmt man die H_i in einem Magnetkreisabschnitt als konstant an. Damit erhält man das Durchflutungsgesetz in vereinfachter Form zu:

$$\sum H_i l_i = \sum V_i = \Theta, \quad (2.22)$$

d. h. die Summe der magnetischen Spannungen längs eines Umlaufes ist gleich der umfassten Durchflutung.

Wendet man dieses Durchflutungsgesetz auf einen permanenterregten magnetischen Kreis an (Abb. 2.33), der zusätzlich auch elektrische Wicklungen (Erregung) enthalten kann, ergibt sich auch über dem Permanentmagneten auch ein magnetischer Spannungsabfall.

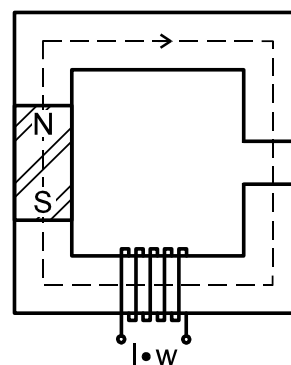
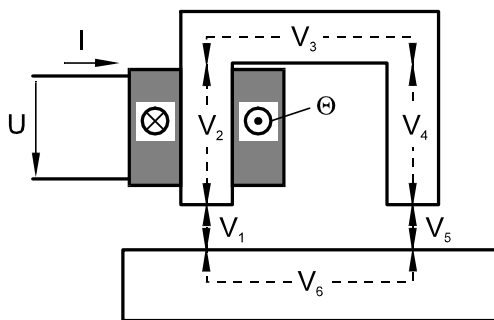


Abb. 2.32: Magnetkreis mit elektrischer Erregung **Abb. 2.33:** Permanenterregter Kreis mit Wicklung

Vorausgesetzt die Feldstärke im Inneren des Magneten ist konstant, das Feld im Inneren und damit die Magnetisierung des Magneten also homogen, ergibt sich folgender Umlauf durch den Magneten und den magnetischen Kreis

$$\sum H_i l_i = H_M l_M + \sum_{i \neq M} H_i l_i = V_M + \sum_{i \neq M} V_i = \Theta. \quad (2.23)$$

Ist keine zusätzliche Erregung vorhanden, ergibt sich

$$H_M l_M + \sum_{i \neq M} H_i l_i = 0 \quad \text{bzw.} \quad H_M l_M = - \sum_{i \neq M} H_i l_i,$$

d. h. der Permanentmagnet erzeugt das magnetische Feld allein.

Kontinuitätsgleichung (Aussage über die Quelldichte der Strömungsgrößen)

Neben der Feldstärke und der damit verbundenen Durchflutung ist der magnetische Fluss die zweite wichtige Größe zur Beschreibung eines Feldes, hier als Strömungsgröße. Die Gesamtzahl der Feldlinien, die eine Fläche A durchsetzen, stellt den magnetischen Fluss Φ mit

$$\Phi = \iint \vec{B} d\vec{A} \quad (2.24)$$

dar, wobei bei einem homogenen Feld mit senkrecht durch die Fläche hindurch tretenden Feld vereinfacht gilt

$$\Phi = BA. \quad (2.24a)$$

Im magnetischen Feld besteht stets Quellenfreiheit, Einzelpole sind nicht möglich, deshalb muss die Summe aller in eine Hüllfläche eintretenden Flüsse gleich den heraustretenden sein. Dies wird auch als **Kontinuitätsgleichung** oder allgemeiner als Aussage über die Quellenfreiheit des magnetischen Feldes bezeichnet und durch

$$\oiint \vec{B} d\vec{A} = 0 \quad (2.25)$$

ausgedrückt.

Für die elektrischen Größen gilt diese Quellenfreiheit in allgemeiner Form zunächst nicht. Elektrische Felder sind wegen der Existenz von Einzelladungen quellenbehaftet. Hier lautet die Aussage über die Quelldichte der Strömungsgrößen allgemein

$$\oiint \vec{D} d\vec{A} = \iiint \rho_q d\vec{V} \quad (2.26)$$

$$\oiint \vec{S} d\vec{A} = - \frac{\partial}{\partial t} \iiint \rho_q d\vec{V}, \quad (2.27)$$

wobei ρ_q die Raumladungsdichte darstellt.

Betrachtet man, wie oben bereits erläutert, wieder nur quasistationäre Magnetfelder ohne elektrische Verschiebungsströme, so gilt jedoch auch hier

$$\oiint \vec{S} d\vec{A} = 0 \quad (2.28)$$

und somit Quellenfreiheit für den Strom eines elektrischen Strömungsfeldes.

Sowohl der magnetische Fluss Φ als auch der elektrische Strom I sind somit entlang eines unverzweigten Kreises konstant, wobei sich je nach dem örtlich verfügbaren Querschnitt A eine unterschiedliche Flussdichte B bzw. Stromdichte S einstellt.

Für den Fluss Φ gilt also im unverzweigten Kreis (für die Stromdichte S entsprechend):

$$\begin{aligned}\Phi &= BA = \text{konstant}, \\ B_1 A_1 &= B_2 A_2 = \dots = B_n A_n.\end{aligned}\quad (2.29)$$

Induktionsgesetz

Das Induktionsgesetz ist neben dem Durchflutungsgesetz und den Kontinuitätsgleichungen eine weitere grundlegende Beziehung zwischen elektrischen und magnetischen Feldern unter Einbeziehung mechanischer Bewegungsvorgänge. Die allgemeine Formulierung des Induktionsgesetzes lautet

$$\oint \vec{E} d\vec{s} = - \iint \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} d\vec{A} \quad (2.30)$$

und für eine zeitlich konstante umschlossene Fläche, also für ruhende Systeme

$$u_i = \oint \vec{E} d\vec{s} = - \frac{d}{dt} \iint \vec{B} d\vec{A}. \quad (2.31)$$

In einer Leiterschleife (Umlaufintegral $E ds$) wird bei zeitlicher Änderung des umfassten Flusses eine Spannung induziert. In einer Spule mit der Windungszahl w wird demzufolge eine elektrische Spannung u_i induziert, wenn sich das von der Spule umschlossene magnetische Feld ändert

$$u_i = -w \frac{d\Phi}{dt} = - \frac{d\psi}{dt}. \quad (2.32)$$

Die Verknüpfung des Flusses Φ im magnetischen Kreis mit w Windungen der elektrischen Wicklung wird auch als **verketteter Fluss** $\psi = w\Phi$ bezeichnet (Verkettung des elektrischen mit dem magnetischen Kreis). Wird die Spule mit einem Widerstand R zwischen ihren Enden zu einem geschlossenen Kreis erweitert, so fließt ein Strom nach der Gleichung

$$i R = -w \frac{d\Phi}{dt} = - \frac{d\psi}{dt}, \quad (2.32a)$$

wobei die Richtungen von i und Φ einander im Sinne einer Rechtsschraube zugeordnet sind. Eine Änderung des Feldes induziert also einen Strom, der so gerichtet ist, dass sein eigenes Magnetfeld die Flussänderung zu verhindern sucht. (Lenz'sche Regel: Ein induzierter Strom wirkt stets seiner Entstehungsursache entgegen.)

Die im Induktionsgesetz vorausgesetzte Änderung des mit der Spule verketteten Flusses kann auf verschiedene Arten erfolgen:

1. Wird die Flussänderung durch ein zeitlich pulsierendes Feld in einer ruhenden Spule hervorgerufen, spricht man von einer transformatorischen Spannungserzeugung.

2. Wenn zwischen einem zeitlich konstanten Feld und einer Spule eine Relativbewegung entsteht, hat man es mit einer translatorischen Spannungserzeugung zu tun. Für die so genannte gegeninduzierte Spannung (auch Gegen-EMK), wie sie z. B. in einem Linearmotor bei einem Bewegungsvorgang entsteht, kann man das Induktionsgesetz umschreiben zu:

$$u_i = -w \frac{d\Phi}{dt} = -w \frac{d\Phi}{dx} \frac{dx}{dt} \quad \text{wenn} \quad \frac{d\Phi}{dx} = \text{konst.} \quad \text{wird} \quad U_i = -w \Phi \frac{dx}{dt}. \quad (2.33)$$

Für einen Leiter der kraftwirksamen Gesamtlänge l (w Windungen der kraftwirksamen Windungslänge l_L mit $l = w l_L$), der sich mit der Geschwindigkeit $v = dx/dt$ senkrecht zum homogenen Magnetfeld B bewegt (Abb.2.34), lässt sich daraus die Beziehung ableiten

$$u_i = -w \frac{d\Phi}{dt} = - \frac{dwBA_L}{dt} = - \frac{dwBl_L x}{dt} = -wBl_L \frac{dx}{dt} = -Blv. \quad (2.33a)$$

Wobei allgemein gilt

$$\vec{u}_i = (\vec{v} \times \vec{B}) l. \quad (2.34)$$

Das Vorzeichen ist hierbei als Richtungsdefinition über die Rechte-Hand-Regel eingearbeitet.

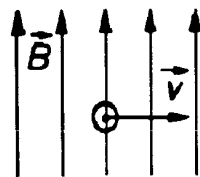


Abb. 2.34: Bewegter Leiter im Magnetfeld

3. Bei Stromänderung entsteht schließlich noch eine selbstinduzierte Spannung, die ebenfalls gegen die Änderung wirkt, mit

$$u_i = L \frac{di}{dt}. \quad (2.35)$$

Dabei wirkt die Induktivität L als Parameter.

Betrachtet man den gesamten elektrischen Kreis mit einer Spannungsquelle u als treibende Spannung gilt unter Berücksichtigung des ohmschen Widerstandes R_i dann für den Maschensatz des elektrischen Kreises beispielsweise für eine im Magnetfeld bewegte Spule mit äußerer Spannung u (Beispiel Motorwicklung DC-Motor)

$$u = iR + Blv + L \frac{di}{dt}. \quad (2.36)$$

Die Spule selbst wurde hier noch ohne wegabhängige Induktivitätsänderung betrachtet. Auch dies kann jedoch auftreten, siehe elektromechanische Stelltechnik.

Materialgleichungen

Zur vollständigen Beschreibung der elektromagnetischen Felder werden schließlich noch die Materialeigenschaften benötigt, vergleiche dazu auch Abschnitt 2.1. Die vollständige Beschreibung lautet

$$\vec{B} = \vec{B}(\vec{H}) = \mu_0 \mu_r(H) \vec{H} = \mu_0 \vec{H} + \vec{J}, \quad (2.37)$$

$$\vec{D} = \vec{D}(\vec{E}) = \varepsilon_0 \varepsilon_r(E) \vec{E} = \varepsilon_0 \vec{E} + \vec{P}, \quad (2.38)$$

$$\vec{S} = \vec{S}(\vec{E}) = \kappa \vec{E}. \quad (2.39)$$

Neben den magnetischen und elektrischen Eigenschaften, erfasst durch die Permeabilität μ und die elektrische Leitfähigkeit κ , sind hier auch die dielektrischen Eigenschaften und damit die Dielektrizitätskonstanten ε mit dargestellt, die jedoch für stationäre bzw. quasistationäre Magnetfelder keine Bedeutung haben. Analog zur magnetischen Polarisation J stellt P die dielektrische Polarisation dar.

2.5.2 Maxwell'sche Gleichungen

Diese oben dargestellten Beziehungen für elektromagnetische Felder werden auch als **Maxwell'sche Gleichungen** bezeichnet. Dazu gehören

- das Durchflutungsgesetz,
- das Induktionsgesetz,
- die Aussagen über die Quellendichten der Strömungsgrößen.

Tafeln 2.5 bis 2.7 fassen die *Maxwell'schen Gleichungen* und die Materialbeziehungen nochmals zusammen. Die Beschreibung in Form von Differentialgleichungen stellt die allgemeine Form dar und wird vorzugsweise zur numerischen Lösung von Feldproblemen genutzt. Die Integralformen lassen sich mit Hilfe der Integralsätze von Gauß und Stokes daraus ableiten und sind für die vereinfachte Berechnung hilfreich.

Tafel 2.5 Allgemeines Differentialgleichungssystem des elektromagnetischen Feldes

Durchflutungsgesetz	$\text{rot } \vec{H} = \vec{S} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$
Induktionsgesetz	$\text{rot } \vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$
Aussagen über die Quellendichte der Strömungsgrößen	$\begin{aligned} \text{div } \vec{B} &= 0 \\ \text{div } \vec{D} &= \rho \\ \text{div } \vec{S} &= - \frac{\partial \rho_q}{\partial t} \end{aligned}$

Tafel 2.6 Gleichungssystem des quasistationären Magnetfeldes

	Differentialform	Integralform für ruhende Integrationswege
Durchflutungsgesetz	$\operatorname{rot} \vec{H} = \vec{S}$	$\oint \vec{H} \cdot d\vec{s} = \iint \vec{S} \cdot d\vec{A}$
Induktionsgesetz	$\operatorname{rot} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$	$\oint \vec{E} \cdot d\vec{s} = -\frac{d}{dt} \iint \vec{B} \cdot d\vec{A}$
Aussagen über die Quelldichte der Strömungsgrößen	$\operatorname{div} \vec{B} = 0$ $\operatorname{div} \vec{S} = 0$	$\oiint \vec{B} \cdot d\vec{A} = 0$ $\oiint \vec{S} \cdot d\vec{A} = 0$

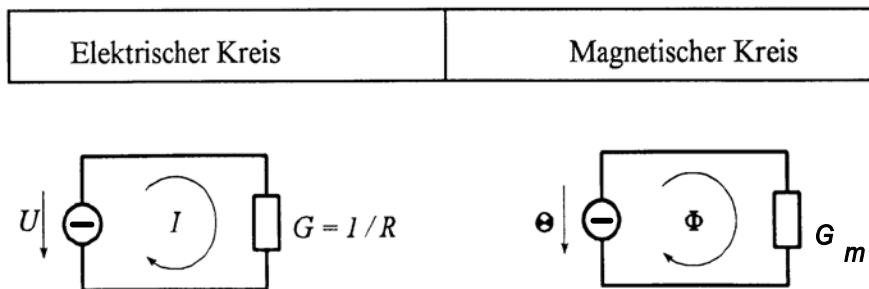
Tafel 2.7 Materialgleichungen für ruhende Medien

	allgemeine Formulierung	Formulierung bei linearen Materialeigenschaften
Magnetisches Feld	$\vec{B} = \vec{B}(\vec{H})$	$\vec{B} = \mu \vec{H} = \mu_0 \mu_r \vec{H}$
Dielektrisches Feld	$\vec{D} = \vec{D}(\vec{E})$	$\vec{D} = \epsilon \vec{E} = \epsilon_0 \epsilon_r \vec{E}$
Elektrisches Strömungsfeld	$\vec{S} = \vec{S}(\vec{E})$	$\vec{S} = \kappa \vec{E}$

2.5.3 Analogie zwischen elektrischen und magnetischen Größen

Die Berechnung magnetischer Kreise lässt sich durch Herstellung von Analogien zu elektrischen Größen und Nutzung bekannter Berechnungsmethoden für elektrische Kreise wesentlich überschaubarer gestalten, Tafel 2.8.

Tafel 2.8 Analogie elektrischer Kreis - magnetischer Kreis



1. elektrische Leitfähigkeit

$$G = \frac{A}{\rho l} = \kappa \frac{A}{l}$$

magnetische Leitfähigkeit

$$G_m = \mu \frac{A}{l}$$

2. elektrische Feldstärke

$$E = \frac{U}{l}$$

magnetische Feldstärke

$$H = \frac{V}{l}$$

3. elektrische Spannung

$$U_{12} = \int_1^2 \vec{E} d\vec{s}$$

magnetische Spannung

$$V_{12} = \int_1^2 \vec{H} d\vec{s}$$

$$U = \oint \vec{E} d\vec{s} = 0$$

$$\Theta = \oint \vec{H} d\vec{s} = \int \vec{S} d\vec{A}$$

4. elektrischer Strom

$$I = U G = \frac{U}{R}$$

magnetischer Fluss

$$\Phi = V G_m = \frac{V}{R_m}$$

5. elektrische Stromdichte

$$S = \frac{I}{A} = \kappa E$$

magnetische Flussdichte

$$B = \frac{\Phi}{A} = \mu H$$

Anmerkung zu Punkt 3: Während nach Kirchhoff bei einem Umlauf im elektrischen Kreis die Summe aller Teilspannungen gleich null ist, ergibt sich im magnetischen Kreis die Summe aller Teilspannungen als die Durchflutung (Summe der Ströme).

Zur Betrachtung magnetischer Kreise kann man folglich wie bei elektrischen Kreisen auch Widerstände und Leitwerte einführen. Bei einer homogenen Feldverteilung in einem magnetischen Kreisabschnitt gilt für den magnetischen Widerstand

$$R_m = \frac{l}{\mu A} \quad (2.40)$$

bzw. den magnetischen Leitwert

$$G = \mu \frac{A}{l} = \frac{l}{R_m}. \quad (2.41)$$

Damit lässt sich in Analogie zum *ohmschen Gesetz* eines elektrischen Kreises das ohmsche Gesetz eines magnetischen Kreises aufstellen:

$$V = R_m \Phi \quad \text{oder} \quad \Phi = V G. \quad (2.42)$$

Im Gegensatz zu elektrischen Kreisen sind die magnetischen Felder in den einzelnen Abschnitten jedoch nur selten homogen, da magnetische Nichtleiter nicht existieren und Luft als nahezu schlechtester magnetischer Leiter jedoch aktiv als Luftspalt für die Aufnahme elektrischer Wicklungen genutzt wird, vergleiche auch Abb.2.30.

Für nichthomogene Teilbereiche lässt sich für die magnetischen Widerstände eine gute Näherung durch Einbeziehen von mittleren Feldlinienlängen l_m und mittleren Teilfeldquerschnitten A_m bzw. der Volumina V der Teilfelder und Nutzung der Näherungen

$$R = \frac{l_m}{\mu A_m} \quad \text{bzw.} \quad R = \frac{l_m^2}{\mu V} \quad (2.43)$$

bzw.

$$G = \frac{\mu A_m}{l_m} \quad \text{bzw.} \quad G = \frac{\mu V}{l_m^2} \quad (2.44)$$

erzielen.

2.5.4 Magnetkreisberechnung

Es existieren verschiedene Verfahren zur Berechnung von magnetischen Kreisen. Als Grundlage aller Verfahren gelten die Maxwell'schen Gleichungen, also das Durchflutungsgesetz, die Kontinuitätsgleichung, das Induktionsgesetz und die Materialgleichung $B = \mu(H)H$.

a) Konventionelle Methode

Bei der konventionellen Methode teilt man den Magnetkreis in einzelne Abschnitte konstanter Querschnitte und konstanter Länge mit leicht berechenbaren bzw. homogenen Teilfeldern auf. Somit gilt in jedem Abschnitt für den magnetischen Spannungsabfall

$$V_n = H_n l_n \quad (2.45)$$

und bei Vernachlässigung von Streufeldern in unverzweigten Kreisen

$$\Phi = B_n A_n = \text{konstant.} \quad (2.46)$$

Weiterhin gilt

$$\sum V_n = \Theta, \quad (2.47)$$

d. h. die von einem Umlauf umfasste Durchflutung ist gleich den magnetischen Spannungsabfällen dieses Umlaufs, wobei bei rein permanentmagnetischer Erregung $\Theta = 0$ ist, Abb. 2.35.

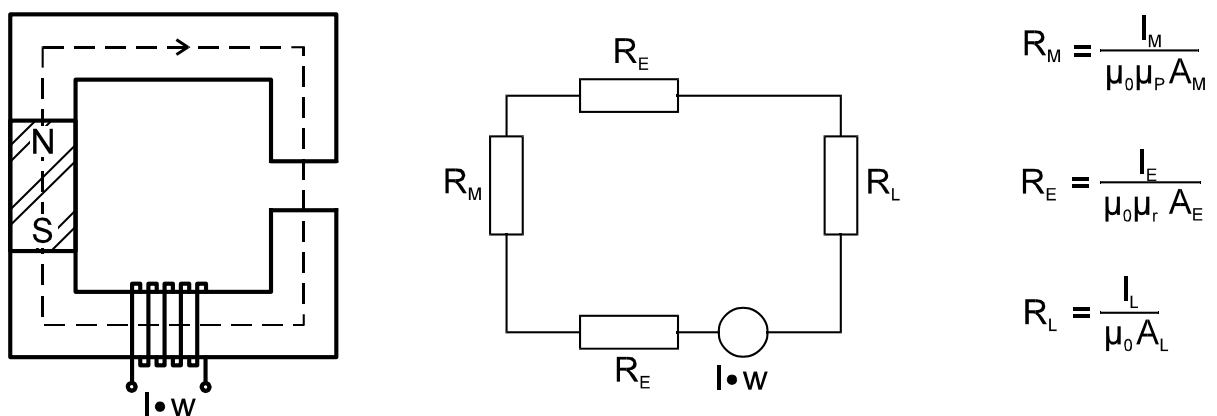


Abb. 2.35: Konventionelle Magnetkreisberechnung an einem unverzweigten Kreis, links Aufteilung in homogene Feldabschnitte, rechts Zuordnung von Ersatzelementen dazu (Netzwerkmethode)

Diese Aufteilung des magnetischen Feldes stellt eine recht grobe Näherung für den wahren Feldverlauf dar. Sie gilt gut für Lufträume mit konstanten Längen, sehr schlecht für parallel zu Luftspalten liegende Streufelder.

Für die einzelnen Teilbereiche werden dabei meist lineare Materialbeziehungen vorausgesetzt. Dies gilt für Luft exakt, für Eisen jedoch nur bis zum Beginn von Sättigungserscheinungen und für Dauermagnete nur bei linearer Entmagnetisierungskennlinie, Abb. 2.36.

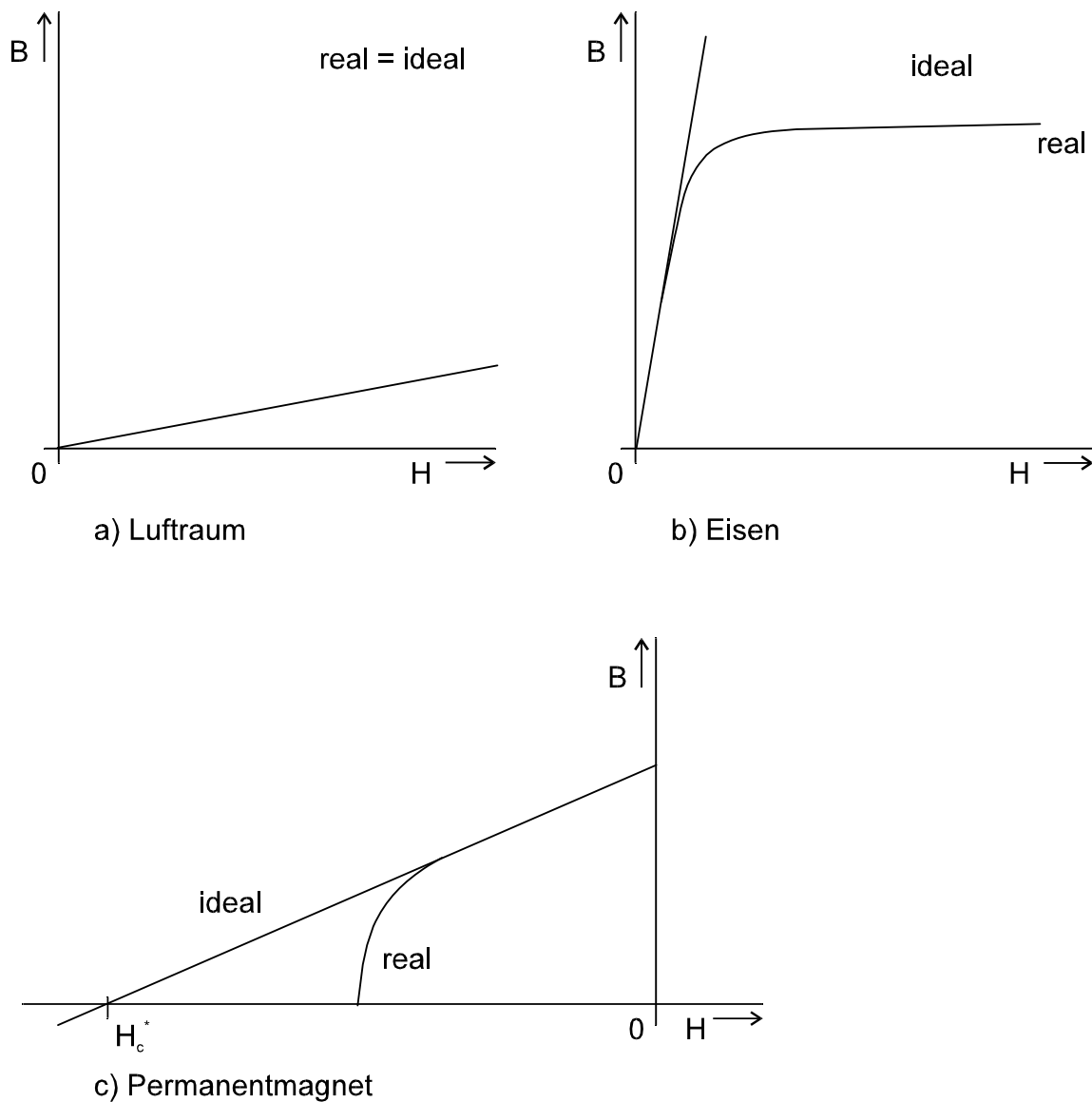


Abb. 2.36: Näherungen für magnetische Widerstände

a) im Luftraum; b) im Eisen; c) im Permanentmagnet (H_c^* scheinbare Koerzitivfeldstärke)

Für weichmagnetische Flussführungsteile (Eisen) gibt es mehrere Möglichkeiten. Die einfachste besteht darin, μ_r als unendlich groß anzusehen. Dadurch fallen sämtliche Eisenabschnitte aus der Berechnung heraus, nur der Magnet und der Luftspalt bleiben berücksichtigt. Bei der zweiten Möglichkeit setzt man $\mu_r = \text{konstant}$ an. Somit gilt:

$$B = \mu_0 \mu_r H = \mu H. \quad (2.48)$$

Die dritte Art, nämlich das Heranziehen von Magnetisierungskennlinien $B=f(H)$, ist deutlich aufwändiger, insbesondere für verzweigte Kreise.

Permanentmagnete finden Berücksichtigung durch die zugehörige Entmagnetisierungskennlinie oder die permanente Zustandsgerade mit der Geradengleichung

$$\Phi_M = \mu_0 \mu_p \frac{V_M}{l_M} A_M + B_r A_M, \quad (2.49)$$

wobei in der permanenten Zustandsgeraden statt B_r die Permanenz B_p einzusetzen ist. Auch für Dauermagnete kann man demzufolge innere magnetische Widerstände definieren, indem man die Permeabilitätswerte der äußeren Entmagnetisierungskennlinie bzw. der inneren permanenten Zustandsgeraden μ_p nutzt und diese als konstant ansetzt. Die bei manchen Werkstoffen ausgeprägt nichtlinearen Entmagnetisierungskennlinien werden damit bis zu einer scheinbaren Koerzitivfeldstärke H_c^* linearisiert. Für den Innenwiderstand gilt dann bis zum so genannten Knickpunkt der Entmagnetisierungskennlinie

$$R_{Mi} = \frac{l_M}{\mu_0 \mu_p A_M}, \quad (2.50)$$

wobei l_M und A_M die Magnetlänge bzw. -fläche darstellen.

Analog zur Elektrotechnik ist eine magnetische Leerlaufspannung zu definieren:

$$H_c^* \cdot l_M = \frac{B_r}{\mu_0 \mu_p} \cdot l_M. \quad (2.51)$$

Schließlich kann man das Durchflutungsgesetz als ohmsches Gesetz für den magnetischen Kreis formulieren zu

$$\Theta = \Phi \sum R_n = BA \sum R_n \quad (2.52)$$

oder mit den magnetischen Widerständen $R_n = l_n / (A_n \mu_n)$:

$$\sum H_n l_n = \Phi \sum R_n = \Phi \sum \frac{l_n}{A_n \mu_n} = \Theta = I w. \quad (2.53)$$

Hieraus kann man erkennen, dass aufgrund von $R_{\text{mEisen}} \ll R_{\text{mLuft}}$, der Luftspalt den mit Abstand größten Beitrag zum magnetischen Widerstand liefert.

Grafisch lässt sich die Berechnung des einfachen unverzweigten Kreises aus Abb. 2.37 verdeutlichen.

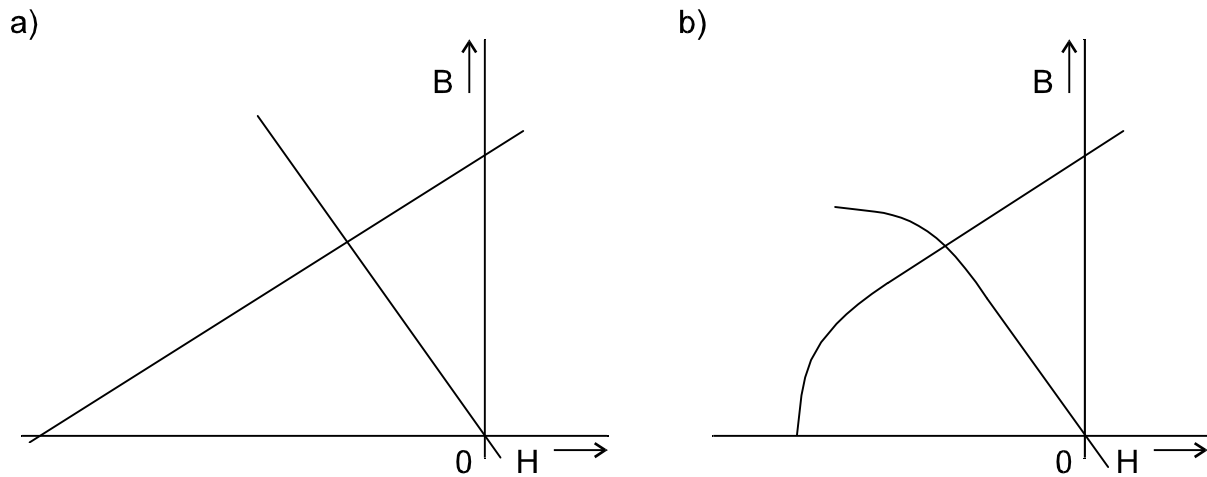


Abb. 2.37: Arbeitspunkt im unverzweigten Kreis
a) ideal, wie berechnet; b) real

Rechnerisch würde sich nach entsprechender Umstellung beispielsweise für die Induktion im Arbeitspunkt ohne Durchflutung, also bei rein permanentem Kreis,

$$B_M = \frac{B_r}{1 + \frac{\mu_p}{\mu_r} \frac{l_E}{l_M} \frac{A_M}{A_E} + \mu_p \frac{l_L}{l_M} \frac{A_M}{A_L}} \quad (2.54)$$

ergeben, wobei l_E die Länge der Eisenabschnitte, l_M die Magnetlänge und l_L die Luftspatlänge darstellen.

Eine wachsende Luftspatlänge, beispielsweise ein weiteres Öffnen des magnetischen Kreises, führt zu einem geringeren Anstieg der Scherungsgeraden, ein Schließen des Kreises zu einem steileren Anstieg der Scherungsgeraden, Abb. 2.38.

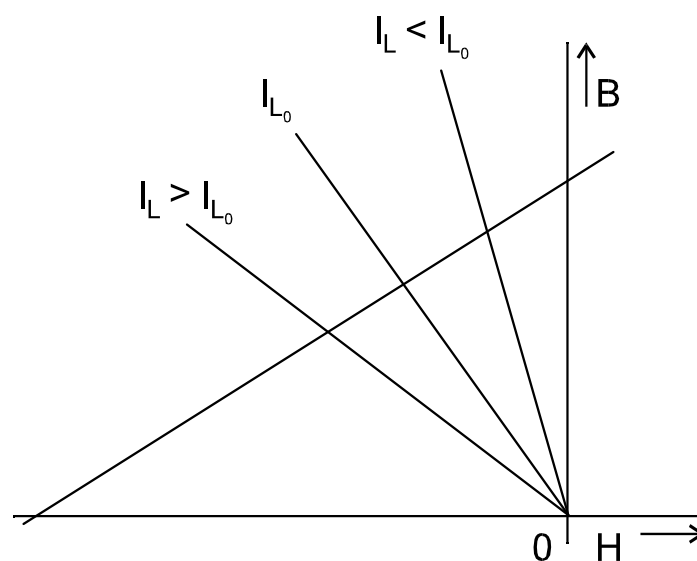


Abb. 2.38: Arbeitspunktverlagerung bei verschiedener Scherung

Bei permanenterregten Kreisen mit Magnetwerkstoffen mit geknicktem Verlauf der Entmagnetisierungskennlinie kann es dadurch zu einer bleibenden Schwächung des Arbeitspunktes kommen, wenn dieser im gesicherten Zustand auf eine niedriger gelegene permanente Zustandsgerade übergeht, Abb. 2.39.

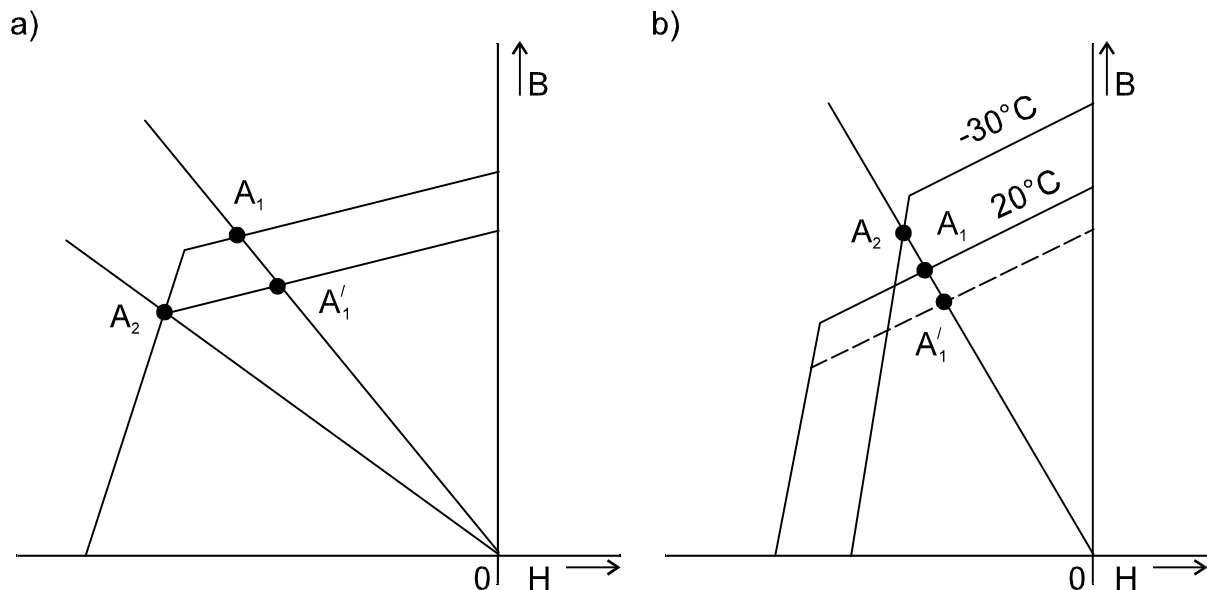


Abb. 2.39: Arbeitspunktverlagerung auf tiefer liegende permanente Zustandsgeraden
a) bei Luftspaltänderung; b) bei Abkühlung von Ferritmagneten

Ähnliche Gefahren bestehen auch bei Ferritmagneten bei Abkühlung auf tiefe Temperaturen und bei der Einwirkung von Gegenfeldern (vergleiche dazu Abb. 2.40).

Der Arbeitspunkt sollte also stets so liegen, dass auch die größte zu erwartende Öffnung des Kreises nicht zu solch einem Übergang auf eine tiefere Zustandsgerade führt. Dies könnte beispielsweise bei der Montage eines bereits magnetisierten Magneten in ein System bzw. bei der Demontage auftreten.

Weist der magnetische Kreis wie zusätzliche Wicklungen auf, so stellt sich in Abhängigkeit von der Stromrichtung des umfassten Stromes ein auf der Entmagnetisierungskennlinie verschobener Arbeitspunkt ein, Abb. 2.40.

Rechnerisch ergibt sich für die Induktion im Arbeitspunkt dann

$$B_M = \frac{B_r \pm \frac{\mu_0 \mu_p}{l_M} I_W}{1 + \frac{\mu_p}{\mu_r} \frac{l_E}{l_M} \frac{A_M}{A_E} + \mu_p \frac{l_L}{l_M} \frac{A_M}{A_L}} \quad (2.55)$$

Gl. 2.55 gilt allerdings nur auf der jeweils zugehörigen permanenten Zustandsgeraden! Die Wicklung nach Abb. 2.35 wirkt in diesem Fall wie ein gleich- oder gegengerichtetes zusätzliches Magnetfeld auf den gleichen magnetischen Kreis ein. Für die Drehmoment- oder Schubkraftherzeugung kann dies Nichtlinearitäten beispielsweise der Kraft-Strom-Kennlinie zur Folge haben, da sich Spulen- und Magnetfeld bei einer Stromrichtung verstärken, bei der anderen jedoch abschwächen, Abb. 2.41.

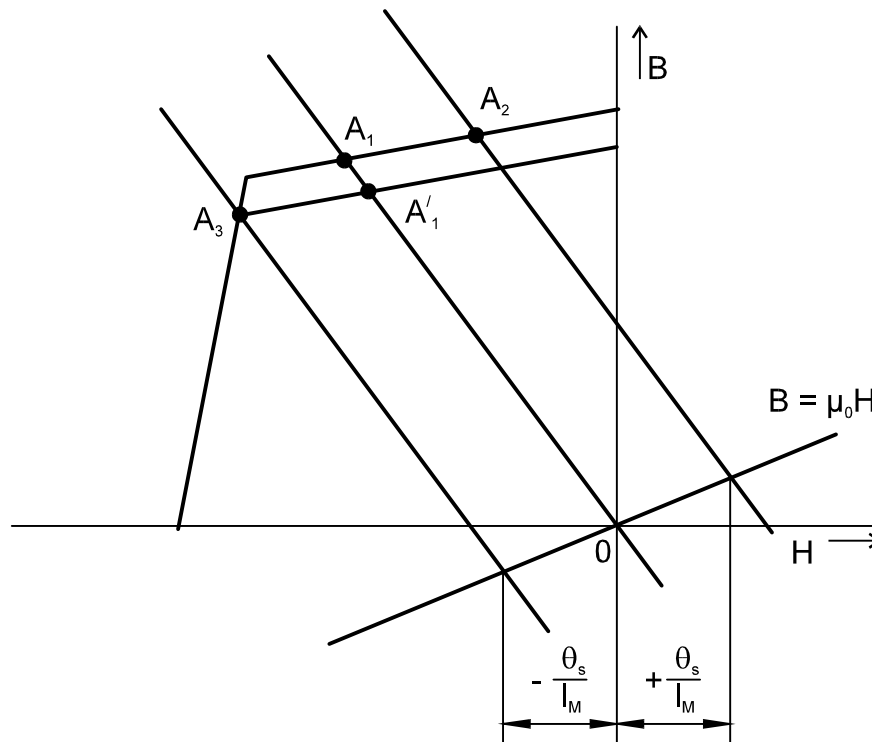


Abb. 2.40: Arbeitspunktverschiebung durch das Feld einer zusätzlichen Spule

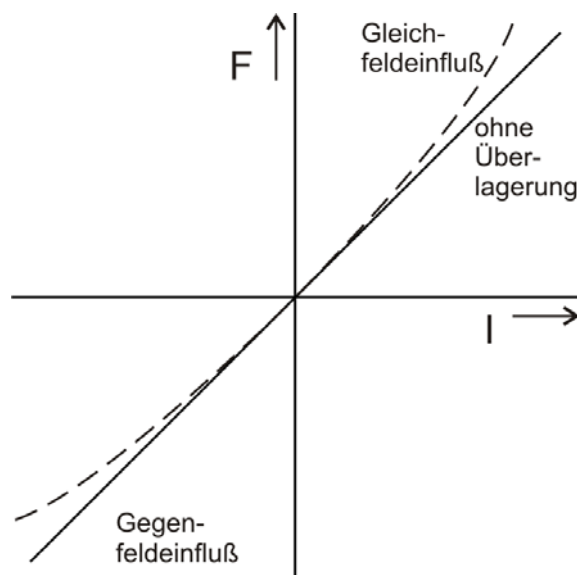


Abb. 2.41: Nichtlinearität einer Kraft-Strom-Kennlinie durch Feldüberlagerung (gestrichelt)

Diese Wirkung ist jedoch ganz entscheidend von der geometrischen Lage der Wicklung in Bezug auf den Magnetkreis abhängig. Beispielsweise umfassen Flachspulen keine Bestandteile des Eisenkreises und besitzen folglich keine solch starke Rückwirkung, während die Spule im Lautsprecherkreis nach Abb. 2.30 ortsabhängig veränderliche Magnetkreisteile erfasst und eine solche Rückwirkung zeigt.

Die konventionelle Methode ist aufgrund ihrer Vereinfachungen hinsichtlich der homogenen Feldverläufe nur für erste Abschätzungen des Magnetkreises geeignet. Insbesondere Streufelder parallel zu den Arbeitsluftspalten sind im Allgemeinen nicht homogen, können folglich nicht erfasst werden. Sie beeinflussen den magnetischen Kreis jedoch erheblich. Will man Streufelder Φ_{Str} berücksichtigen, so definiert man häufig einen Streufaktor δ (oder den Kehrwert $1/\delta$ zu s), als Verhältnis zwischen dem vom Magneten ausgehenden Gesamtfluss Φ_M und dem Nutzfluss im Luftspalt Φ_L

$$\delta = \frac{\Phi_M}{\Phi_L} = \frac{\Phi_{Str} + \Phi_L}{\Phi_L} = \frac{B_M A_M}{B_L A_L}. \quad (2.56)$$

Der Wert des Streufaktors muss abgeschätzt werden. Er liegt meist zwischen 1,2 und 2,4, oft jedoch auch bei 3 bis 4. Diese Abschätzung stellt jedoch praktisch eine Vorwegnahme der Feldberechnung dar. Sie ist nur sinnvoll, wenn Erfahrungswerte aus früheren Rechnungen oder Messungen an gleichen oder zumindest geometrisch ähnlichen Systemen vorliegen. Die Fehlermöglichkeiten sind erheblich, wenn man sich die Zahlenwerte vergegenwärtigt. Streufaktor 1,2 bedeutet, stattliche 83 % des Magnetflusses gehen durch den Arbeitsluftspalt. Bei Streufaktor 4 sind dies nur 25 %, die beispielsweise zur Schubkraftherzeugung ausgenutzt werden können.

In gleicher Art werden häufig auch die Eisenteile zur Flussführung berücksichtigt. Dort führt man einen Potentialverlustfaktor C_P mit

$$C_P = \frac{V_L}{V_M} = \frac{H_L l_L}{H_M l_M} \quad (2.57)$$

ein, der die magnetischen Spannungsabfälle über den Eisenteilen verdeutlicht. Dies ist im Vergleich zu Streufaktoren wesentlich unkritischer, da die Spannungsabfälle in nicht gesättigten Eisenteilen in der Größenordnung von nur 5 % bis höchstens 20 %, selten bis 30 % liegen, also bei Weitem nicht so stark schwanken wie die Streufaktoren.

Eine Möglichkeit zum echten Einbeziehen der Streufelder bieten dagegen die Näherungen

$$R = \frac{l_m}{\mu A_m} \quad \text{bzw.} \quad R = \frac{l_m^2}{\mu V} \quad (2.58)$$

für die magnetischen Widerstände nichthomogener Teilbereiche. Über die mittleren Feldlinienlängen l_m und die Teilfeldquerschnitte A_m bzw. die Volumina V lassen sich dann ebenfalls Streufeldräume erfassen, siehe nachfolgende Ausführungen zur Netzwerkmethod.

b) Netzwerkmethode

Ein weiteres Verfahren der Magnetkreisberechnung ist in Anlehnung an die Elektrotechnik die Netzwerkmethode, auch als Methode der vereinfachten Flusswege bezeichnet. Ausgangspunkt hierfür ist zunächst die qualitative Kenntnis des Feldbildes. Dies erscheint wiederum als Vorwegnahme einer Berechnung, allerdings sind ganz prinzipielle Zusammenhänge bei Magnetfeldern bekannt:

- So treten Feldlinien wegen der sehr hohen Permeabilität des Eisens gegenüber Luft senkrecht aus dem Eisen aus.
- Sie suchen sich dann den kürzesten Weg über den Luftraum und stoßen sich dabei voneinander ab, so dass bei gleich langen Feldlinien homogene Felder und bei unterschiedlicher Feldlinienlänge zu den größeren Längen abnehmende Dichten entstehen.
- Permanentmagnete verhalten sich im Inneren schließlich nahezu wie Lufträume. Die Feldlinien gehen von deren Polen aus.

Mit solchen Kenntnissen kann man sich recht einfach eine qualitative Vorstellung vom entstehenden Magnetfeld verschaffen, beispielsweise nach Abb. 2.42. Ein solches Feld wird nun durch vereinfachte Flusswege und deren magnetische Leitwerte oder Widerstände ersetzt, wobei o. g. Näherungsbeziehungen dafür zur Anwendung kommen. Diese Elemente ersetzen einzelne, geometrisch vereinfachte Feldabschnitte und werden als Teilfelder bezeichnet. Sie geben näherungsweise das magnetische Verhalten des Abschnitts wieder und werden als Zweipole zu einem Netzwerk zusammengesetzt. Bezüglich der einzelnen Widerstände und Materialien gelten obige Aussagen. Damit lässt sich nun auch ein verzweigter Kreis mit Streufeldern nachbilden. Es entsteht ein kompliziertes Netzwerk.

Das Netzwerk kann analog einem elektrischen Kreis mit den Methoden der Elektrotechnik berechnet werden. Dabei können einzelne Widerstände durchaus nichtlinear sein, so dass ein iteratives Vorgehen nötig wird. Dies ermöglicht auch die Berücksichtigung nichtlinearer Entmagnetisierungskennlinien sowie die Einbeziehung von Sättigungserscheinungen im Eisen. Ebenso lassen sich Spulen als gegen- oder gleichgerichtete Quellen einführen.

Als Ergebnis erhält man primär die magnetischen Spannungen über allen Teilfeldern. Daraus lassen sich dann andere Werte, wie etwa die Induktion im Luftspalt und damit schließlich auch Drehmoment oder Schubkraft berechnen.

Die Netzwerkmethode reicht zwar nicht an die Genauigkeit der numerischen Verfahren heran, erreicht aber bei genügend feiner Aufgliederung des Feldes für technische Anwendungen erstaunliche Genauigkeiten. Ihr großer Vorteil ist allerdings der erheblich geringere Rechenaufwand, der auch Optimierungsläufe oder Kennlinienberechnungen problemlos ermöglicht.

Die unter a) dargestellte Berechnung über magnetische Widerstände und Beschränkung auf homogene Felder stellt bereits das einfachste Netzwerk dar.

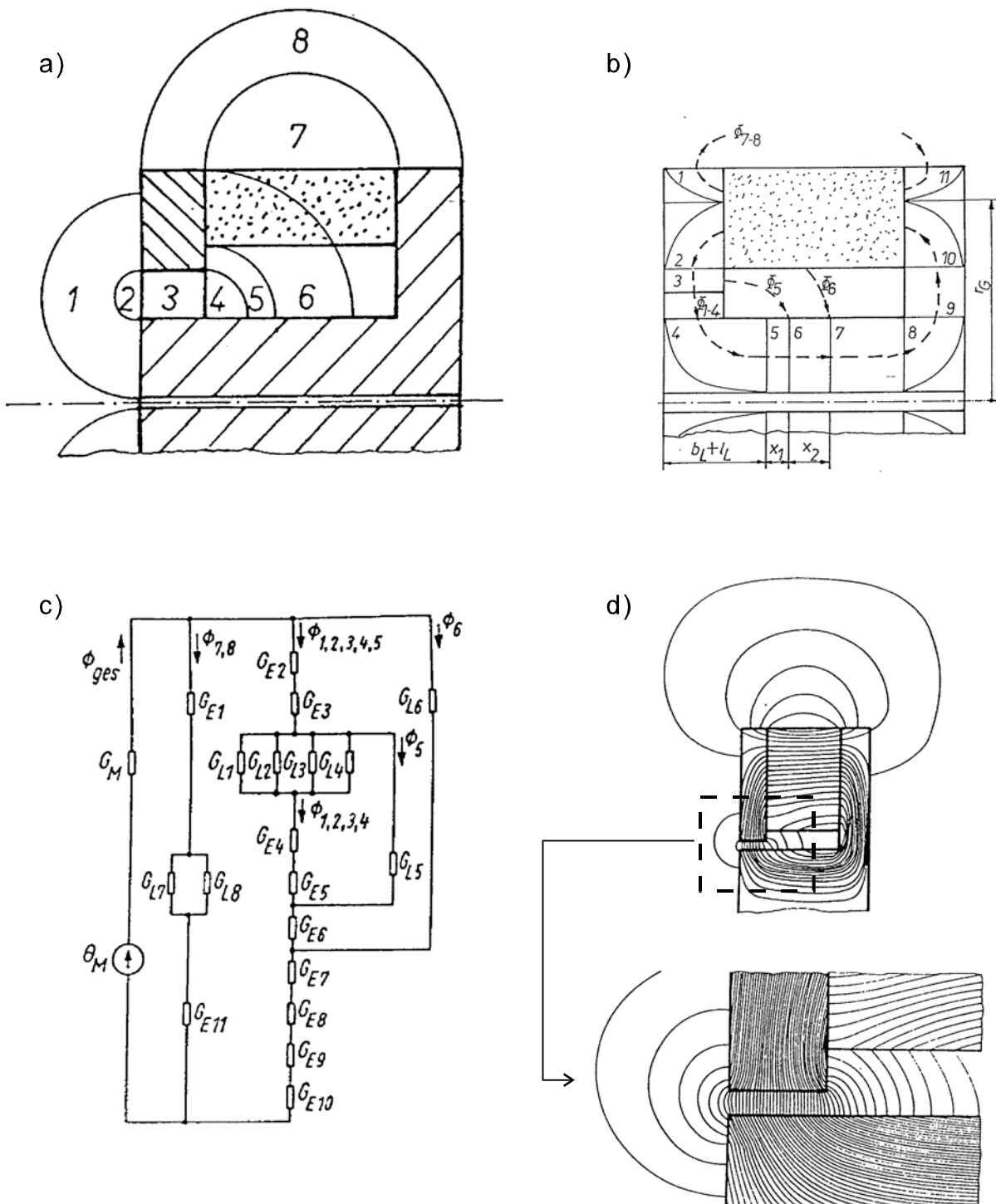


Abb. 2.42: Qualitativer Feldverlauf und Netzwerk für ein Tauchspulsystem

a) Aufteilung des Luftraumes in Teilfelder; b) Aufteilung des Eisenraumes in Teilfelder (der Gewinn an Genauigkeit dadurch ist aber gering);
c) Ersatzschaltbild des magnetischen Kreises als Netzwerk; d) reales Feldbild

c) Numerische Feldberechnung

Die genaueste Methode stellt die numerische Feldberechnung dar, welche auch die universellste Einsetzbarkeit aufweist. Es lassen sich beliebig komplizierte inhomogene Strukturen mit nichtlinearem Verhalten oder sogar Hystereseverhalten von Werkstoffen und auch dynamische Vorgänge modellieren. Die Anwendbarkeit dieser Verfahren wird aber trotz aller Fortschritte in diesem Bereich immer noch von der Computertechnik begrenzt. Der enorme Rechenaufwand fordert selbst bei modernsten Computern immer noch erhebliche Rechenzeiten, insbesondere für 3D-Rechnungen. Um dem entgegenzuwirken, müssen am Modell zusätzlich Vereinfachungen vorgenommen werden.

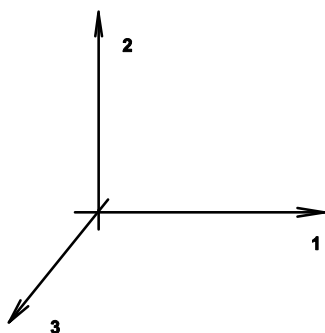
Die heute vorwiegend genutzten Verfahren sind die Methode der finiten Differenzen (MFD) und die Finite-Elemente-Methode (FEM). Da sie auf iterativen Prozessen beruhen, liefern sie keine formelmäßigen Zusammenhänge. Ein Nachteil besteht in dem enormen Aufwand bei der Modellierung, d. h. der Aufteilung in viele einfache Elemente. Von der Güte dieses Modells hängen sowohl die Rechenzeit als auch die Genauigkeit der Ergebnisse ab. Ein großer Vorteil der numerischen Methoden liegt in dem Umstand begründet, dass der qualitative Feldverlauf vor der Berechnung nicht bekannt sein muss. Jedoch beeinflusst die Wahl von Elementen und Randbedingungen die Berechnung und das Ergebnis erheblich, so dass ohne Erfahrung eine einfache Berechnung ebenfalls erschwert ist.

Die numerische Feldberechnung wird beispielhaft im Rahmen der Lehrveranstaltung bzw. des Spezialisierungsfach-Praktikums Praktische FEM-Simulation mit ANSYS und MAXWELL behandelt.

2.6 Kraftwirkung in elektromagnetischen Kreisen

Zur einfacheren Berechnung können wir in zwei Arten von Kräften auf Körper im magnetischen Feld unterscheiden:

1. Kräfte auf Grenzflächen verschieden permeabler Stoffe, ausgedrückt durch den Maxwell'schen Spannungstensor $\mathbf{T}$ (hier nur für eine H-Feld-Komponente in x-Richtung dargestellt):



$$\begin{aligned} &\text{für } H = H_1 \\ &\text{und } H_2 = H_3 = 0 \end{aligned}$$

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}\mu H^2 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{2}\mu H^2 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{2}\mu H^2 \end{bmatrix} \quad (2.59)$$

Für Kraftwirkungen auf Eisenteile mit senkrecht in den Luftraum austretendem Magnetfeld $B_{\perp}$ folgt daraus die Maxwell'sche Zugkraftformel

$$F = \frac{\mu_r - 1}{2\mu_r\mu_0} A B_{\perp}^2 \quad \text{für} \quad \mu_r \gg 1 \quad F \approx \frac{A}{2\mu_0} B_{\perp}^2 \quad (2.60)$$

2. Kräfte auf bewegte Ladungen Q im Magnetfeld B (Lorentzkraft oder elektrodynamische Kraftwirkung)

Allgemein gilt

$$\vec{F} = Q (\vec{E} + \vec{v} \times \vec{B}), \quad (2.61)$$

wobei der Einfluss elektrischer Felder E hier nicht interessiert und damit gilt

$$\vec{F} = Q (\vec{v} \times \vec{B}) \quad (2.62)$$

bzw. nach Umstellung folgt

$$\vec{F} = (\vec{l} \times \vec{B}) I. \quad (2.63)$$

Zur Bestimmung der Krafrichtung kann die Rechte-Hand-Regel angewendet werden, Abb. 2.43.

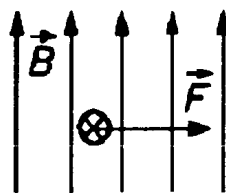


Abb. 2.43: Richtungssinn der Lorentzkraft

Steht der Leiter senkrecht auf den Feldlinien eines homogenen Feldes, so lässt sich die Gleichung vereinfachen zu:

$$\vec{F} = B l I. \quad (2.64)$$

Beide Kraftwirkungen sind aber nur verschiedene Ausdrucksformen der gleichen Erscheinung, des Zusammenwirkens von elektrischen und magnetischen Feldern. Diese Grundgleichungen der Kraftwirkung lassen sich auch ineinander überführen bzw. auseinander herleiten /9/.

Beide Erscheinungen stellen die Basis für elektromechanische Antriebssysteme dar. Kräfte auf Grenzflächen werden bei elektromagnetischer Stelltechnik, beispielsweise bei Elektromagneten und Schrittmotoren genutzt. Lorentzkräfte kommen in der elektrodynamischen Stelltechnik zum Einsatz. Diese Stelltechniken werden in den Folgeabschnitten vertieft.

3 Elektrodynamische Stelltechnik

Elektrodynamische Stelltechnik basiert auf der Kraftwirkung auf bewegte Ladungen im magnetischen Feld, vgl. Abschnitt 2.6. Auch hier bilden die Maxwell'schen Gleichungen die Basis für die Berechnung.

3.1 Kraftwirkung auf bewegte Ladungen im Magnetfeld

Das im Abschnitt 2.6 abgeleitete elektrodynamische Kraftgesetz (Lorentzkräfte) besagt, dass auf einen vom Strom I durchflossenen Leiter der wirksamen Leiterlänge l im Magnetfeld B eine Kraft

$$\vec{F} = (\vec{l} \times \vec{B}) \cdot I \quad (3.1)$$

wirkt. Zur Bestimmung der Richtung der Kraftwirkung dient die UVW- oder Rechte-Hand-Regel (Ursache = Stromfluss $\rightarrow$ Daumenrichtung; Vermittlung = Magnetfeld $\rightarrow$ Zeigefinger; Wirkung = Kraft $\rightarrow$ Mittelfinger), Abb. 3.1.

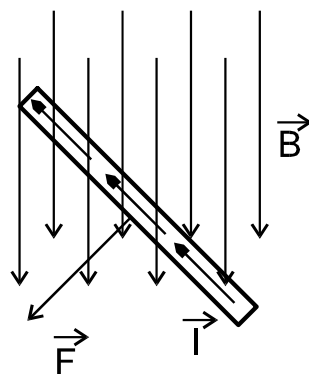


Abb. 3.1: Kraftwirkung auf einen stromdurchflossenen Leiter im Magnetfeld

Stehen die Strom- und Feldrichtungen senkrecht aufeinander, folgt für die Kraft dann

$$F = B \cdot l \cdot I. \quad (3.2)$$

Bl wird für lineare Antriebe auch als Kraft- oder Motorkonstante bezeichnet.

Bei rotatorischen Motoren gilt dagegen

$$\begin{aligned} M &= F \cdot r = B \cdot l \cdot I \cdot r \\ &= \frac{\phi}{A} l \cdot I \cdot r = c \cdot \phi \cdot I = k_M \cdot I \end{aligned} \quad (3.3)$$

mit c bzw. k_M als Motorkonstante bei elektrischer bzw. permanenter Erregung.

Das Arbeitsprinzip soll beispielhaft für einen Aufbau nach Abb. 3.2 dargestellt werden. Der Arbeitsluftspalt nimmt die Spule, die den Abtrieb bildet, auf. Teile der Spule, die vom magnetischen Kreis umfasst werden, wirken als elektrische Erregung $I \cdot w$ zurück, wobei sich die Zahl der wirksamen Windungen für diese Spulenrückwirkung bei Bewegung in diesem Fall ständig ändert. Der magnetische Kreis unter Berücksichtigung einer zusätzlichen elektrischen Durchflutung $I \cdot w$ wurde im Abschnitt 2.5.4 bereits berechnet.

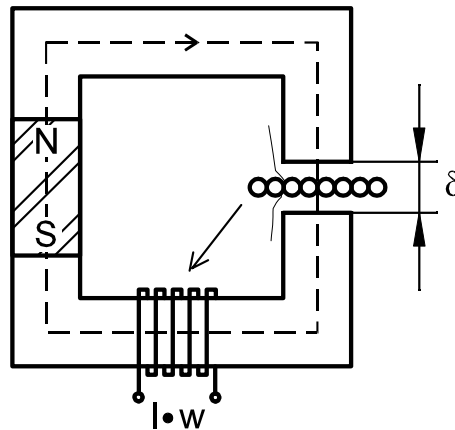


Abb. 3.2: Beispiel eines magnetischen Kreises (Rückleiter der Antriebsspule nicht dargestellt)

In der Feinwerktechnik wird das Magnetfeld B im Allg. permanenterregt. Dies vermeidet Wärmeverluste, die sonst in der Erregerwicklung zusätzlich zur Erwärmung der bewegten Spule auftreten und abzuführen wären. Gegenwärtig werden weit über 90 % aller Antriebe bis 500 W permanenterregt.

Für den unverzweigten Reihenkreis ist der Fluss im Luftspalt und in den anderen Teilen gleich (Streifelder bleiben dabei unberücksichtigt). Damit gilt das Ersatzschaltbild nach Abb. 3.3

$$\text{mit } R_{mges} = \sum R_i$$

$$\text{und } \phi = \frac{\Theta}{R_{mges}} = \frac{\Theta_M \pm \Theta_{Sp}}{R_{mges}}. \quad (3.4)$$

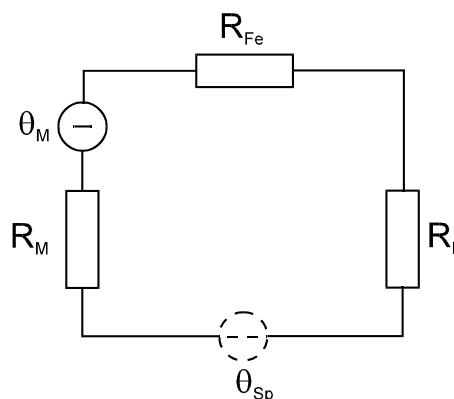


Abb. 3.3: Ersatzschaltung des Magnetkreises

Für den linearisierten Magneten (mit H_C^* als scheinbarer Koerzitivfeldstärke) folgt bei vereinfachten magnetischen Widerständen dann

$$\Phi = B_M A_M = B_L A_L = B_E A_E = \frac{H_C^* I_M \pm I_w}{\frac{l_M}{\mu_0 \mu_p A_M} + \frac{l_L}{\mu_0 A_L} + \frac{l_E}{\mu_0 \mu_r A_E}}. \quad (3.5)$$

Daraus lässt sich beispielsweise die Luftspaltinduktion B_L berechnen:

$$B_L = \frac{H_C^* l_M + I_w}{A_L \left[\frac{l_M}{\mu_0 \mu_p A_M} + \frac{l_L}{\mu_0 A_L} + \frac{l_E}{\mu_0 \mu_r A_E} \right]}. \quad (3.6)$$

Setzt man die Geradengleichung für die Entmagnetisierungskennlinie ein und nimmt gleiche Querschnitte $A_M = A_E = A_L$ im gesamten Kreis an, so ergibt sich die bereits bekannte Gleichung aus Abschnitt 2.5.4

$$B_L = \frac{B_r \pm \frac{\mu_0 \mu_p}{l_M} I_w}{1 + \frac{\mu_p}{\mu_r} \cdot \frac{l_E}{l_M} + \mu_p \cdot \frac{l_L}{l_M}}. \quad (3.7)$$

Auf die Spule wirkt dann eine Kraft

$$F = B_L \cdot l \cdot I, \quad (3.8)$$

wobei l aus der aktiven Leiterlänge im Luftspaltfeld zu ermitteln ist.

Die Berechnung ist wegen der Vernachlässigung insbesondere der seitlichen Streufelder parallel zum Luftspalt jedoch stark vereinfacht. Vergleicht man Abb. 2.42 wird ersichtlich, dass eine wesentlich feinere Aufteilung als Netzwerk hier nötig wäre.

Die Schubkraft-Weg-Kennlinie ist hier zunächst linear, man beachte jedoch die elektromagnetische Feldkomponente

$$\pm \frac{\mu_0 \mu_p}{l_M} I_w, \quad (3.9)$$

die zu einer Verstärkung oder Abschwächung der Luftspaltinduktion führen kann, also Nichtlinearitäten einbringt, vergleiche dazu Abb. 2.41.

Wird diese Komponente in Gegenrichtung zu groß, besteht auch wieder die Gefahr einer bleibenden Schwächung des permanenten Feldes (siehe hierzu Abb. 2.40). Zusätzlich tragen die vernachlässigten, parallel zum Luftspalt liegenden Streufelder auch zur Krafterzeugung bei. Sind diese Streufelder nicht symmetrisch bzw. liegt die Spule nicht symmetrisch in ihnen, führt dies wiederum zu Nichtlinearitäten in der Kraft-Weg-Kennlinie.

Einen realen magnetischen Kreis eines elektrodynamischen Antriebes, hier eines Linearantriebes, verdeutlicht Abb. 3.4. In diesem Fall ist die Spule während der Bewegung stets komplett im Arbeitsluftspalt, umfaßt außerdem nicht den magnetischen Kreis. Die zu erwartende Kraft-Weg-Kennlinie ist demzufolge nahezu linear.

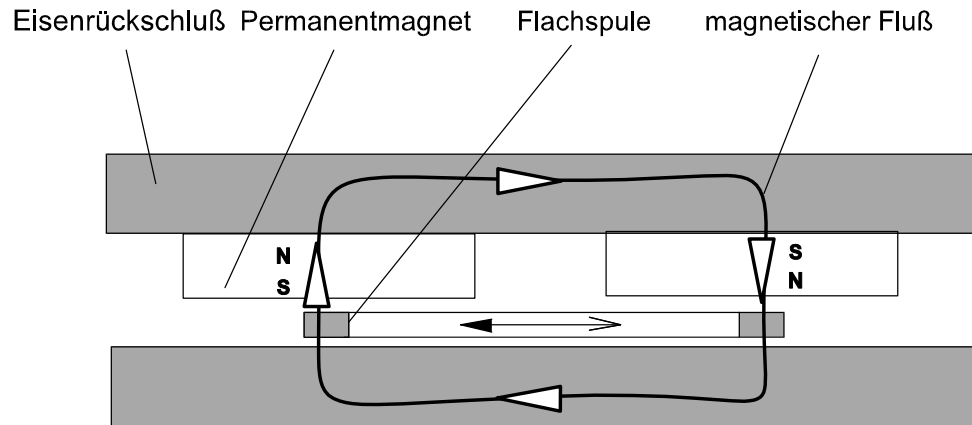


Abb. 3.4: Magnetischer Kreis eines Flachspulmotors

3.2 Grundstruktur elektrodynamischer Stelltechnik

Elektrodynamische Antriebe lassen sich in 4 Teilsysteme aufgliedern:

- ein **elektrisches Teilsystem**, bestehend aus der Spulenwicklung und der zugehörigen Stromversorgung sowie der Ansteuer- bzw. Regeleinrichtung,
- ein **magnetisches Teilsystem**, bestehend aus elektrischer oder/und permanentmagnetischer Erregung, Flussführungsteilen sowie Arbeitsluftspalten,
- ein **mechanisches Teilsystem**, bestehend aus Stütz- und Führungssystemen sowie bewegten Massen, Gegenkräften, Reib- und anderen Einflüssen,
- ein **thermisches Teilsystem**, bestehend aus elektrischen, magnetischen und mechanischen Komponenten und ihren Wärmeleit-, Wärmestrahlungs- und Konvektionscharakteristika sowie den umgebenden Umweltbedingungen.

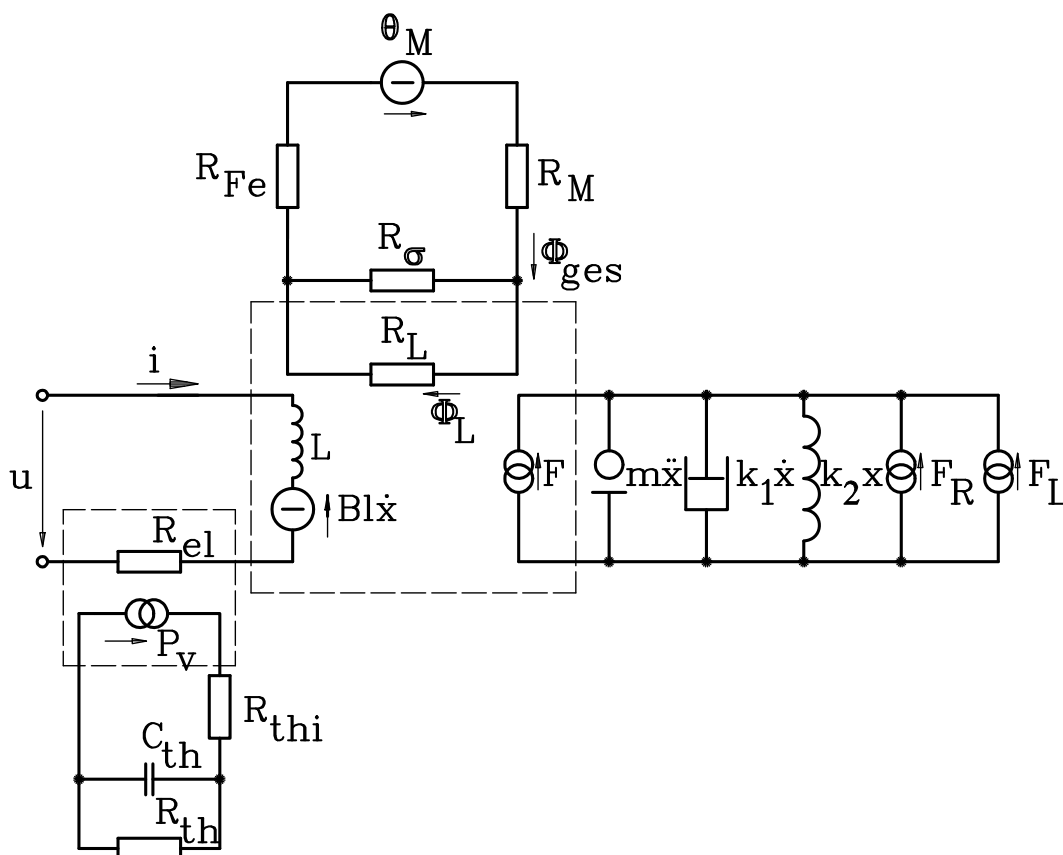


Abb. 3.5: Grundstruktur eines elektrodynamischen Antriebssystems, nach /1/

Die Beziehungen zwischen den einzelnen Teilsystemen zeigt Abb. 3.5. Abb. 3.6 verdeutlicht die Wechselwirkungen und Begrenzungen.

Die zugeführte elektrische Leistung P_{el} geht hier im Allgemeinen nur in die bewegte Antriebsspule ein. Bedingt durch den ohmschen Widerstand der Spule entsteht dabei andererseits jedoch eine unerwünschte Wärmeverlustleistung P_v , die durch Wärmeleitung, Wärmestrahlung und -konvektion nach außen abgeführt werden muss. Die Erwärmung der Antriebsspule und deren Wärmeabfuhr begrenzt also den zulässigen Strom und damit letztlich die Schubkraft im Dauerbetrieb. Eine thermische Schädigung beispielsweise der Wicklung darf nicht auftreten, dies begrenzt den Strom I .

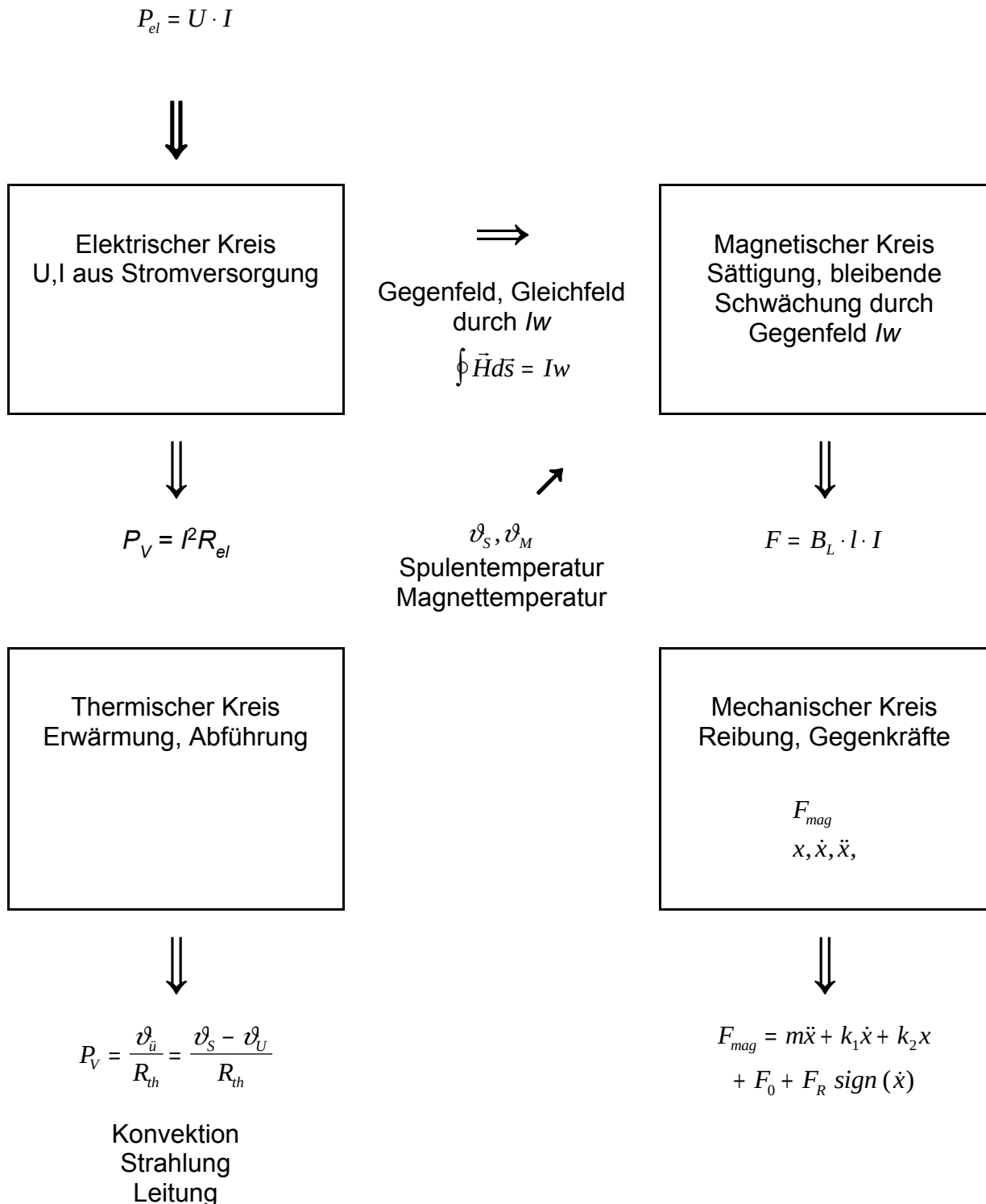


Abb. 3.6: Wechselwirkungen der 4 Teilsysteme eines elektrodynamischen Systems

Das Magnetfeld wird hier i. Allg. permanent erregt. Die Umsetzung der permanenten Erregung in ein Magnetfeld wird von Werkstoffparametern und der Geometrie bestimmt. Sättigungserscheinungen begrenzen letztlich die Feldgrößen. Das Spulenfeld der Antriebsspule überlagert sich jedoch dazu, was zu Nichtlinearitäten führt und die Gefahr einer bleibenden Schwächung in sich birgt.

Im Impuls- oder Kurzzeitbetrieb, wo thermische Begrenzungen wegen der hohen thermischen Trägheit noch nicht wirken, können Gegenfelder durch die Antriebsspule zur Begrenzung werden.

Die Höhe der Kraftwirkung hängt also im Dauerbetrieb vom thermisch zulässigen Strom und im Kurzzeitbetrieb von möglichen Gegenfeldbegrenzungen ab. Die durch diese Kraft realisierbaren Bewegungsvorgänge werden wiederum durch mechanische Größen in der Bewegungsgleichung bestimmt, wie zu bewegendende Massen, Gegenkräfte, Reibung u. a.

Diese Teilsysteme wirken sowohl im stationären Betrieb miteinander als auch dynamisch, beispielsweise bei Schaltvorgängen.

3.3 Wechselwirkungen mit dem elektrischen Teilsystem

Für die Berechnung des elektrischen Kreises ist das ohmsche Gesetz von entscheidender Bedeutung:

$$U = R \cdot I. \quad (3.10)$$

Der ohmsche Widerstand eines langgestreckten Leiters kann mit der Formel

$$R = \rho \cdot \frac{l}{A} \quad (3.11)$$

ermittelt werden. Dabei bezeichnet l die Leiterlänge, A den Leiterquerschnitt und ρ den spezifischen Widerstand des Leitermaterials. Der spezifische Widerstand von Kupfer bei 20 °C beträgt beispielsweise:

$$\rho_{Cu}^{20^\circ C} = 0,01724 \frac{\Omega \text{ mm}^2}{m}. \quad (3.12)$$

Der spezifische Widerstand ist temperaturabhängig. Deshalb ergibt sich eine Widerstandsänderung ΔR bei einer Übertemperatur ΔT über 20 °C von

$$\Delta R = \alpha \cdot R_{20} \cdot \Delta T. \quad (3.13)$$

R_{20} ist der Kaltwiderstand bei 20 °C und α ein materialabhängiger Temperaturkoeffizient. Dieser ist bei Metallen meist positiv, d. h. wenn die Temperatur steigt, steigt auch der Widerstand. Bei Kupfer liegt der Faktor bei $\alpha = 0,0039 \text{ 1/K}$. Dies bedeutet bei einer Temperaturerhöhung um 100 K eine Widerstandserhöhung um 39 %.

Die elektrische Leistung P errechnet sich aus der Spannung U und dem Strom I

$$P = U \cdot I. \quad (3.14)$$

Umgeformt mit Hilfe des ohmschen Gesetzes ergibt sich:

$$P = I^2 \cdot R \quad \text{oder} \quad P = \frac{U^2}{R}. \quad (3.15)$$

P entspricht hierbei der elektrischen Verlustleistung an einem ohmschen Widerstand und bewirkt damit die Erwärmung, welche der thermischen Berechnung und Auslegung des Motors zugrunde liegt. Hauptproblem bei der Leistungsauslegung von elektrodynamischen Antrieben ist das Abführen dieser auftretenden Verlustleistungen in Form von Wärme. In einem Antrieb entsteht damit eine thermische Verlustleistung

$$P_V = I^2 \cdot R = P_{\text{zugeführt}} - P_{\text{mechanisch abgeführt}} \quad (3.16)$$

$$\text{bzw. } P_V = I^2 \cdot R = UI - M_d \omega. \quad (3.17)$$

Generell führt die Verlustleistung I^2R zu einer Temperaturerhöhung $\Delta\vartheta$ in der Wicklung gegenüber der Umgebungstemperatur ϑ_U und begrenzt dadurch den zulässigen Strom I und damit die Schubkraft F im Dauerbetrieb. Bei statischer Belastung (z. B. Gewichtskraft beim Linearmotor) wird keine mechanische Leistung abgeführt, die gesamte zugeführte elektrische Leistung wird in Wärme umgesetzt.

Betriebsarten / Leistungs- und Stromüberhöhung im Kurzzeit- oder Aussetzbetrieb. In obigen Ausführungen erfolgte zunächst keine Aussage zur Dauer der Motorbelastung bzw. Bestromung. Dazu dienen Festlegungen zu Betriebsarten. Betriebsarten definieren Lastkollektive und sind in der DIN EN 60034-1 in zehn Klassen (S 1 ... S 10) unterteilt. Die Angabe des Motorbetriebszustandes ist möglich:

- durch Zahlenwerte, als Zeitfolgedarstellung der veränderlichen Größen
- oder durch die Auswahl einer Betriebsart (S 1 ... S 10).

Nachfolgend sind ausgewählte Betriebsarten beispielhaft erläutert und die Konsequenzen für die Motorbestromung dargelegt.

Dauerbetrieb S1. Der stationäre, eingeschwungene Motorzustand bildet die Grundlage für alle Motordimensionierungen, sofern nicht andere Betriebsarten definiert bzw. vereinbart sind. Im Dauerbetrieb herrscht eine konstante Belastung, die so lange ansteht, dass die Maschine den thermischen Beharrungszustand erreichen kann. Der thermische Beharrungszustand gilt als erreicht, sofern sich die Übertemperaturen der Maschinenteile während einer Stunde um höchstens 2 K ändern, Abb. 3.7. Sofern nicht in anderen IEC-Normen festgelegt, darf die maximale Belastung das 1,2-fache der **Bemessungsleistung** in Betriebsart S1 nicht überschreiten.

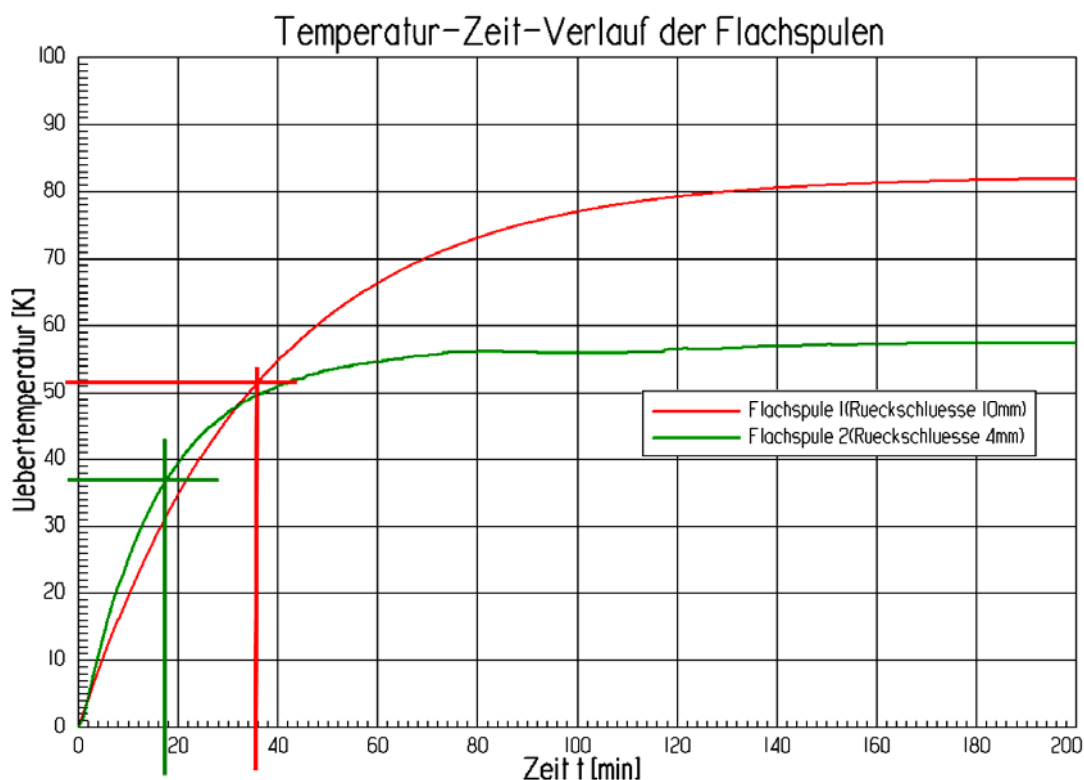


Abb. 3.7: Aufheizen zweier Flachspulensysteme und thermische Zeitkonstanten (63,2 % des Endwertes)

Kurzzeitbetrieb S 2 erfolgt unter konstanter Belastung, deren Dauer nicht ausreicht den thermischen Beharrungszustand zu erreichen. Die Bestromungspausen sind hier mindestens so lang, dass sich der Antrieb wieder auf Umgebungstemperatur abkühlen kann. Da die Antriebe nicht dauernd bestromt werden, sind kurzzeitig erhebliche Leistungsüberhöhungen um den Faktor k zulässig und es kann eine deutliche Schubkraftsteigerung ohne konstruktive Änderungen erzielt werden, vgl. Abb. 3.8.

Leistungs-Überhöhungsfaktor k bei Kurzzeitbetrieb:

Bei kurzer Einschaltzeit gegenüber der thermischen Zeitkonstante gilt vereinfacht:

$$k = \frac{1}{1 - e^{-\frac{t_{\text{ein}}}{\tau_{\text{th}}}}} \quad (3.18)$$

$$k = \frac{\tau_{\text{th}}}{t_{\text{ein}}} \quad (3.19)$$

Zur Berechnung werden die thermische Zeitkonstante τ_{th} des zu betrachtenden Systems und die Einschaltdauer t_{ein} benötigt. Als Orientierungswert für die thermische Zeitkonstante τ_{th} feinwerktechnischer Antriebe sei eine Größenordnung von 1000 Sekunden genannt. Die exakte Bestimmung der thermischen Zeitkonstanten kann mittels einer transienten thermischen FEM-Analyse oder anhand von Versuchen erfolgen, vgl. Abb. 3.7.

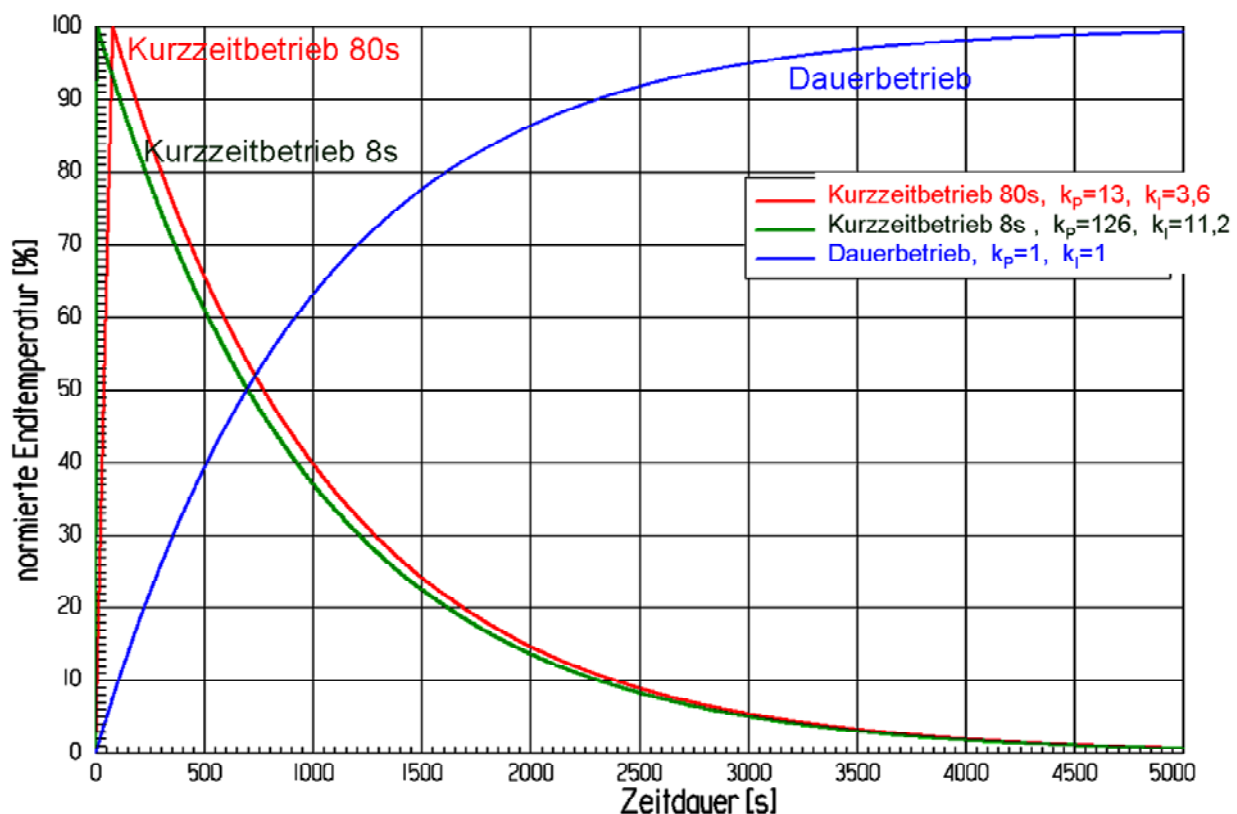


Abb. 3.8: Kurzzeitbetrieb und Dauerbetrieb im Vergleich, beispielhaft und normiert dargestellt

Der ermittelte **Leistungs-Überhöhungsfaktor k** oder auch k_p genannt) entspricht dem Faktor, mit dem die elektrische Leistung multipliziert werden darf. Da der Strom I in die elektrische Verlustleistung quadratisch eingeht, darf der kurzzeitig zulässige Dauerstrom dann nur mit der Wurzel des Leistungs-Überhöhungsfaktors multipliziert werden. Die proportionale Abhängigkeit von Strom und Kraft bewirkt eine Schub-

kraftsteigerung ebenfalls um diesen Faktor $\sqrt{k}$, den **Strom-Überhöhungsfaktor** ($\sqrt{k}$ oder auch k_i genannt).

$$I_{kurz} = I_{Dauer} \cdot \sqrt{k}. \quad (3.20)$$

Periodischer **Aussetzbetrieb S 3** ist durch ein zyklisches Ein- und Ausschalten gekennzeichnet. Jeder Bestromungszyklus umfasst eine Betriebszeit mit konstanter Bestromung t_{ein} und eine Stillstandszeit mit stromlosen Wicklungen t_{aus} . Die Umgebungstemperatur wird beim Ausschalten nicht wieder erreicht. Nach einiger Zeit wird sich aber ein stationärer Zustand mit einer Grenztemperatur einstellen, die zu keinem Zeitpunkt überschritten wird, Abb. 3.9.

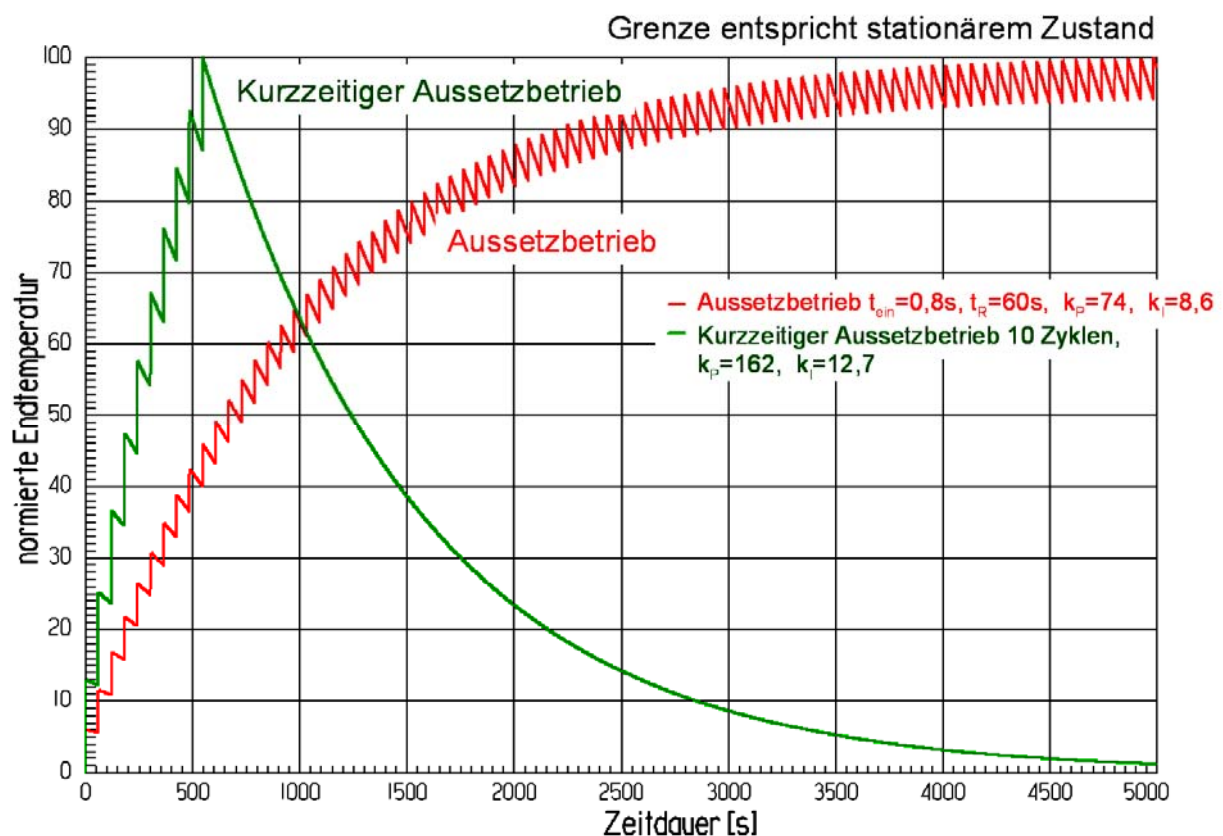


Abb. 3.9: Aussetzbetrieb und kurzzeitiger Aussetzbetrieb im Vergleich, beispielhaft und normiert dargestellt

Die Berechnung des Leistungs-Überhöhungsfaktors erfolgt in diesem Fall durch nachfolgende Gleichung:

$$\varepsilon = \frac{t_{ein}}{t_{ein} + t_{aus}} = ED \quad (3.21)$$

Der Quotient von Einschaltzeit und gesamter Periodendauer wird durch das **Einschaltverhältnis** ε definiert, früher auch relative **Einschaltdauer** ED genannt.

Leistungs-Überhöhungsfaktor k bei Aussetzbetrieb:

Bei kleiner kompletter Zykluszeit gegenüber der thermischen Zeitkonstante gilt vereinfacht:

$$k = \frac{1 - e^{-\frac{t_{ein} + t_{aus}}{\tau_{th}}}}{1 - e^{-\frac{t_{ein}}{\tau_{th}}}} \quad (3.22)$$

$$k = \frac{t_{ein} + t_{aus}}{t_{ein}} = \frac{1}{\varepsilon} \quad (3.23)$$

Bei kleiner kompletter Zykluszeit gegenüber der thermischen Zeitkonstante kann der Antrieb vereinfacht als quasistatisch betrachtet werden, da der Temperaturverlauf den schnellen Bestromungswechseln aufgrund der thermischen Trägheit nicht mehr folgen kann. In diesem Fall kann näherungsweise mit dem zeitlichen Mittelwert der eingekoppelten Leistung gerechnet werden, s. o.

Die beschriebenen Betriebsarten und Möglichkeiten einer Leistungsüberhöhung ermöglichen eine bessere Ausnutzung der Antriebe. Ohne konstruktive Änderungen können gegebenenfalls Stromüberhöhungen zugelassen und dadurch Schubkraftsteigerungen ermöglicht werden.

Bei technischen Angaben in Datenblättern von Linearmotoren wird beispielsweise neben der vergleichsweise geringen Nennkraft im Dauerbetrieb stets eine Kraft bei vermindertem Einschaltverhältnis als kurzzeitig zulässige Spitzenkraft angegeben. Die zugrunde gelegten Einschaltverhältnisse ε bzw. ED variieren dabei in den Datenblättern von 10 ... 25 %.

Die **Betriebsarten S 4 bis S 10** bilden weitere Bestromungs- und Pausenzyklen ab.

Diese oben dargestellten Leistungsüberhöhungen treffen aber nur eine Aussage über die thermisch mögliche Überhöhung des Stromes, nicht über die magnetisch sinnvolle Überhöhung des Stromes. Die Annahme, dass die Schubkraft mit der Erhöhung der Stromstärke immer proportional zunehmen würde, täuscht (vgl. Sättigungserscheinungen).

3.4 Wechselwirkungen mit dem thermischen Teilsystem

Zur Berechnung des thermischen Kreises und damit der jeweiligen abführbaren Verlustleistung ist das gesamte komplexe Motorgebilde inklusive der gesamten Geometrie, den Materialkennwerten und den umgebenden Umweltbedingungen zu berücksichtigen.

Grundlage für die Auslegung der Systeme bilden Richtlinien über die maximale Temperaturerhöhung der Werkstoffe und Konstruktionselemente im Betrieb und bei Störungen, Tabelle 3.1.

Tabelle 3.1 Zulässige Temperaturerhöhung ausgewählter Konstruktionselemente, /12/

	Zulässige Temperaturerhöhung $\Delta \vartheta$ in K in Normalbetrieb	Zulässige Temperaturerhöhung $\Delta \vartheta$ in K bei Störung
Metallteile außen	40	65
Nichtmetallteile außen	60	65
Nichtmetallteile innen	60	60
Wicklungen	55..95	75..160

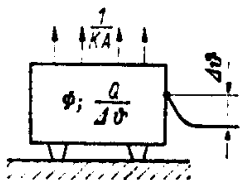
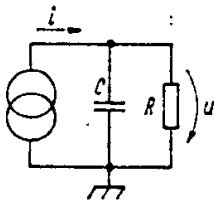
Für die Wicklung resultieren Temperaturgrenzen daraus, dass sich ab ca. 150 °C normale Schutzlacke zersetzen, was in Folge zur Zerstörung der Spule führt.

Die komplizierten thermischen Prozesse in einem Motor mit teilweise verteilten Wärmequellen sind mathematisch nicht exakt erfassbar. Aus diesem Grund benutzt man zur Modellbildung eine Abstraktion des Geräteaufbaus und verwendet hierfür ebenso wie bei der magnetischen Feldberechnung eine Analogie zur Elektrotechnik. In Tabelle 3.2 sind die entsprechenden Analogien zwischen der thermischen und elektrischen Berechnung gegenübergestellt. Bei Anwendung dieser Analogien lassen sich die entstehenden Netzwerke mit den Methoden der Elektrotechnik wie Knotenspannungsanalyse, Superpositionsprinzip oder Maschenstromanalyse berechnen.

Statt verteilter Wärmequellen setzt man vereinfacht isotrope, homogene Körper ein. So ergibt sich beispielsweise ein Ersatzschaltbild nach Abb. 3.10 und damit eine Differentialgleichung für die Wärmeübertragung. Von der Wärmequelle wird der Wärmestrom Φ über R_i an die Oberfläche des Gerätes geleitet. R_i beinhaltet dabei alle Übertragungswege bis zur Oberfläche des Systems, R_a beinhaltet die Oberflächencharakteristik (Konvektionsfläche) und die Abstrahlungsfähigkeit, z. B. von Metallteilen in ihrer Eigenschaft als Kühlflächen. Die Wärmekapazität C_i kann im stationären, d. h. eingeschwungenen Zustand des Systems vernachlässigt werden. Sie ist lediglich bei der Untersuchung von dynamischen Vorgängen zu berücksichtigen.

Die Wärmequelle entspricht in unserem Fall dem Spulensystem, in dem durch dessen ohmschen Widerstand eine Verlustleistung in Form von Wärme umgesetzt wird und deshalb abgeführt werden muss.

Tabelle 3.2 Elektrische und thermische Analogie, nach /12/

Wärmegrößen		Elektrische Größen	
			
$\Phi(t) = \frac{Q}{\Delta\theta} \frac{d(\Delta\theta)}{dt} + KA \Delta\theta$		$i(t) = C \frac{du}{dt} + \frac{1}{R} u$	
Stationärer Fall			
$\Phi = KA \Delta\theta$		$I = U/R$	
Wärmestrom $\Phi = Q/t$	W	Strom I	A
Wärmestromdichte q	$W \cdot m^{-2}$	Stromdichte S	$A \cdot m^{-2}$
Temperaturdifferenz $\Delta\theta$	K	Spannungsabfall U	V
Wärmewiderstand $\Delta\theta/\Phi = 1/(KA)$	K/W	Widerstand R	$\Omega, V/A$
Wärmekapazität $Q/\Delta\theta$	Ws/K	Kapazität C	F, A · s/W
Wärmeleistung $\Phi \Delta\theta = (Q/t) \Delta\theta$	W · K	Leistung P	W, V · A
Wärmeleitfähigkeit λ	W/(K · m)	Leitfähigkeit $\gamma = I/(R \cdot A)$	S/m
Wärmeübergangszahl α, K	W/(K · m ²)		

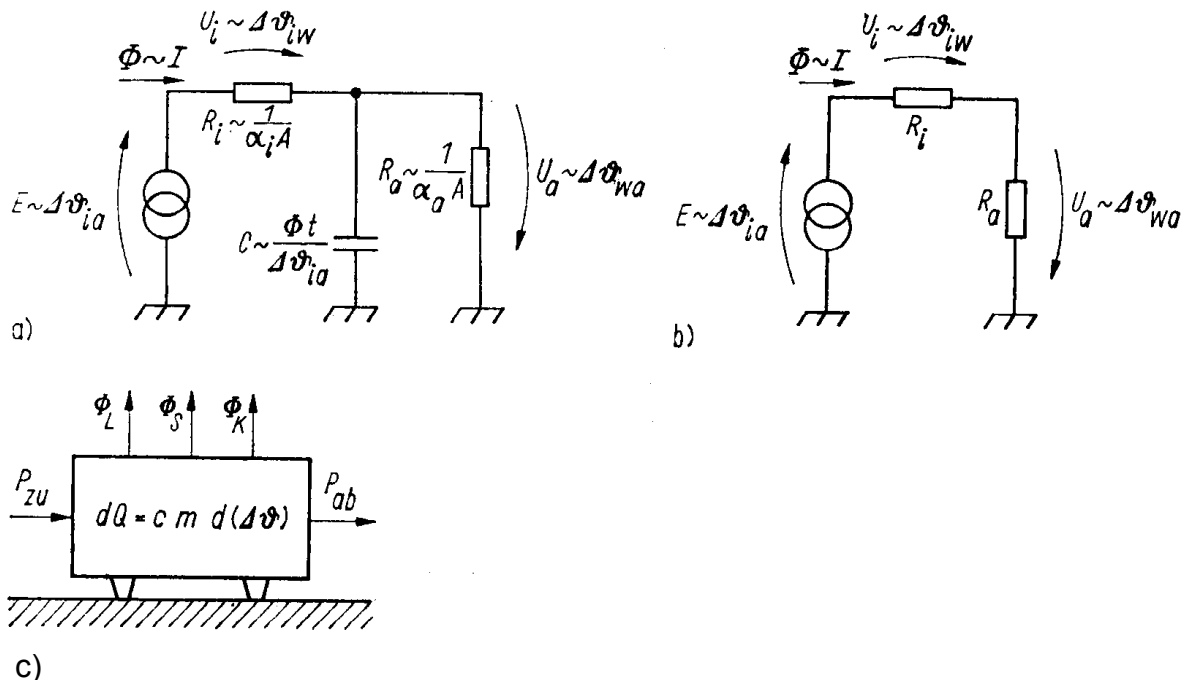


Abb. 3.10: Thermisches Ersatzschaltbild eines Systems, aus /12/

a) allgemein; b) stationär; c) Wärmebilanz

dQ Wärmemenge in Js, C spezifische Wärme, $\Delta\vartheta$ Temperaturdifferenz in K, m Masse in kg,

Φ Wärmestrom in W (im stationären Zustand ist $dQ = 0$)

ϕ_L – Wärmestromübertragung durch Wärmeleitung

ϕ_S – Wärmestromübertragung durch Wärmestrahlung

ϕ_K – Wärmestromübertragung durch Konvektion

$P_v = P_{zu} - P_{ab} = \phi_L + \phi_S + \phi_K$

Abb. 3.11 zeigt eine Erwärmung und anschließende Abkühlung eines Gerätes. Zunächst wird in einem instationären Vorgang neben der Wärmeleitung nach außen auch Energie im Gerät gespeichert und somit die Temperatur im Inneren erhöht.

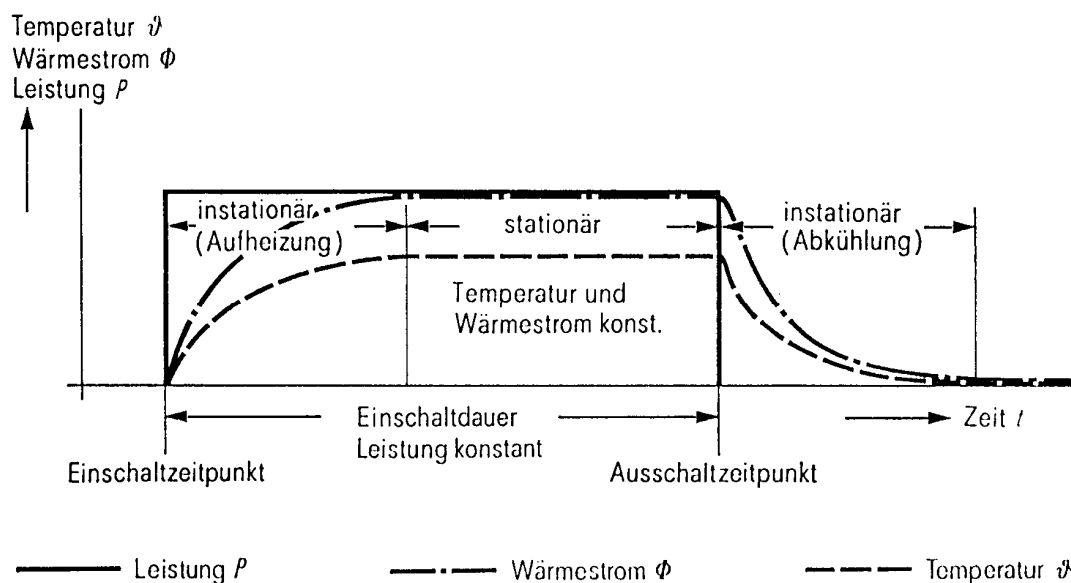


Abb. 3.11: Aufheizung und Abkühlung eines Bauelementes, aus /75/

Nach einer gewissen Zeit stellt sich ein stationärer Zustand, also ein Gleichgewicht zwischen Energieeintrag und Wärmeableitung ein. Eine konstante Temperaturdifferenz zur Umgebung ist die Folge.

Zur Wärmeübertragung werden drei physikalische Vorgänge genutzt: Wärmeleitung, Wärmestrahlung und Konvektion. Stationär wird $dQ/dt = 0$.

Es gilt

$$P_{\text{Verlust}} = \underbrace{\Phi_L}_{\text{Leitung}} + \underbrace{\Phi_S}_{\text{Strahlung}} + \underbrace{\Phi_K}_{\text{Konvektion}} + \underbrace{\frac{dQ}{dt}}_{\text{Aufheizen}} \quad (3.24)$$

mit:

$$P_{\text{Verlust}} = \frac{\Delta \vartheta_L}{R_L} + \frac{\Delta \vartheta_S}{R_S} + \frac{\Delta \vartheta_K}{R_K} + cm \frac{d(\Delta \vartheta)}{dt} \quad (3.25)$$

$$P_{\text{Verlust}} = \alpha_L A_L \Delta \vartheta_L + \alpha_S A_S \Delta \vartheta_S + \alpha_K A_K \Delta \vartheta_K + cm \frac{d(\Delta \vartheta)}{dt}$$

Wärmeleitung. Zunächst muss die Wärme durch Wärmeleitung nach außen oder zumindest an Stellen weitertransportiert werden, die eine Wärmeabfuhr zulassen. Der Wärmestrom Φ_L beinhaltet die Wärmemenge, die über **Wärmeleitung** durch einen Körper fließt:

$$\Phi_L = qA = \frac{\lambda}{s} \Delta \vartheta_{12} A, \quad (3.26)$$

mit der Wärmestromdichte q , der Wärmeleitfähigkeit λ , der Fläche A und der Materialdicke s , Abb. 3.12. Die Wärmestromdichte errechnet sich dabei wie folgt

$$q = -\lambda \left(d \frac{\vartheta}{dx} \right) = -\frac{\lambda}{s} \Delta \vartheta. \quad (3.27)$$

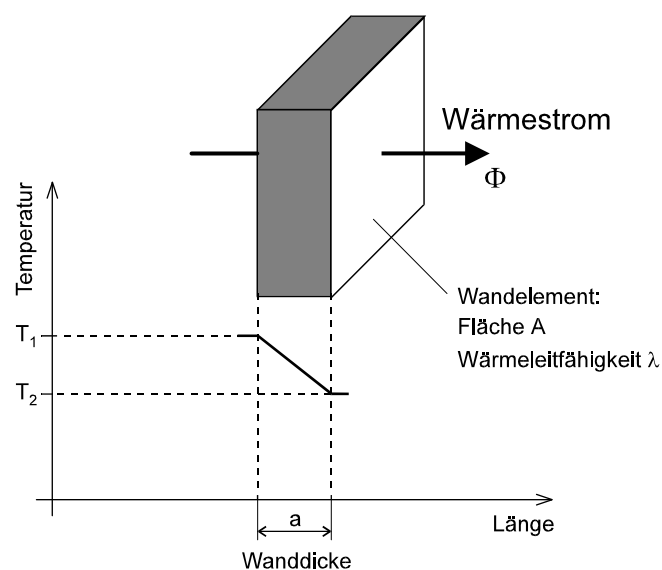


Abb. 3.12: Wärmeleitung durch einen Körper

Für einen ebenen Körper gilt also

$$q = \frac{\lambda}{s} (\vartheta_1 - \vartheta_2) = \frac{\lambda}{s} \Delta \vartheta_{12}, \quad (3.28)$$

wobei $\Delta \vartheta_{12}$ dem elektrischen Spannungsabfall U entspricht und für den Wärmeleitwiderstand R_L dann gilt

$$R_L = \frac{s}{\lambda A} = \frac{1}{\alpha_L A} \quad (3.29)$$

Einige Daten für die Wärmeleitfähigkeit λ enthält Tabelle 3.3.

Tabelle 3.3 Wärmeleitfähigkeit verschiedener Werkstoffe, aus [12/

Metalle	$\frac{\lambda}{\text{m} \cdot \text{K}}$	Nichtmetalle	$\frac{\lambda}{\text{m} \cdot \text{K}}$
Aluminium (99,9)	225	Asbest	0,18
Aluminium (99)	205	Filz	0,05
Silumin (85 Al, 13 Si)	160	Glas	0,80
Blei	34	Glaswolle	0,05
Bronze (25 Sn, 75 Cu)	27	Quarzglas	1,45
Al-Bronze (95 Cu, 5 Al)	82	Glimmer	0,36
Eisen (99,9)	60	Gummi	0,17
Gußeisen	58	Hartgewebe	0,34
Kohlenstoffstahl	45	Epoxidglashartgewebe	0,31
Wolframstahl (20 W)	39	Hartpapier	0,26
Nickelstahl (40 Ni)	10	Phenolhartpapier	0,29
Dynamoblech, längs	65	Holz	0,1 ... 0,3
Dynamoblech, quer	1	Keramik ($\text{AlO}_3 + \text{Ton}$)	0,46
Trafolech, längs	25	Papier	0,13
Trafolech, quer	0,5	Pappe	0,18
Gold, rein	310	Polyäthylen (PE)	0,51
Konstantan	23	Polystyrol (PS)	0,17
Kupfer, Elyt (99,9)	390	Polyvinylchlorid (PVC)	0,16
Kupfer (99)	360	Porzellan	1,21
Messing	110	Quarz	10
Quecksilber	10		
Silber, rein	456	Wasser 10°C	0,575
Silber, technisch	410	30°C	0,618
Zink	110	50°C	0,647
Zinn	64	Trafoöl	0,16
		Luft 10°C	0,025
		30°C	0,027
		50°C	0,028
		70°C	0,03

Mehrschichtige Wände stellen eine Reihenschaltung verschieden dicker Wärmeleitwiderstände dar. Bei metallischen Wänden ist der Temperaturabfall über der Wanddicke häufig vernachlässigbar und $\vartheta_{wi} \approx \vartheta_{wa}$. Dies gilt nicht für Kunststoffe.

Wärmestrahlung. Als zweite wichtige Wärmestromübertragung soll die **Wärmestrahlung** Φ_s untersucht werden. Als Grundprinzip wird die Wärmeübertragung durch elektromagnetische Schwingungen mit einer Wellenlänge von $\lambda = 0,4 - 40 \mu\text{m}$ zugrunde gelegt (Lichtwellenlänge $\lambda = 0,4 - 0,75 \mu\text{m}$). Trifft Wärmestrahlung auf einen Körper, wird sie absorbiert, reflektiert oder durchgelassen.

Grenzfälle sind

- der ideal schwarze Körper, der nur absorbiert,
- der ideal weiße Körper, der nur reflektiert,
- ein diathermer Stoff, der ideal durchlässig ist.

Das Emissionsvermögen verschiedener Werkstoffe bzw. Oberflächen wird mit ε bezeichnet. Tabelle 3.4 gibt einige Emissionscharakteristika wieder. (Der Emissionsgrad ist gleich dem Absorptionsgrad).

Die Wärmestromdichte für Strahlungsenergie zwischen zwei ebenen, parallelen Flächen berechnet sich nach dem Stefan-Boltzmannschen Gesetz zu

$$q_{s12} = \varepsilon_x C_s f_{12} \Delta \vartheta_{12}^4, \quad (3.30)$$

mit $C_s = 5,67 \text{ Wm}^{-2}\text{K}^{-4}$, der Strahlungszahl des schwarzen Körpers, und f_{12} der Temperaturfunktion der Strahler

$$f_{12} = \frac{\left(\frac{T_1}{100}\right)^4 - \left(\frac{T_2}{100}\right)^4}{\Delta \vartheta_{12}^4}. \quad (3.31)$$

Aus dem Temperaturfunktionsdiagramm lassen sich die entsprechenden Funktionen ablesen, Abb. 3.13.

Der Wärmewiderstand für Strahlung berechnet sich aus

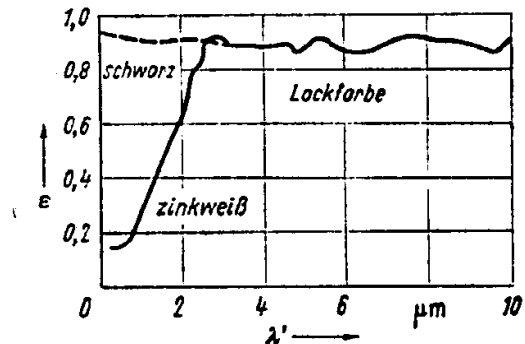
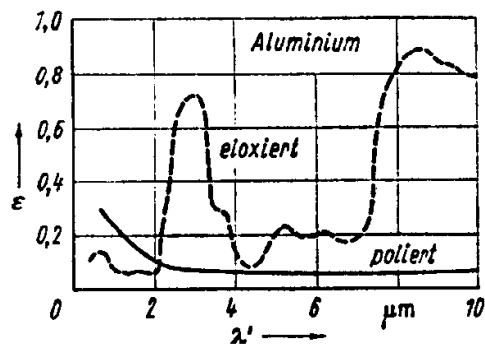
$$R_s = \frac{1}{\varepsilon_x C_s f_{s12} A_1} = \frac{1}{\alpha_s A}, \quad (3.32)$$

und der Wärmestrom bei Strahlung ergibt sich damit zu

$$\Phi_s = \varepsilon_x C_s f_{12} \Delta \vartheta_{12}^4 A_1. \quad (3.33)$$

Tabelle 3.4 Emissionscharakteristika verschiedener Werkstoffe, aus [12/

Metalle	ϵ	Nichtmetalle	ϵ
Aluminium, walzblank	0,04	Eis, Wasser	0,95
Aluminium, roh	0,08	Asbest	0,95
Aluminium, eloxiert 30 μm	0,65	Eiche, glatt	0,9
Chrom, poliert	0,08	Emaile, weiß	0,9
Gußeisen, roh	0,9	Glas	0,94
Gußeisen, bearbeitet	0,7	Gummi, weich	0,9
Kupfer, poliert	0,03	Hartpapier	0,92
Kupfer, oxydiert	0,76	Mauerwerk	0,91
Messing, poliert	0,05	Papier	0,92
Messing, matt	0,22	Porzellan, glasiert	0,93
Nickel, poliert	0,07		
Nickel, oxydiert	0,4	Anstriche	ϵ
Silber, poliert	0,02	Lack, schwarz, matt	0,96
Stahl, gewalzt	0,6	Lack, schwarz, hochglänzend	0,89
Stahl, leicht angerostet	0,7	Lack, weiß, matt	0,92
Stahl, stark verrostet	0,85	Mennige	0,92
Stahl, blank geschmirgelt	0,24	Ölfarbe	0,9
Stahl, blank geätzt	0,13	Emaillack	0,9
Stahlblech, roh	0,6	Aluminiumfarbe	0,3
Stahlblech, verzinkt	0,27	Spezialalufarbe	0,2
Stahlblech, vernickelt (nicht poliert)	0,11	Hammerschlaglack	0,35
Zinn, blank	0,06		
Zink, poliert	0,05		
Zink, oxydiert	0,11		
Zink, rau	0,25		



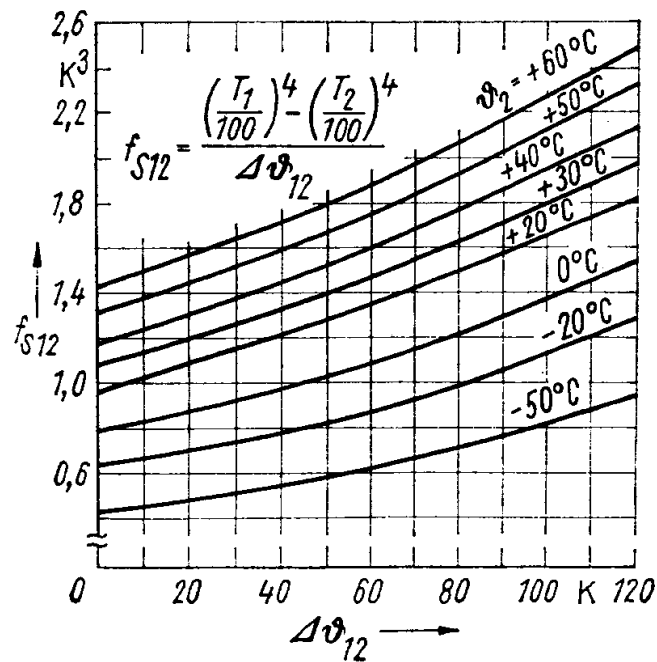


Abb. 3.13: Temperaturfunktionsdiagramm, aus /12/

Konvektion. Der Wärmeübergang von der Wand zur Luft erfolgt durch **Konvektion** Φ_K . Die Luft wird erwärmt bzw. abgekühlt. Infolge des Dichteunterschiedes zwischen kalter und warmer Luft strömt sie ab- bzw. aufwärts. Man spricht von Eigenkonvektion oder Wärmemitführung (laminare Strömung), Abb. 3.14. Wird die Luft z. B. durch einen Lüfter zwangsweise in Bewegung versetzt, spricht man von Zwangskonvektion.

In Fall von Eigenkonvektion berechnet sich der Wärmestrom zu

$$\Phi_{K1I} = \alpha_{K1I} A_1 \Delta \vartheta_{1I}, \quad (3.34)$$

und für den Wärmewiderstand folgt

$$R_K = \frac{1}{\alpha_{K1} A_1}. \quad (3.35)$$

Die Berechnung von α_K ist kompliziert, da sich der Wert nur aus Ähnlichkeitsbeziehungen der verschiedenen physikalischen Grundgrößen mit Hilfe der Nußelt-, Graßhoff-, Prandtl- und Reynolds-Zahl berechnen lässt. Er ist abhängig von zahlreichen Einflussgrößen wie Zähigkeit, Temperatur und Geschwindigkeit des Mediums.

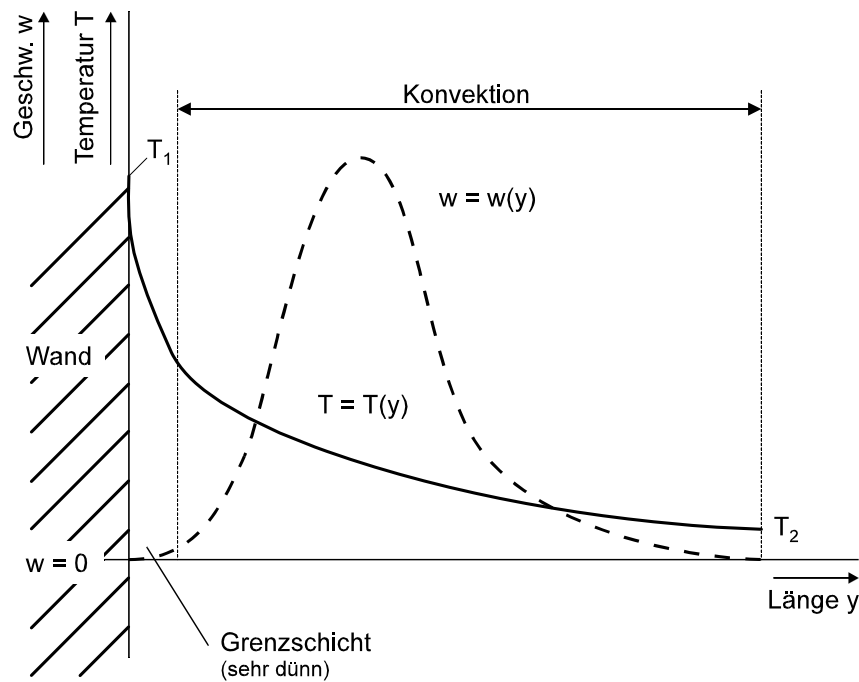


Abb. 3.14: Temperatur- und Geschwindigkeitsverlauf an einer senkrechten beheizten Fläche bei freier Konvektion (qualitativ)

Für die vereinfachte Bestimmung des Faktors α_K lassen sich folgende Tabellen benutzen, wobei für eine laminare Luftströmung $n = 0,25$ und für eine turbulente Luftströmung $n = 0,33$ angenommen werden muss. Überschlägig lässt sich bestimmen, ob eine Strömung laminar verläuft. Wenn $\Delta \vartheta \leq (0,84 / l)^3$ ist, wird $n = 0,25$ und die Strömung laminar.

Aus den folgenden beiden Tabellen lässt sich der Wärmeübergangskoeffizient für verschiedene Anordnungen im unendlichen Raum bestimmen, Tabelle 3.5.

Eine Abschätzung erlaubt auch Abb. 3.15. Für eine überschlägige Berechnung gilt

$$\alpha_K = 10 \frac{W}{m^2 K} \quad (3.36)$$

bei freier Konvektion.

Die Eigenkonvektion im Inneren von Geräten ist meist deutlich eingeschränkt gegenüber der Eigenkonvektion außen am Gerät (meist 1/3). In engen Spalten unter 5 mm bilden sich gar keine Eigenkonvektion aus.

Lüftungsöffnungen im Gehäuse (belüftete Geräte) führen zu einer wesentlichen Verbesserung der Eigenkonvektion, wobei sehr große Lüftungsöffnungen über 25 % dann keine weitere Verbesserung mehr bringen. Bis zu dieser Grenze sind jedoch durchaus fünf- bis sechsfache Werte der Verlustleistung abführbar.

Tabelle 3.5 Bestimmungstabelle für die Konvektionskoeffizienten (vereinfacht), /12/

Betrachtete Anordnung	$n = 0,25$	$n = 0,33$
Kugel bzw. horizontaler Zylinder mit dem Durchmesser d	$\alpha_K = c_1 \left(\frac{\Delta\theta}{d} \right)^{0,25}$	$\alpha_K = c_2 (\Delta\theta)^{0,33}$
Vertikale Platte bzw. vertikaler Zylinder mit der Höhe h	$\alpha_K = c_1 \left(\frac{\Delta\theta}{h} \right)^{0,25}$	$\alpha_K = c_2 (\Delta\theta)^{0,33}$
Horizontale Platte, Wärmeabgabe nach oben ($l_{\min}$, kleinere Abmessung)	$\alpha_K = 1,3 c_1 \left(\frac{\Delta\theta}{l_{\min}} \right)^{0,25}$	$\alpha_K = 1,3 c_2 (\Delta\theta)^{0,33}$
Horizontale Platte, Wärmeabgabe nach unten	$\alpha_K = 0,7 c_1 \left(\frac{\Delta\theta}{l_{\min}} \right)^{0,25}$	$\alpha_K = 0,7 c_2 (\Delta\theta)^{0,33}$

$$c_1 = 0,54 (\beta g \text{Pr})_m^{1/4} \frac{\lambda_m}{\nu_m^{1/2}} \text{ in } \frac{\text{W}}{\text{m}^{7/4} \cdot \text{K}^{5/4}}$$

$$c_2 = 0,135 (\beta g \text{Pr})_m^{1/3} \frac{\lambda_m}{\nu_m^{2/3}} \text{ in } \frac{\text{W}}{\text{m}^2 \cdot \text{K}^{4/3}}$$

	ϑ_m					
	0 °C	20 °C	40 °C	60 °C	80 °C	100 °C
c_1 (Luft)	–	1,38	1,34	1,31	1,29	1,27
c_1 (Wasser)	–	105	149	178	205	227
c_2 (Luft)	1,69	1,61	1,53	1,45	1,39	1,33
c_2 (Wasser)	102	198	290	363	425	480

Die üblichen Werte für freie Konvektion von $\alpha_K = 10 \frac{\text{W}}{\text{m}^2 \text{K}}$ können jedoch durch erzwungene Konvektion (Lüfter) durchaus bis

$$\alpha_K = 20 \dots 120 \frac{\text{W}}{\text{m}^2 \text{K}} \quad (3.37)$$

erhöht werden. Darüber hinaus bieten sich dann Sonderkühlungen (Flüssigkeitskühlung, Peltier-Element, Wärmerohr) an.

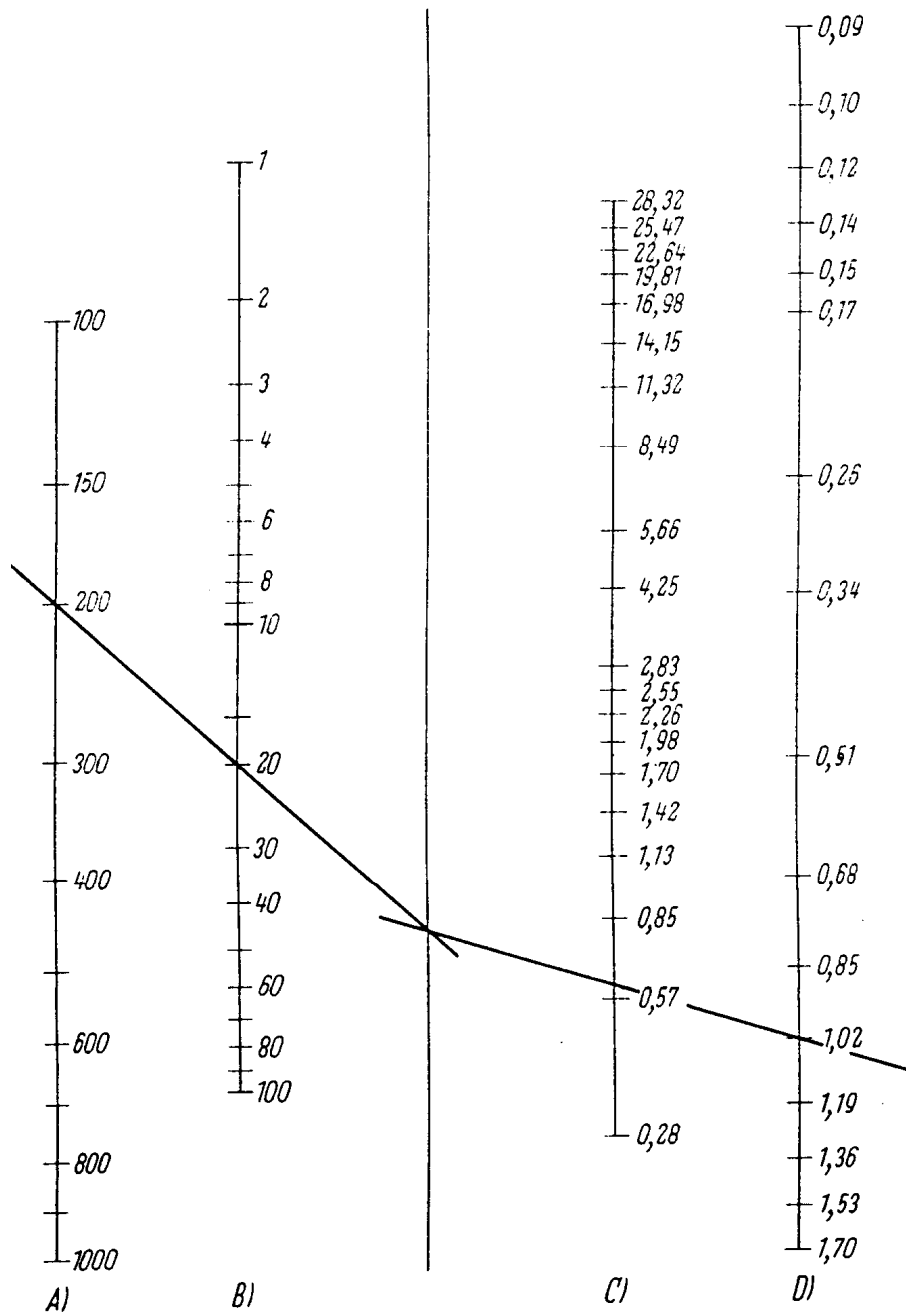


Abb. 3.15: Nomogramm zum Abschätzen der Kühlluftmenge bei erzwungener Konvektion (aus Baehr, Stephan: Wärme- und Stoffübertragung. Springer Verlag 1994)
 A) Verlustleistung in Watt; B) Übertemperatur in K; C) Kühlluftmenge in m³/min;
 D) Luftdichte in kg/m³; bei 760 Torr und 0 °C mit 1,29

Kombination verschiedener Effekte. Betrachtet man beispielsweise ein Gerät mit Eigenkonvektion innen und außen, so zeigt Abb. 3.16 zusammenfassend den Wärmeübertritt

$$\frac{\Phi}{A} = \dot{q} = k(T_1 - T_2), \quad (3.38)$$

wobei über

$$k = \frac{1}{\frac{1}{\alpha_{I\text{ges}}} + \sum_{i=1}^n \frac{\alpha_i}{\lambda_i} + \frac{1}{\alpha_{II\text{ges}}}} \quad (3.39)$$

mit

$$\alpha_{I\text{ges}} = \alpha_{I\text{Konvektion}} + \alpha_{I\text{Strahlung}}$$

$$\alpha_{II\text{ges}} = \alpha_{II\text{Konvektion}} + \alpha_{II\text{Strahlung}}$$

oft eine Wärmedurchgangszahl k in $\frac{W}{m^2 K}$ definiert wird.

Hieraus kann beispielsweise bei gegebener Leistung $P = \frac{dQ}{dt} = \Phi$ die Temperaturdifferenz zwischen Gerät innen und außen ermittelt werden.

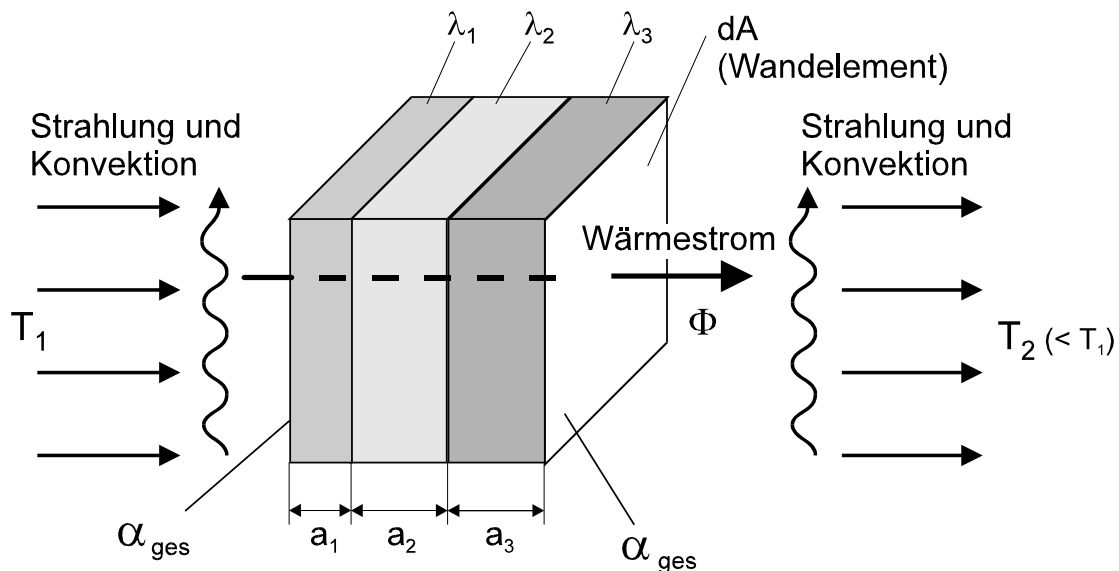


Abb. 3.16: Wärmeübertragung und -abführung, zusammengefasst

3.5 Mechanisches Teilsystem - Bauformen elektrodynamischer Antriebe

3.5.1 Kontinuierliche Rotationsmotoren /11/

Aufbau und Wirkungsweise. Die Palette der in Geräten eingesetzten Motoren mit kontinuierlicher Drehbewegung am Abtrieb ist sehr breit. Ein von einem Strom I durchflossener Leiter der kraftwirksamen Länge l wird in einem Magnetfeld, charakterisiert durch die Induktion $B_{\perp}$ mit einer Kraft ausgelenkt:

$$\vec{F} = I(\vec{l} \times \vec{B}) \text{ bzw. } F = BIl \quad (3.40)$$

(bei Motoren sind die Voraussetzungen für die skalare Gleichung im Allgemeinen erfüllt). Diese Gleichung gilt zunächst nur für eisenlose Leiter bzw. Leiterschleifen im Magnetfeld. Betrachtet man die Drehmomenterzeugung in eisenbehafteten, genuteten Läufern, muss man feststellen, dass die stromdurchflossenen Leiter in den Nuten sich in einem Raum mit relativ geringem Feld befinden, während die größte Feldkonzentration wegen der sehr hohen Eisenpermeabilität in den Nuten vorhanden ist. Die Kraftwirkung tritt dann vorwiegend an den Nutinnenseiten am Nutkopf auf und lässt sich über den *Maxwell'schen* Spannungstensor berechnen. Praktisch sind jedoch zum Berechnen Modellvorstellungen unter Einführung eines Strombelages im konstanten Luftspalt üblich, die Gleichungen für Kräfte auf stromdurchflossene Leiter nutzen. Die Gleichwertigkeit beider Berechnungsverfahren lässt sich zeigen.

Wirkt diese Kraft an einem Hebel der Länge r , so ergibt sich ein Moment

$$M = Fr. \quad (3.41)$$

Für das Moment (inneres Moment) des Motors in Abhängigkeit des Ankerstromes I kann bei elektrischer Erregung mit der Motorkonstante c und dem resultierenden magnetischen Fluss Φ bzw. bei permanentmagnetischer Erregung mit der Motorkonstante k_M angegeben werden

$$M = c\Phi I \quad \text{bzw.} \quad M = k_M I. \quad (3.42)$$

Zum statischen und dynamischen Verhalten gelten die in Abb. 3.6 dargestellten Wechselwirkungen. In der Feinwerktechnik sind alle Arten von kontinuierlichen Motoren anzutreffen, es überwiegen jedoch permanenterregte Gleichstrommotoren für Positionsaufgaben sowie Universal- oder Einphasenwechselstrommotoren zur kontinuierlichen Bewegungserzeugung, z. B. in Haushaltsgeräten.

Gleichstromnebenschlussmotoren. Gleichstromnebenschluss- und permanenterregte Gleichstrommotoren besitzen ein konstantes Erregerfeld. Bei den im Leistungsbereich bis 500 W überwiegend genutzten permanenterregten Motoren erfolgt die Erregung leistungslos durch Permanentmagnete. Die Winkelgeschwindigkeit im stationären Betrieb (Induktivität L entfällt dann) folgt aus dem Maschensatz des elektrischen Teilsystems unter Berücksichtigung der Komponenten Eingangsspannung U , Spannungsabfall $R_A I_A$ und der bewegungsinduzierten Gegenspannung $c\phi\omega$ bzw. $k_M\omega$ zu:

$$\Omega = \frac{U - R_A I_A}{c\Phi} = \frac{U}{c\Phi} - \frac{R_A}{(c\Phi)^2} M \quad \text{bzw.} \quad \Omega = \frac{U - R_A I_A}{k_M} = \frac{U}{k_M} - \frac{R_A}{(k_M)^2} M \quad (3.43)$$

$$\text{bzw.} \quad \Omega = \Omega_0 - kM.$$

Das Verringern der Winkelgeschwindigkeit infolge Belastung wird durch die allgemeine Konstante k bzw. den zugehörigen Term ausgedrückt. Die stationäre Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie ist linear fallend und schneidet im festgebremsten Zustand die M -Achse. Beim Drehmoment $M = 0$ (kein Leerlaufdrehmoment) ist die ideale Leerlaufdrehzahl gleich Ω_0 . Die *stationäre Drehzahlstellung* erfolgt vorwiegend über die Ankerspannung. Häufig überwiegt jedoch Positionierbetrieb. Abb. 3.17 bis Abb. 3.19 zeigen die Kennlinien qualitativ, ausführlich siehe Skript zum Praktikum Gleichstrommotoren. Für *Positionieranwendungen* sind eine kontinuierliche Stellung der Motorspannung bzw. des Stroms und der Aufbau eines Regelkreises nötig, dazu später.

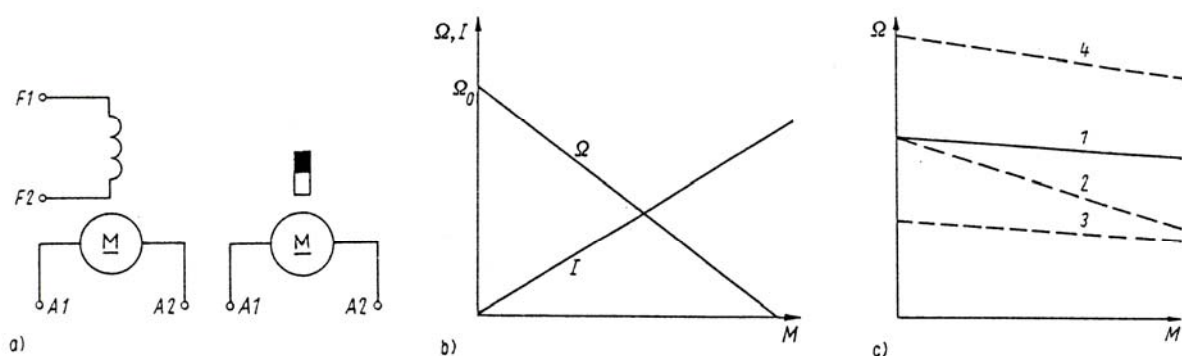


Abb. 3.17: Kennlinien fremderregter Gleichstrommotoren, qualitativ
a) Schaltung (elektrisch und permanentmagnetisch erregt); b) stationäre Kennlinien (M -Achse gestaucht); c) Drehzahlstellung, stationäre Kennlinien (im üblichen stationären Arbeitsbereich)
1: $U_{\text{Nenn}}, R_{\text{AZ}} = 0, \Phi_{\text{Nenn}}$; 2: $R_{\text{AZ}} > 0$; 3: $U < U_{\text{Nenn}}$; 4: $\Phi < \Phi_{\text{Nenn}}$ (nur für elektrische Erregung)
A1, A2 Anschlüsse Ankerwicklung; F1, F2 Anschlüsse Erregerwicklung

Winkelgeschwindigkeit ω

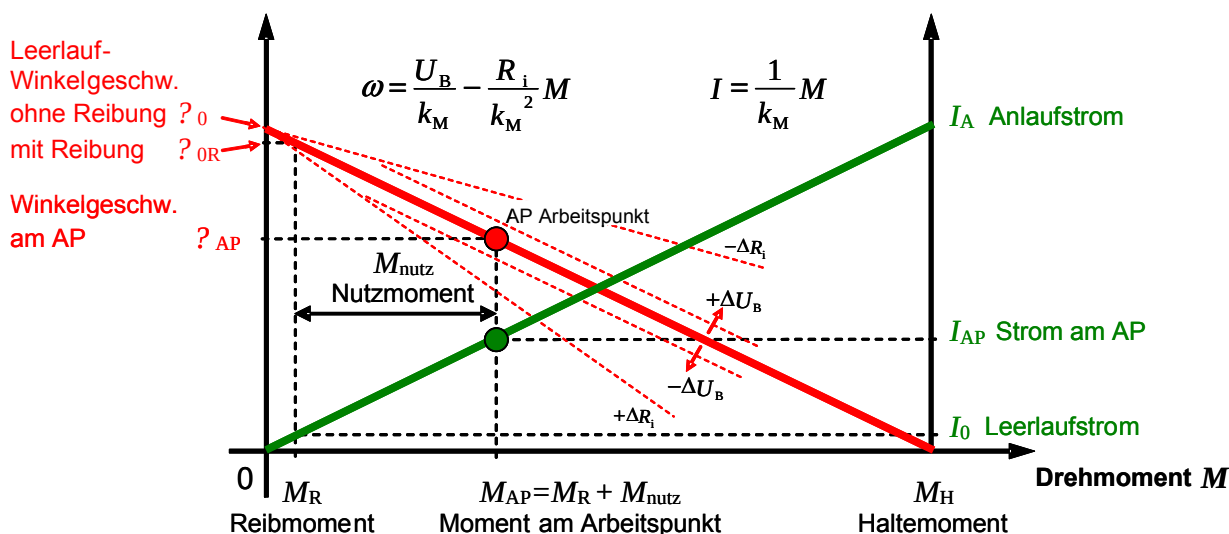


Abb. 3.18: Kombinierte Kennliniendarstellung permanenterregter Gleichstrommotoren, qualitativ (siehe auch Skript zum Praktikum Gleichstrommotoren)

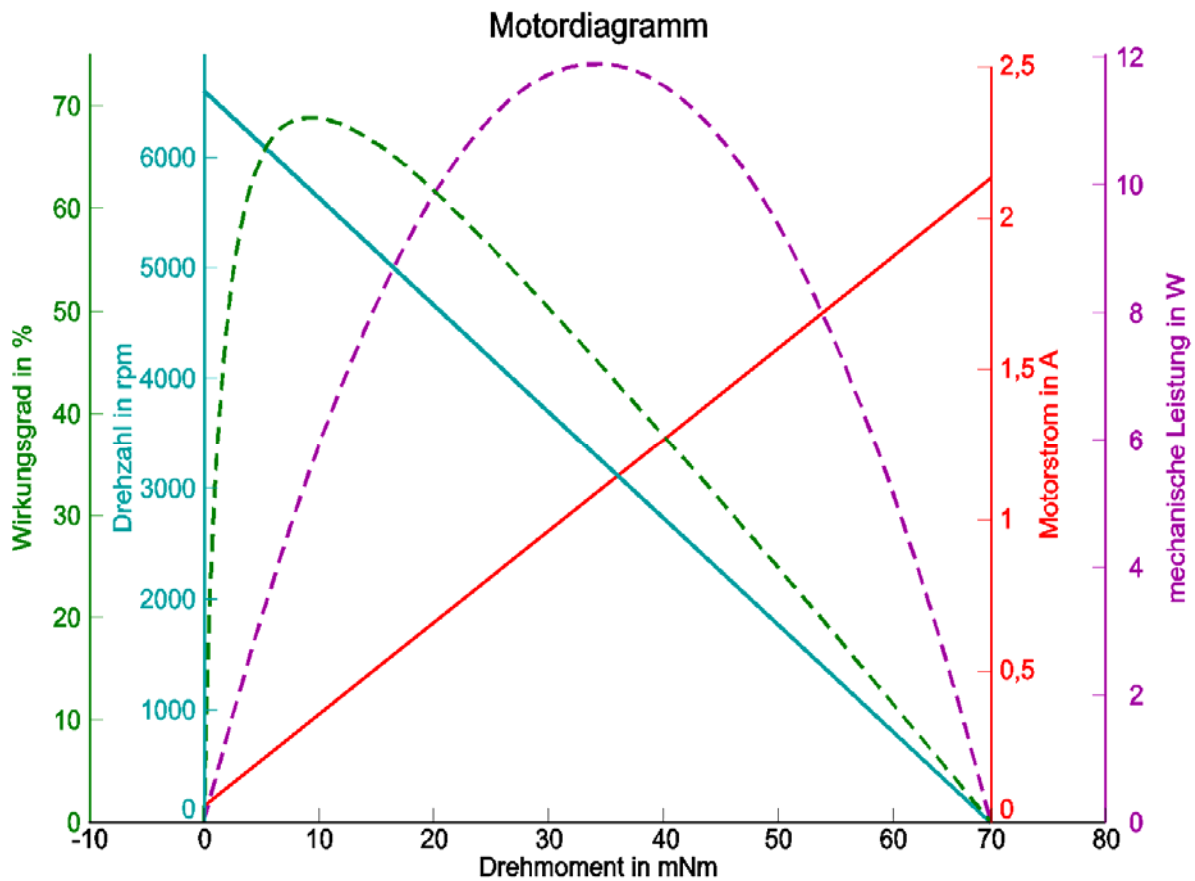


Abb. 3.19: Kompletter Kennliniensatz eines Gleichstrommotors, am Beispiel

In Abb. 3.20 sind typische konventionelle Motorquerschnitte von Gleichstrom-nebenschlussmotoren dargestellt. Darüber hinaus gibt es vielfältige Sonderbauformen. Für hochdynamische Positionieranwendungen werden beispielsweise vorwiegend Motoren mit trägheitsarmen eisenlosen Hochläufern bevorzugt (Abb. 3.21, Abb. 3.22).

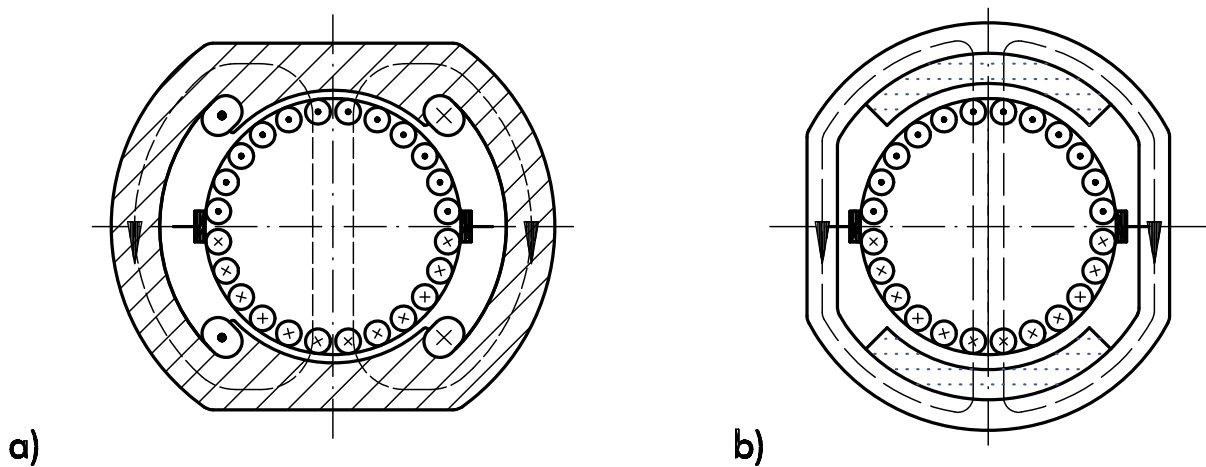


Abb. 3.20: Motorquerschnitte von Gleichstrommotoren
a) elektrisch erregt; b) permanentmagnetisch erregt

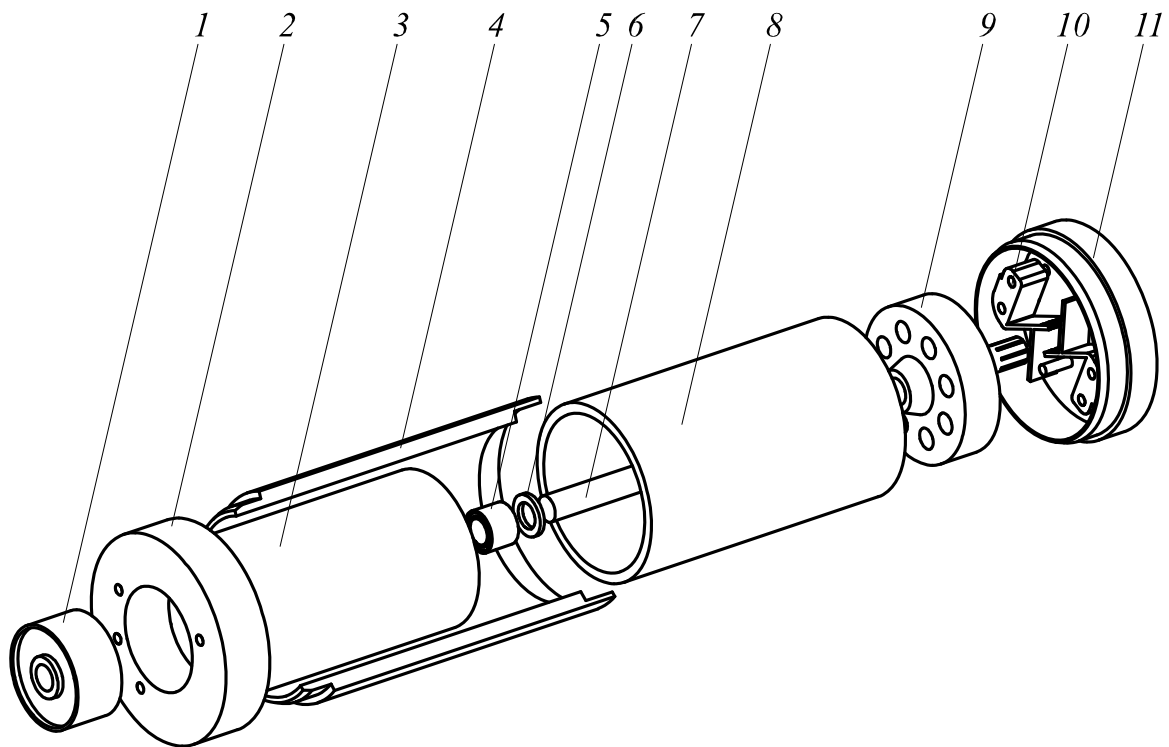


Abb. 3.21: Gleichstrommotor mit eisenlosem Hohläufer

1 Sinterlager; 2 Befestigungsflansch; 3 Permanentmagnet; 4 Gehäuse (Rückschluss);
5 Sinterlager; 6 Scheibe; 7 Welle; 8 Wicklung; 9 Kollektorplatte; 10 Bürsten; 11 Bürstendecke

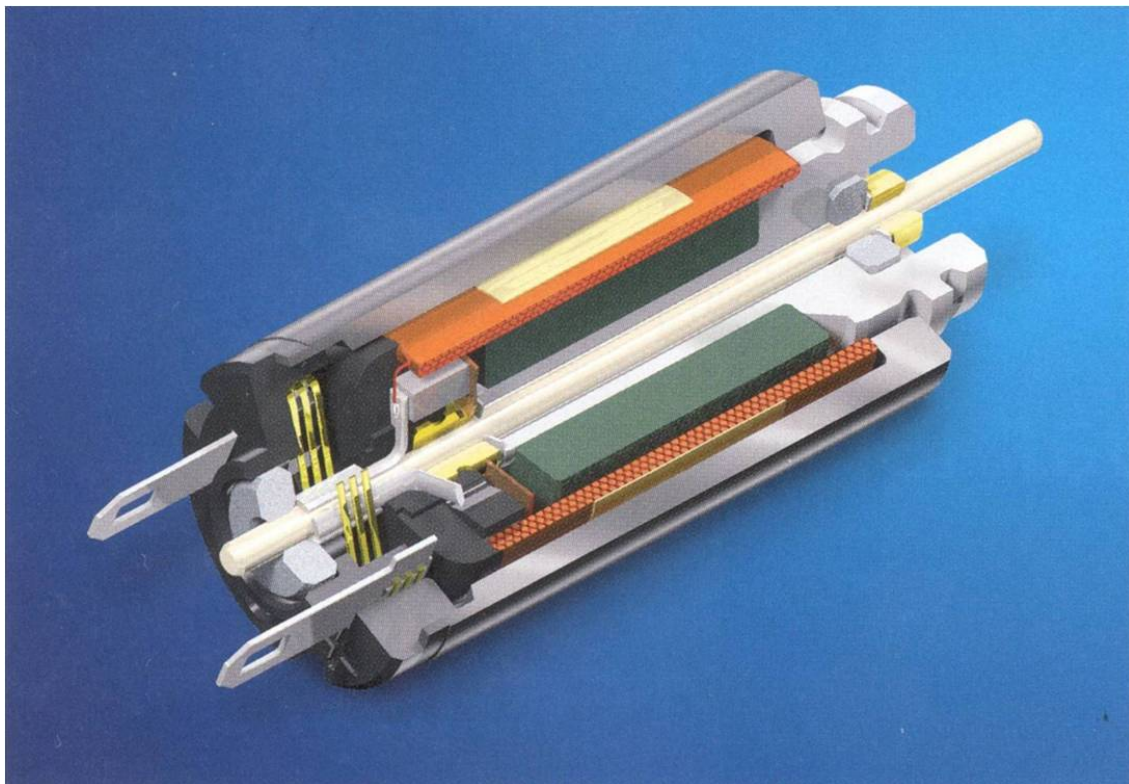


Abb. 3.22: Mechanisch kommutierter Gleichstrommotor mit eisenlosem Hohläufer
(Quelle: maxonmotor)

Elektronikmotoren als weitere interessante Bauform benötigen keine mechanischen Kommutatoren, Abb. 3.23. Kommutatorverschleiß, -geräusche, -funkstörungen und Reibung im Kommutierungssystem entfallen dann. Durch einen als Läufer ausgebildeten Permanentmagneten und mindestens drei feststehende Wicklungen (Ständerwicklungen) wird das Motormoment erzeugt (Weiteres siehe Abschnitt 3.6).

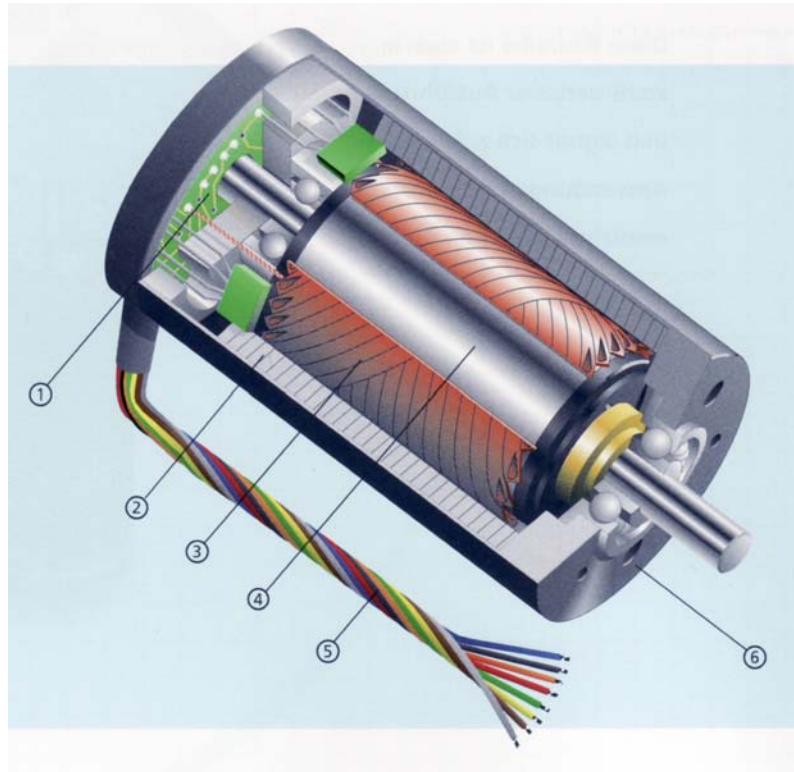


Abb. 3.23: Elektronisch kommutierter Gleichstrommotor (Quelle: Faulhaber)

Permanenterregte Gleichstromnebenschlussmotoren finden in der Feinwerktechnik wegen ihrer einfachen Steuerbarkeit dort Anwendung, wo Stell- und Positionieraufgaben zu erfüllen sind. Hinzu kommen alle Antriebe in batteriebetriebenen Geräten und insbesondere viele kontinuierliche Kleinstmotoren. Büromaschinen, periphere Geräte der Datenverarbeitung, Medizintechnik, Phono- und Videotechnik, Spielzeuge, schreibende Messgeräte und Stellantriebe in Kfz sind typische Anwendungsfelder.

Gleichstromreihenschluss- und Universalmotoren. Anker- und Erregerwicklung sind hier elektrisch in Reihe geschaltet. Der Erregerfluss Φ ist nicht konstant, sondern eine Funktion des Stroms, d. h. lastabhängig. Zur Drehzahlstellung bieten sich folgende Möglichkeiten an:

- Ankerparallelwiderstand
- Ankervorwiderstand
- Variation der Betriebsspannung
- Feldschwächung, z. B. durch einen Parallelwiderstand zur Erregerwicklung.

Ein Reihenschlussmotor kann vom Prinzip her auch mit Wechselspannung gespeist werden (deshalb auch die Bezeichnung *Universalmotor*).

Einphasenasynchron- und Synchronmotoren. Bei Asynchron- und Synchronmotoren ist die synchrone Winkelgeschwindigkeit ω_s des umlaufenden Magnetfeldes bei entsprechender Speisung der Statorwicklungen zunächst durch die Netzfrequenz und die Polpaaranzahl festgelegt.

Im *Asynchronmotor* wird in der kurzgeschlossenen Käfigwicklung des Rotors eine Spannung induziert. Die dadurch bedingten Ströme erzeugen im Zusammenwirken mit dem Luftspaltfeld ein Drehmoment. Die Läufergeschwindigkeit des Asynchronmotors ist im Allgemeinen kleiner als die Synchrongeschwindigkeit. Der Schlupf s des Motors ist ein Maß dieser Geschwindigkeitsdifferenz. Drehzahlstellung erfolgt durch Änderung der Frequenz f_1 , Polumschaltung (Variation von p) und Spannungsänderung.

Einphasenwechselstrom-Asynchronmotoren benötigen spezielle Anlaufhilfen. Bei Motoren bis 500 W nutzt man insbesondere Anlaufkondensatoren und Spaltpolanordnungen. Beim Spaltpolmotor sind die Statorpole mit Nuten (Spaltpole) und Kurzschlussringen versehen. Durch die Herausbildung phasenverschobener magnetischer Teilflüsse ist das Anlaufen des Einphasenkurzschlussläufers möglich.

Asynchronmotoren finden in der Feinwerktechnik vorwiegend in Elektrowerkzeugen, Hausgeräten und Geräten der Klimatechnik im Leistungsbereich bis 500 W Anwendung, insbesondere wegen ihres relativ großen Anzugsmomentes. Sie sind robust, wartungsfrei, geräusch- und schwingungsarm sowie kostengünstig. Gegenüber Gleichstrommotoren sind sie jedoch aufwändiger zu steuern bzw. zu regeln und schwerer.

Synchronmotoren zeichnen sich durch eine prinzipiell vom Belastungsmoment unabhängige Winkelgeschwindigkeit aus. Für Synchronmotoren gilt $\omega = \omega_s$. Synchronmotoren besitzen einen Reluktanz-, Hysterese- oder Permanentmagnetläufer. Bei Überlastung können die Motoren „außer Tritt“ fallen. Motoren mit Hystereseläufern sind in der Lage, auch große Trägheitsbelastungen in den Synchronismus zu ziehen. Bedingt durch das starre Drehzahlverhalten werden Synchronmotoren in Zeitmess- und Phonogeräten eingesetzt. Das Synchronmotorprinzip findet jedoch insbesondere in Schrittmotoren bei variablen Frequenzen eine breite Anwendung.

3.5.2 Kontinuierliche Linearmotoren

Aus den kontinuierlich und diskontinuierlich arbeitenden Rotationsmotoren lassen sich durch lineare Abwicklung von Stator und Rotor Linearmotoren ableiten. Es gelten dann analoge Beziehungen und Zusammenhänge wie bei rotatorischen Motoren. Linearmotoren stellen wegen der notwendigen Anpassung an den Bewegungsbe- reich jedoch problemspezifische Antriebe dar, die häufig auch konstruktiv stark in den Gesamtaufbau eines Gerätes, insbesondere an der Wirkstelle, integriert sind. Dadurch können einerseits hochdynamische Antriebe mit sehr hoher Positionierge- nauigkeit realisiert werden. Problemneutrale Baureihen und damit eine effektive Fer- tigung in großen Stückzahlen sind jedoch andererseits noch selten.

Gegenwärtig ist eine rasche Zunahme des Einsatzes von Linearmotoren zu ver- zeichnen. Zum Erzeugen linearer Bewegungen überwiegen jedoch immer noch prob- lemneutrale, in hohen Stückzahlen produzierte, kostengünstige rotatorische Motoren mit nachgeschalteten Getrieben (Rotations-Rotations-Umformern) zum Anpassen von Drehmoment und Drehzahl und anschließendem Rotations-Translations- Umformer zum Umformen der rotatorischen in eine lineare Bewegung. Allerdings bringen gerade diese Bewegungsumformer auch erhebliche Nachteile für das Ge- samtsystem. Große zu bewegendende Massen, Reibung, Spiel sowie Elastizitäten be- grenzen dann die erzielbare Positioniergenauigkeit und Dynamik.

Bei Lineardirektantrieben fehlen dagegen mechanische Bewegungsumformer. Dar- aus ergeben sich mechanische Vorteile hinsichtlich eines geräuscharmen Betriebes, geringen Verschleißes sowie einer hohen Lebensdauer. Unter regelungstechnischem Aspekt weisen diese Antriebe geringe Elastizitäten und Reibung auf; Spiel in der Bewegungsübertragung tritt nicht auf. Lineardirektantriebe besitzen somit die Vor- aussetzung für höchste Dynamik und Positioniergenauigkeit. Nachteilig wirkt sich hingegen das schlechte Masse-Leistungs-Verhältnis aus, da derartige Motoren i. Allg. so lang wie der Bewegungsbereich bauen. Eine Integration des Direktantrie- bes in den Gesamtaufbau kann dies in bestimmtem Maße kompensieren.

In der Feinwerktechnik kommen als kontinuierlich arbeitende Linearmotoren vorwie- gend permanenterregte Gleichstromlinearmotoren und elektrodynamische Stelltech- nik zur Anwendung, siehe auch /11/. Lineare Asynchron- bzw. Synchronmotoren sind entgegen dem Trend im Maschinenbau in der Feinwerktechnik noch selten.

Aufbau und Wirkungsweise. Gleichstromlinearmotoren und elektrodynamische Stelltechnik nutzen die Kraftwirkung auf bewegte Ladungen im magnetischen Feld. Neben der elektrodynamischen Kraftwirkung entstehen in einigen Bauformen zusätz- lich Reluktanz- bzw. Grenzflächenkräfte.

Im *statischen und quasistatischen Betrieb* permanenterregter Motoren interessiert besonders der *Induktionsverlauf* im Arbeitsluftspalt, der nur im mittleren Bereich an- nähernd linear ist. Zu den Luftspalträndern sind meistens deutliche Absenkungen zu erwarten (Abb. 3.24). Die *Kraft-Weg-* und *Kraft-Strom-Kennlinien* weisen folglich ent- sprechende Nichtlinearitäten auf (Abb. 3.25).

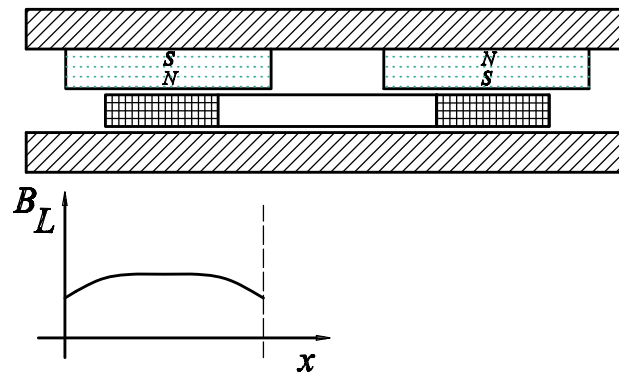


Abb. 3.24: Induktion im Arbeitsluftspalt eines Flachspulmotors, qualitativ

Die Kraft-Weg-Kennlinien fallen wegen der Induktionsabsenkung an den Luftspalt-rändern ab, wegen der integrierenden Wirkung der Spule jedoch nicht in gleichem Maße wie der Induktionsverlauf. Die Kraft-Strom-Kennlinien zeigen unabhängig davon zusätzlich in beiden Bewegungsrichtungen eine jeweils entgegengesetzte Beeinflussung (Gleichfeld- und Gegenfeldeinfluss je nach Stromrichtung). Dies resultiert aus einer Überlagerung des permanentmagnetischen Erregerfeldes mit einer elektrischen Erregung durch die Arbeitsspule (Eigenerregung), die bei Bauformen auftritt, in denen die Wicklung im Arbeitsluftspalt gleichzeitig den Eisenkreis umfasst. Bei sehr großen Strömen (Impulsbetrieb) könnte sogar eine Kraftumkehr die Folge sein, was praktisch jedoch kaum zu befürchten ist. *Reluktanz- oder Grenzflächenkräfte* in magnetischen Feldern kommen bei Systemen mit veränderlichen Luftspalten oder bewegten Magneten noch hinzu.

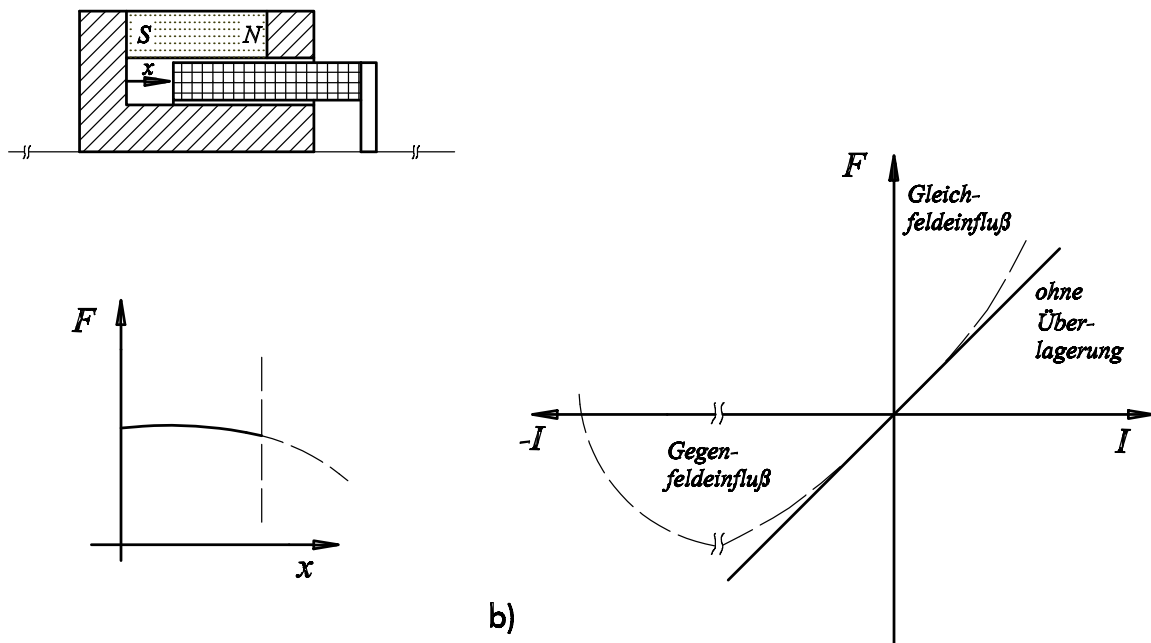


Abb. 3.25: Nichtlinearität bei elektrodynamischen Linearmotoren

a) einer Kraft-Weg-Kennlinie durch nicht konstante Luftspaltinduktion; b) einer Kraft-Strom-Kennlinie durch Feldüberlagerung

Im *dynamischen Betrieb* gelten für permanenterregte Linearmotoren zu rotatorischen permanenterregten Gleichstrommotoren analoge charakteristische Motor- und Bewegungsgleichungen:

$$u = i_A R_A + \frac{d\psi}{dt}, \quad \frac{d\psi}{dt} = B l \dot{x} + L_A \frac{di_A}{dt} \quad (3.44)$$

$$F = m\ddot{x} + k_1 \dot{x} + k_2 x + F_L + F_R + F_{Rel}$$

Als Kräfte sind neben Trägheits-, Reib-, Last- und Reluktanzkräften auch Federkräfte zu beachten, beispielsweise zur Kompensation von Gewichtskräften in vertikalen Anordnungen. Stationärer Betrieb tritt jedoch selten auf.

Bauformen kontinuierlicher Linearmotoren.

Unterscheidungskriterien sind zunächst hinsichtlich der Erregung:

- die Art der Erregung (permanentmagnetisch oder elektrisch) und
- die Polarität der genutzten Felder (Gleichpol- bzw. Homopolarausführung oder Wechselfol- bzw. Heteropolarausführung).

Die elektrische Erregung ist jedoch im Bereich kleiner Leistungen bedeutungslos.

Für das elektrische Teilsystem stellt die Kommutierung ein weiteres Kriterium dar:

- ohne und mit Kommutierung
- Art der Kommutierung (elektronische oder mechanische Strangkommutierung, mechanische Kommutierung über Schleifkontakte bei Gleichpolausführungen).

Etwas losgelöst von diesen beiden Teilsystemen sollen weitere Kriterien genannt werden:

- die Art der bewegten Komponente (bewegte Spule, bewegter Magnet, bewegter Dauermagnetkreis) und
- die Geometrie des Aufbaus (rotationssymmetrisch, prismatisch usw.).

Auf das mechanische Teilsystem, insbesondere auf die Führung des Läufers, die auftretenden Reibkräfte, die Realisierung des Kraftangriffes, die wirkenden Lastkräfte und ähnliche Fragen wird hier nicht näher eingegangen.

Bauformen mit bewegten Spulen. Die Anordnung der felderzeugenden Permanentmagnete und zugehörigen Flussführungen im feststehenden Stator sowie der stromdurchflossenen Wicklungen im Läufer stellt zunächst die Standardlösung dar. Die bewegten Spulen sind im Allgemeinen eisenlos und damit sehr massearm ausgeführt, was hochdynamische Antriebe ermöglicht. Sie erfordern jedoch eine Stromzuführung zu beweglichen Teilen (Schleppkabel, Schleifer) mit den entsprechenden Nachteilen.

Die geometrisch am einfachsten aufgebauten und deshalb auch am weitesten verbreiteten Bauformen mit bewegten Spulen stellen *Gleichpol- bzw. Homopolarausführungen* ohne Kommutierung für vergleichsweise kleine Bewegungen dar (Abb. 3.26).

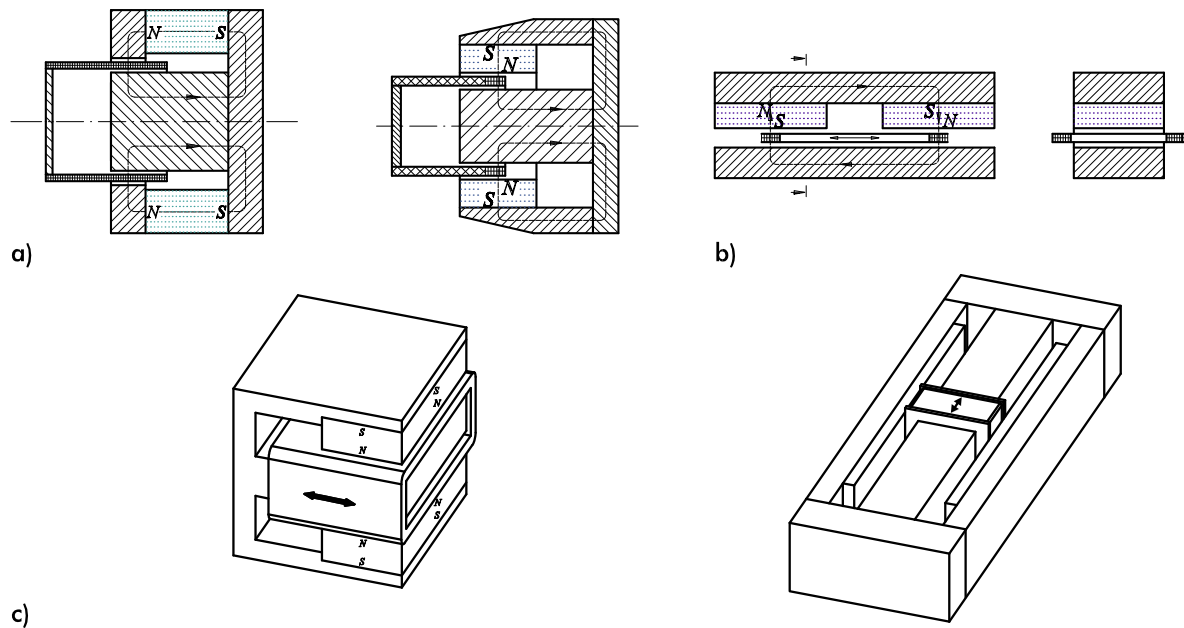


Abb. 3.26: Elektrodynamische Linearmotoren für kurze Hübe in Gleichpol- bzw. Homopolarausführung
a) Zylinder- oder Tauchspulensysteme; b) Flachspulensystem; c) Kastenspulensysteme

Ähnliche Bauformen für Schwenkantriebe zeigt Abb. 3.27. Diese bilden derzeit die Standard-Antriebslösung für die Kopfpositionierung bei Festplatten. Bei solchen hochdynamischen Antrieben ist auch die Spuleninduktivität von besonderem Interesse. Umfasst die bewegte Spule keine Eisenrückschlüsse, bleibt die Induktivität gering, die elektrische Zeitkonstante folglich klein. Im anderen Falle kommen zusätzliche, meist aus einer Folienlage bestehende, gestellfeste Kurzschlussringe bzw. Kurzschlusswicklungen zum Einsatz, um kurze Reaktionszeiten zu sichern. Abb. 3.28 zeigt einige Anwendungsbeispiele elektrodynamischer Stelltechnik.

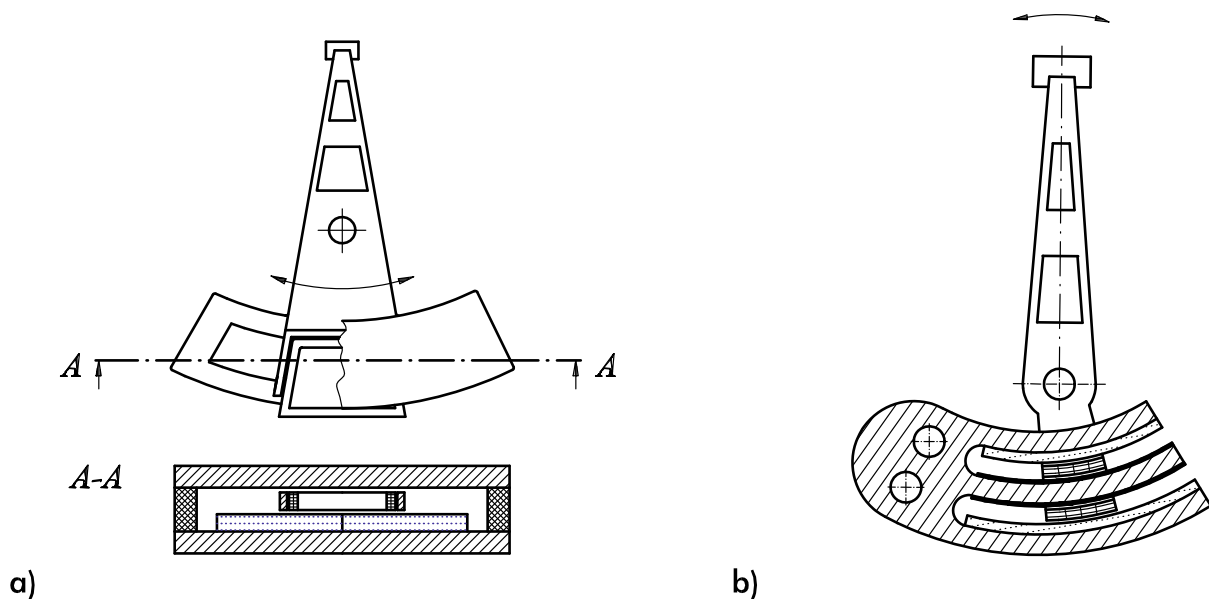


Abb. 3.27: Schwenkantriebe
a) mit Flachspule; b) mit Kastenspule (mit zusätzlicher Kurzschlusswicklung auf dem Eisenkern)

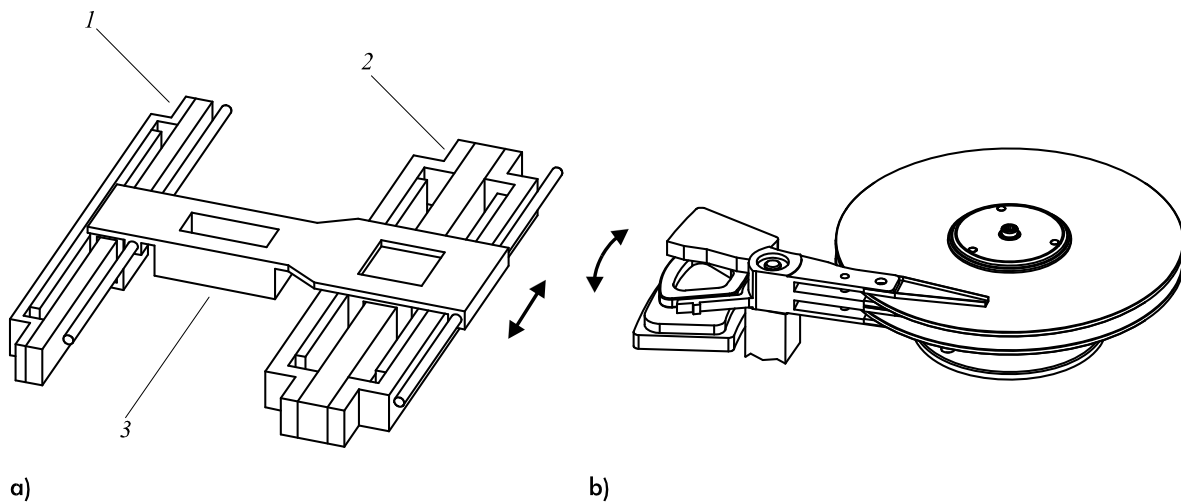


Abb. 3.28: Anwendungen elektrodynamischer Linearmotoren

a) Linearmotor und als Tachogenerator genutzter Linearmotor in einem CD-Player;

b) Schwenkantrieb in einem Festplattenlaufwerk

1 Tachogenerator; 2 Linearmotor; 3 Lesekopfschacht

Die Realisierung größerer Bewegungsbereiche erfordert den Übergang zur *Wechselpol- bzw. Heteropolarausführung* und damit auch den Einsatz einer *Strangkommutterung*, d. h. eine lageabhängige mechanische (Bürsten) oder vorzugsweise elektronische (bürstenlose) Kommutierung. *Zwei- oder dreisträngige* Wicklungen sind üblich. Abb. 3.29 verdeutlicht das Prinzip eines solchen Motors. Abb. 3.30 zeigt typische Ausführungsformen.

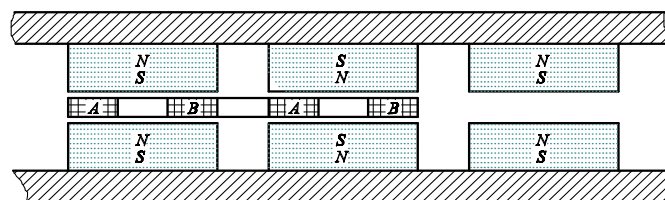


Abb. 3.29: Prinzip eines Gleichstromlinearmotors in Wechselpol- bzw. Heteropolarausführung (hier mit Flachspulen)

Die Kommutierung wird vom Wegmesssignal oder durch Hallsensoren gesteuert. Der feststehende Stator kann dem geforderten Bewegungsbereich in der Länge angepasst werden, während das bewegte Spulensystem gegenüber dem Bewegungsbereich vergleichsweise klein und massearm bleibt. Wegen des größeren Bewegungsbereiches gestaltet sich die Stromzuführung zur Spule über flexible Leitungen oder auch Schleifkontakte aufwändig.

Bei größeren Kräften sind neben den eisenlosen auch eisenbehaftete Läufer in meist asymmetrischer Anordnung üblich. Dadurch entstehen jedoch erhebliche Grenzflächenkräfte als Anziehungs- bzw. Normalkräfte zwischen Läufer und Stator, die einerseits von der Führung abzufangen sind, andererseits bei Gleit- oder Wälzführungen starke Reibkräfte bewirken. Diese erreichen durchaus den zehnfachen Wert der Schubkräfte. Elektronisch kommutierte Gleichstromlinearmotoren entsprechen in ihrem Aufbau und Betriebsverhalten Synchron-Linearmotoren.

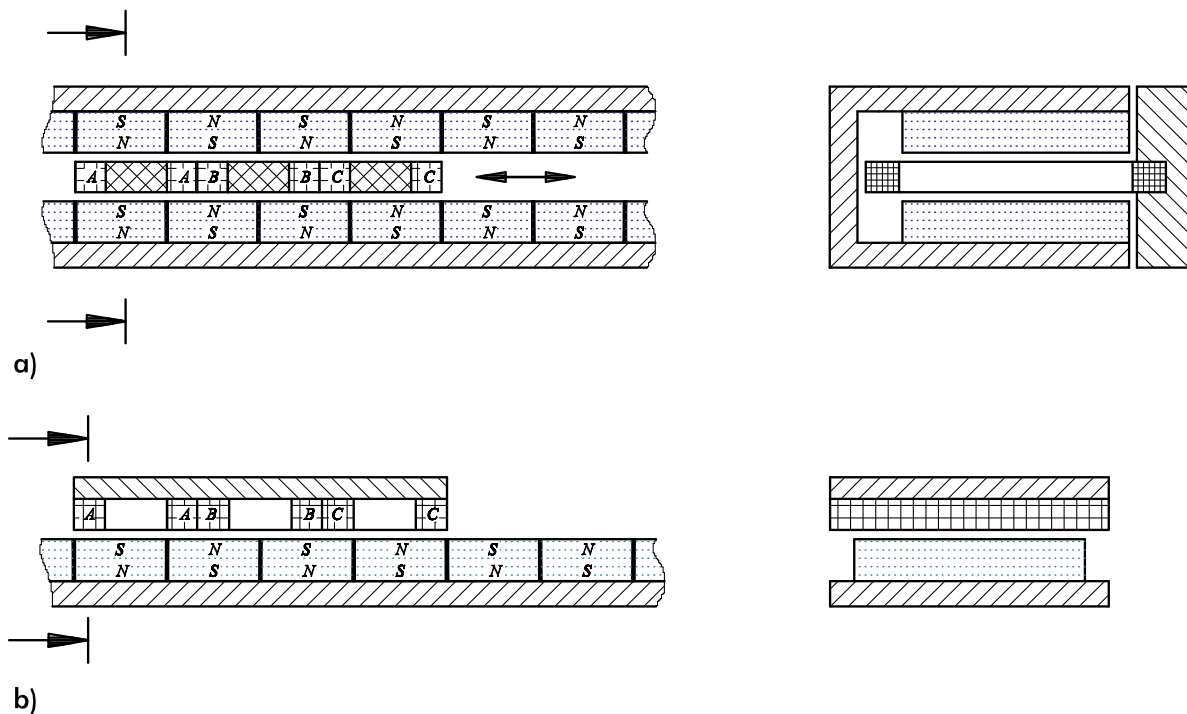


Abb. 3.30: Kommutierte Gleichstromlinearmotoren mit eisenloser Wicklung
 a) eisenlose dreisträngige Wicklung ohne ausgeprägte Wickelköpfe;
 b) dreisträngige eisenbehaftete Wicklung

Bauformen mit bewegten Magneten. Die elektrodynamische Kraftwirkung tritt zwischen elektrischem und magnetischem Teilsystem auf, demzufolge können auch Teile des magnetischen Kreises beweglich und das Spulensystem gestellfest angeordnet werden. Allerdings ist der magnetische Kreis dann nicht mehr in sich starr. Durch Relativbewegungen innerhalb des magnetischen Kreises treten Reluktanzkräfte/Kräfte auf Grenzflächen und auch Ummagnetisierungen im Eisenrückschluss und damit erhebliche Dämpfungen auf. Von Vorteil ist, dass keine Stromzuführung zu beweglichen Teilen benötigt wird. Durch Tausch der bewegten und gestellfesten Teile lassen sich Lösungen mit bewegten Magneten entwickeln (Abb. 3.31).

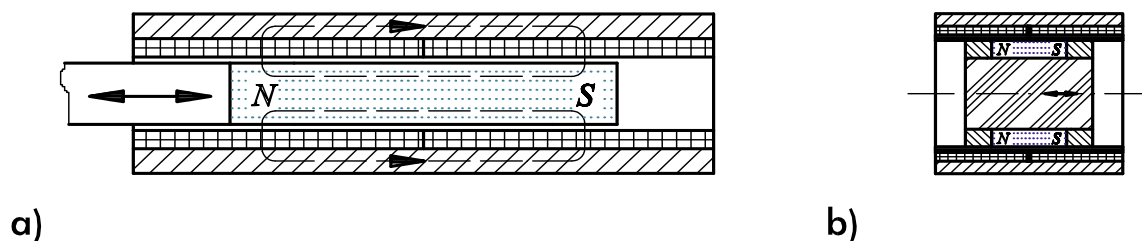


Abb. 3.31: Gleichstromlinearmotoren mit bewegten Magneten
 a) Prinzip; b) Bauform mit freiem Mitteldurchgang

Die Realisierung größerer Bewegungsbereiche erfordert auch hier den Übergang zu Wechselepolausführungen und damit den Einsatz einer vorzugsweise elektronischen Strangkommutierung. Bauformen zeigt Abb. 3.32. Im Vergleich zu Motoren mit bewegten Spulen ist der konstruktive und fertigungstechnische Aufwand sowie der Kup-

ereinsatz für die Realisierung einer mehrsträngigen linearen Statorwicklung entlang des gesamten Bewegungsbereiches jedoch erheblich höher als der Aufwand für eine alternierende Magnetanordnung im Stator.

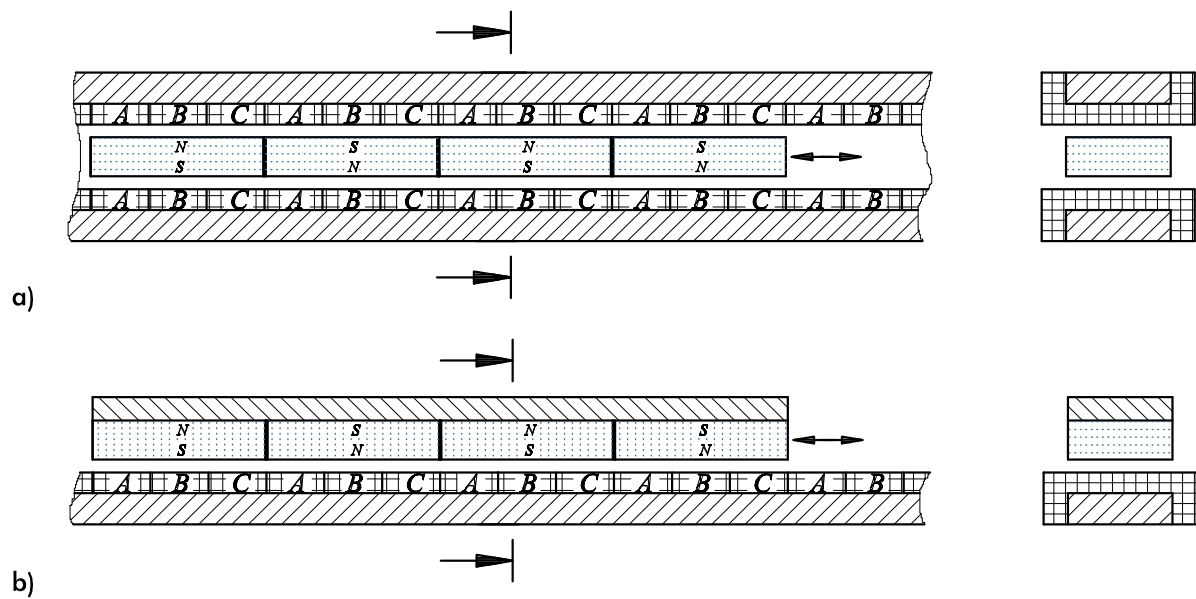


Abb. 3.32: Gleichstromlinearmotoren mit bewegten Magneten in Wechsellapausführungen mit Kommutierung

a) dreisträngiger Motor mit bewegten Magneten; b) dreisträngiger Motor mit bewegten Magneten und mitbewegten Rückschlusssteilen

3.5.3 Mehrkoordinatenantriebe

Durch die Verbindung von Direktantrieben für unterschiedliche Koordinaten lassen sich auch hier mehrere Bewegungsachsen in einem System realisieren (z.B. x-y, ϕ -z usw.). Als Beispiel für einen solchen Mehrkoordinatenantrieb zeigt zunächst Abb. 3.33 einen Dreh-Schub-Motor.

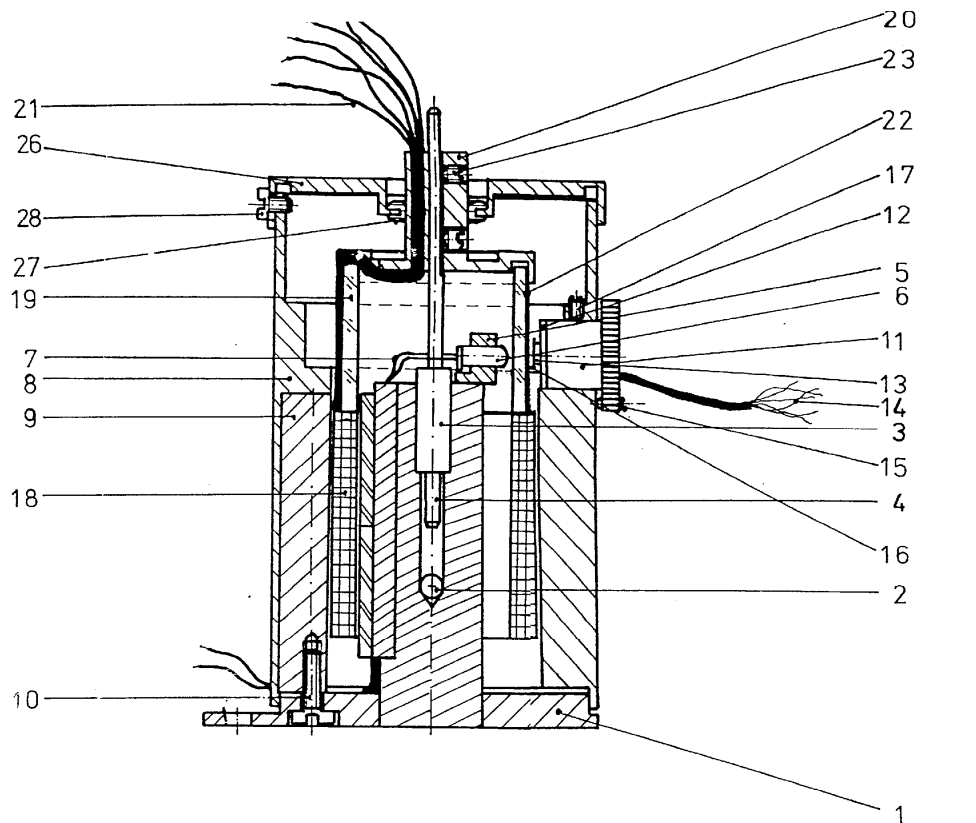


Abb. 3.33: Versuchsmuster eines Dreh-Schub-Motors

1	Bodenplatte	10	Zylinderschraube	19	Glaszylinder
2	Kugel	11	Messelementhalter	20	Anschlusstück
3	Kugelbüchse	12	Kunststoffscheibe	21	Litze
4	Motorwelle	13	Empfängerelemente	22	Kreuzrasterfolie
5	LED-Halterung	14	Zuleitung	23	Gewindestift
6	Leuchtdiode	15	Gewindestift	24	Rotationsanschlag
7	Zuleitung LED	16	Gitterfolie	25	Zylinderschraube
8	Gehäuse	17	Gewindestift	26	Deckel
9	Bolzen	18	Wickelkörper	27	Filzring

Dreh-Schub-Motoren haben die Aufgabe, eine Rotations- und eine Linearbewegung zu erzeugen und diese auf eine gemeinsame Antriebswelle ohne zusätzliche Bewegungswandler zu übertragen. Dabei sollen beide Bewegungen getrennt ansteuerbar sein und dürfen sich gegenseitig nicht beeinflussen. Der Rotor besteht hier beispielsweise aus einem verkoppelten Spulensystem, wobei eine oder mehrere Spulen für die Translationsbewegung und eine oder mehrere Spulen für die Rotationsbewegung mechanisch fest miteinander verbunden sind. Der gemeinsame Stator, bestehend aus einem oder mehreren Permanentmagneten und Flussführungsteilen, nimmt beide Spulen in zwei getrennten oder einem gemeinsamen Luftspalt auf. Bei Stromfluss durch eine der beiden Spulen erfolgen nach dem elektrodynamischen Prinzip eine Dreh- bzw. eine Schubbewegung.

Ein anderes Prinzip zeigt Abb. 3.34. Hier sind die Antriebsspulen über die Führungshülse mechanisch miteinander verknüpft, und beide Antriebsteile besitzen getrennte Magnetfelder, im Gegensatz zu dem in Abb. 3.33 dargestellten Motor, in dem sich beide Spulensysteme im gleichen Luftspalt befinden.

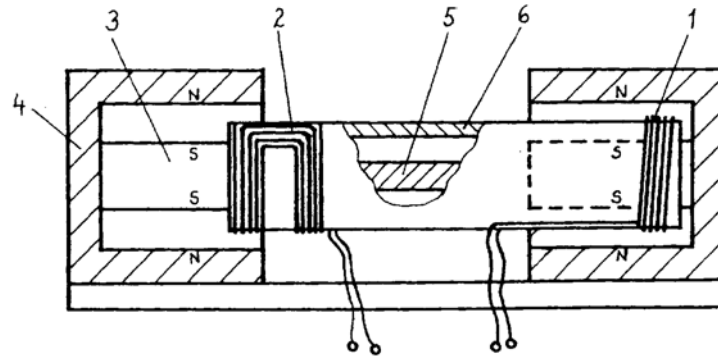


Abb. 3.34: Kombiniertes Dreh-Schubantrieb

1 Tauchspule; 2 Drehspule; 3 Eisenkern mit Dauermagnetsystem; 4 Eisenrückschluss; 5 Führungsstange; 6 Führungshülse

Auch Kreuztischantriebe sind als integrierte Mehrkoordinatenantriebe nach dem elektrodynamischen Wirkprinzip realisierbar, Abb. 3.35. Zur effektiven Ansteuerung werden hier auch integrierte Mehrkoordinaten-Messsysteme benötigt, meist inkrementale Glasmaßstäbe mit Kreuzrasterung, die im Durchlicht abgetastet werden. Durch Detektion mit horizontalen und vertikalen Abtastgittern ist eine Selektion der rotatorischen und translatorischen Bewegungsanteile möglich.

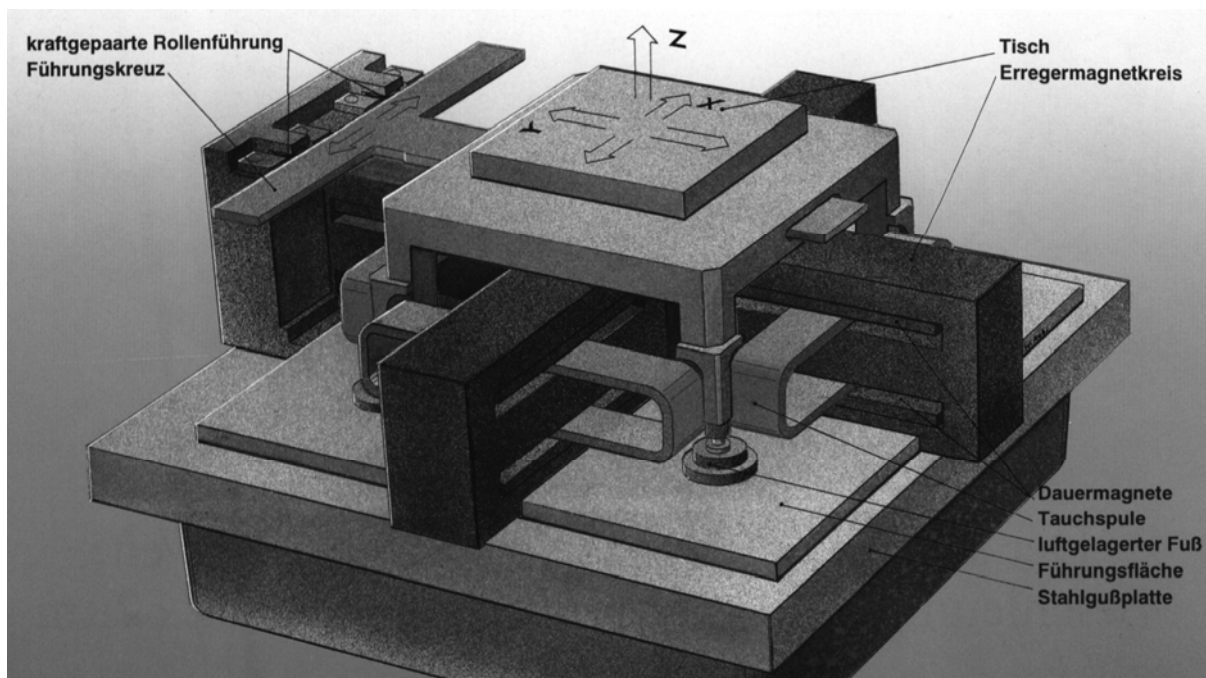


Abb. 3.35: Direkt angetriebener Kreuztisch mit integrierten Lineardirektantrieben (Kastenspulensystem der Firma LPKF CAD/CAM Systeme Suhl)

3.6 Betriebsverhalten von elektrodynamischen Antrieben

Bewegungsverhalten. Von seinem Bewegungsverhalten her ist ein elektrodynamischer Antrieb ein kontinuierliches Antriebssystem. Für Positionieraufgaben wird der Aufbau eines geschlossenen Regelkreises erforderlich.

Ansteuerung/Leistungsstellglied. Zunächst genügen dafür eigentlich *analoge Leistungsverstärker* (Operationsverstärker, diskrete Transistorendstufen). Dies gilt jedoch nur für kleine Leistungen. Wegen der hohen Verlustleistung an dessen Endstufen im linearen Verstärkerbetrieb wird bei größeren Leistungen eine getaktete Leistungsstellung in Form eines *Pulsstellers* genutzt. Da die Endstufen hier nur im Schaltbetrieb arbeiten (vollständig offen oder geschlossen), bleiben die Leistungsverluste klein. Durch die Induktivität der Motorspule stellt sich trotzdem ein Strommittelwert bzw. ein Mittelwert einer Bewegungsgröße im Ergebnis einer gepulsten Spannungsbeaufschlagung ein, Abb. 3.36.

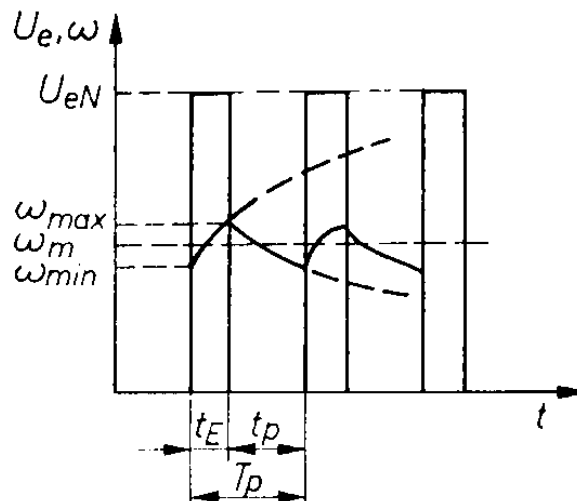
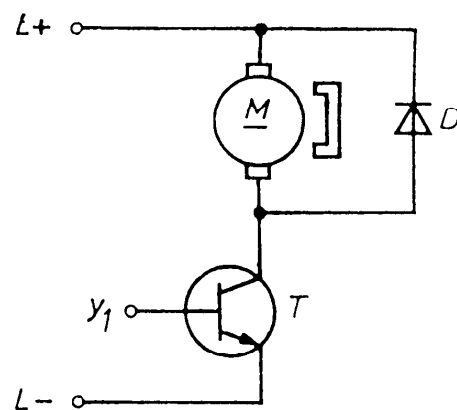


Abb. 3.36: Pulssteller für Gleichstrommotoren - Prinzip (nach /1/)

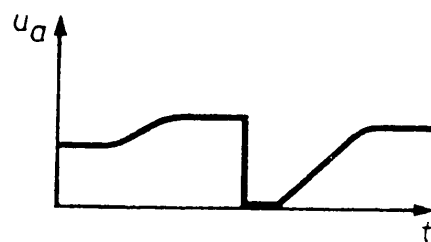
Zur Veränderung dieses Mittelwertes wird häufig nicht die Spannungsamplitude, sondern die Einschaltdauer bei fester Taktfrequenz von 15 bis 20 kHz genutzt, Abb. 3.37. Man spricht dann von Pulsweitenmodulation. Abb. 3.38 und 3.39 verdeutlichen Vierquadranten-Pulssteller, die auch eine Richtungsumkehr ermöglichen.

Die prinzipielle Funktionsweise einer pulsweitenmodulierten Ansteuerung hinsichtlich des Zusammenwirkens von Brückenansteuerschaltung (Logikansteuerung U_{logic}), Motorspannung (Brückenspannung U_M) und dem Motorstrom (I_M) verdeutlicht Abb. 3.40. Das Zusammenwirken von Ansteuerung und Motorstrom bzw. Motorspannung führt zu einer Tiefpassfilterung und Zentrierung.

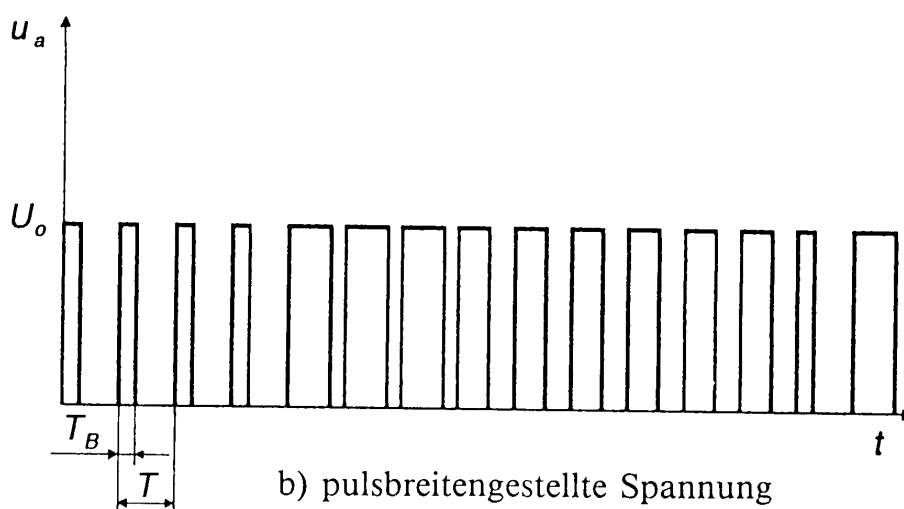
Ansteuerung eines Gleichstrommotors im Einquadrantenbetrieb



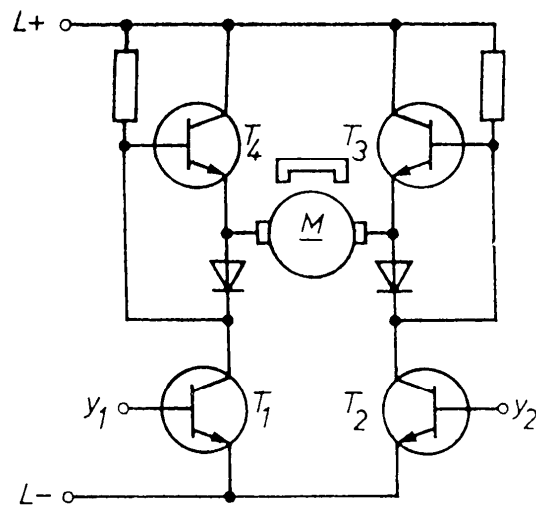
Ankerspannung im Einquadrantenbetrieb



a) betragsgestellte Spannung

**Abb. 3.37:** Funktionsprinzip eines Einquadranten-Pulsstellers (nach /1/)

Ansteuerung eines Gleichstrommotors im Vierquadrantenbetrieb



Ankerspannung im Vierquadrantenbetrieb

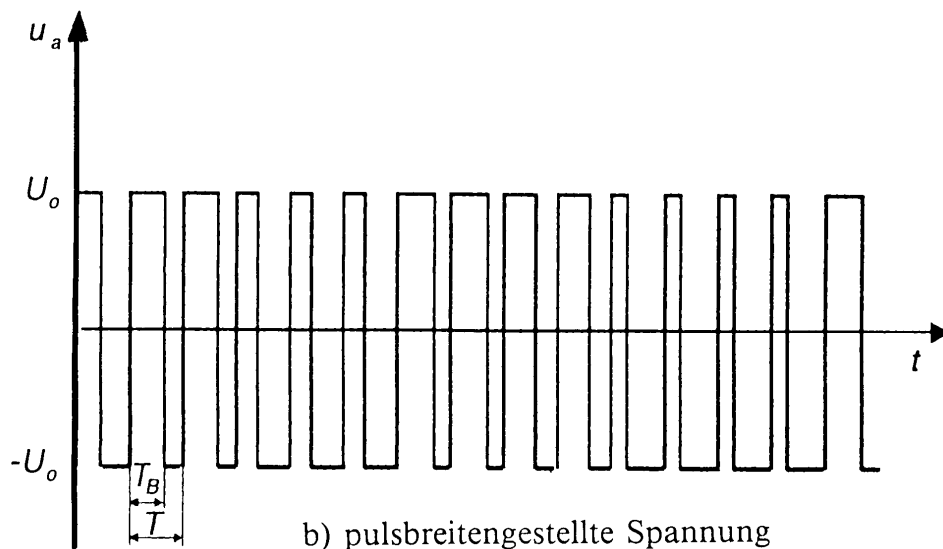
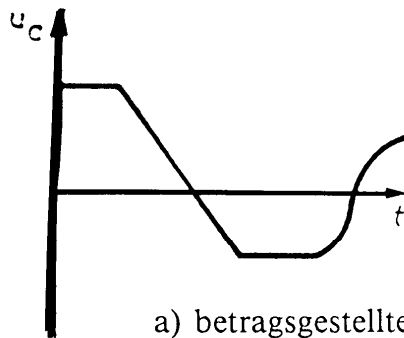


Abb. 3.38: Funktionsprinzip eines Vierquadranten-Pulsstellers (nach /1/)

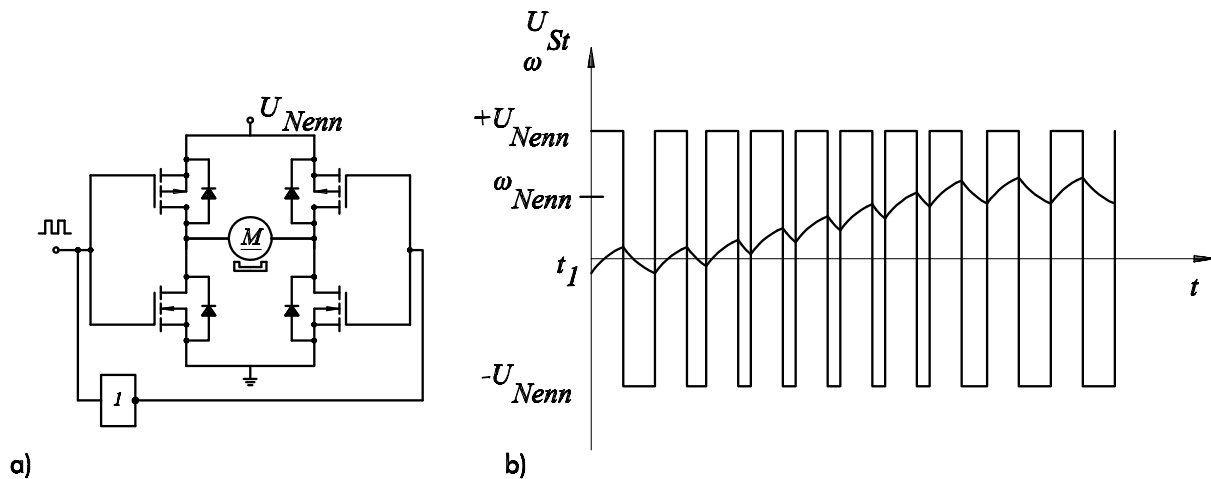


Abb. 3.39: Vierquadranten-Pulssteller in aktueller Schaltungstechnik

a) Endstufe eines Vierquadranten-Pulsstellers; b) Arbeitsprinzip am Beispiel des Hochlaufens auf Nenndrehzahl (qualitativ)

U_{St} Stellspannung am Motor; ω Drehzahl des Motors

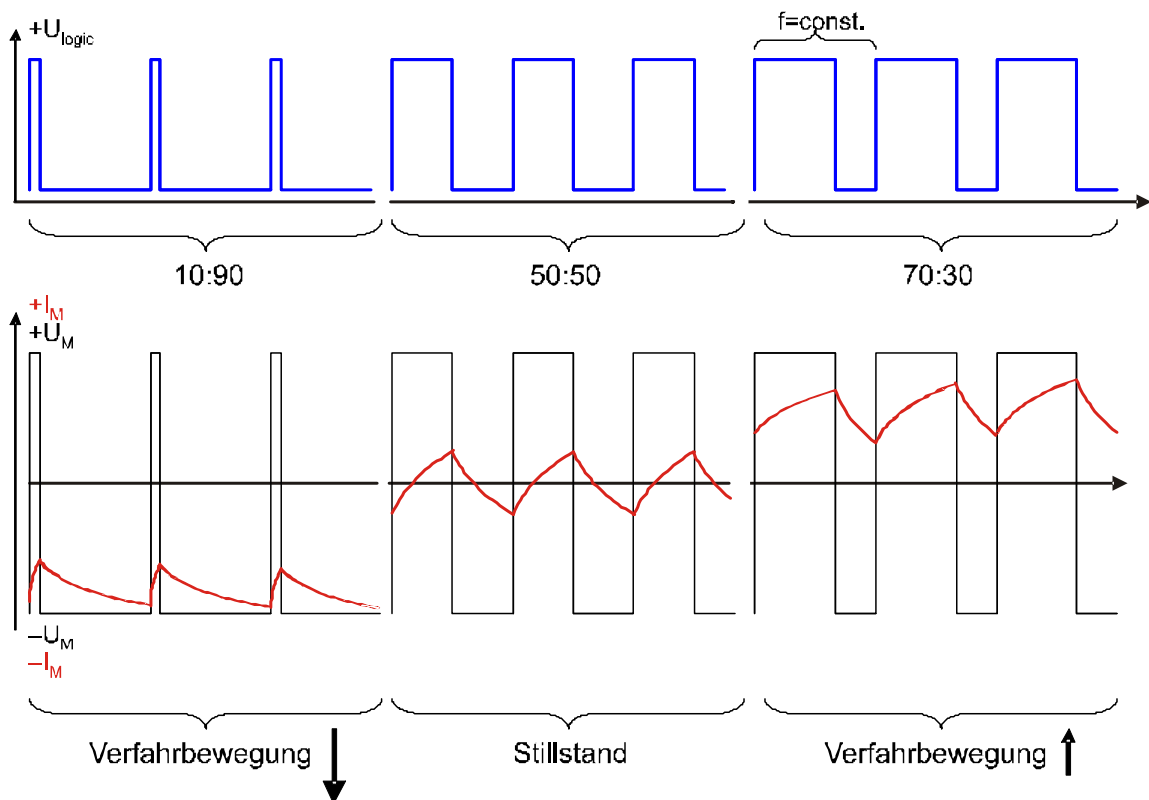


Abb. 3.40: Prinzipielle Funktionsweise einer pulswidenmodulierten Vierquadrantenendstufe

Es ist zu beachten, dass dabei auch im Motorstillstand eine Verlustleistung auftritt. Zwar ist der Strommittelwert null ($I = 0$), jedoch tritt eine periodische Stromänderung um die Nulllage mit der Taktfrequenz auf, so dass die Verlustleistung nicht null wird ($P_{el} \sim I^2$). Insbesondere bei den hier häufig anzutreffenden Antriebswicklungen mit sehr kleinen Induktivitäten, z. B. bei Flachspulen ohne umfassten Eisenkreis, ist diese periodische Stromänderung dann nicht mehr zu vernachlässigen.

Kommutierung. Neben dem Leistungsstellglied ist auch eine Kommutierung nötig, das heißt eine Zuordnung der Stromrichtung zur Magnetfeldrichtung, in der sich die jeweilige Wicklung befindet. Bei mechanisch kommutierten Motoren geschieht dies durch das mechanische Kommutatorsystem, bestehend aus Kollektorlamellen und Bürsten, vgl. Abb. 3.41.

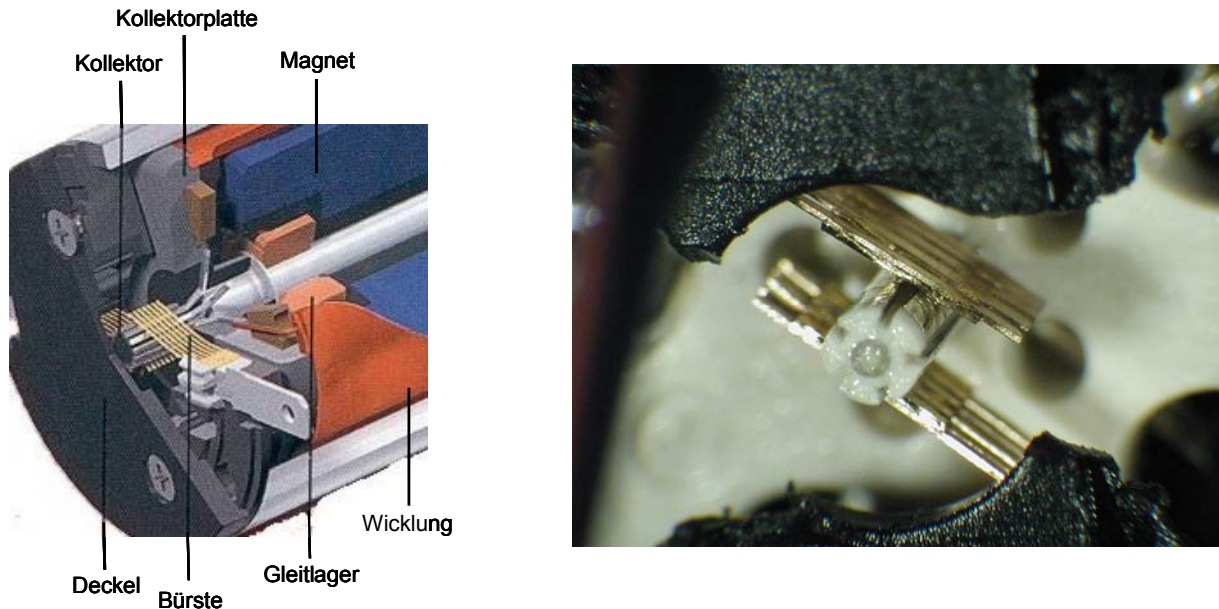


Abb. 3.41: Mechanischer Kommutator mit Edelmetall-Bürsten (Quellen: maxon motor und Faulhaber)

Bei elektronischer Kommutierung erfolgt die lageabhängige Kommutierung über eine von der Läuferlage (Magnetläufer) abhängige Ansteuerung feststehender Wicklungen mittels elektronischer Endstufen. Dazu sind Messsysteme zur Erfassung der Läuferlage nötig.

Die Bestromung der Wicklung kann dabei

- lageabhängig blockförmig (Blockkommutierung),
- mit trapezförmigen Übergängen (Trapezkommutierung) oder
- lageabhängig sinusförmig (Sinuskommutierung)

erfolgen.

Abb. 3.42 zeigt dazu beispielhaft zunächst einen zweisträngigen Lineardirektantrieb mit verschiedenen Wicklungsgestaltungen. Abb. 3.43 und 3.44 zeigen normierte Stromverläufe in den beiden Spulen bei Block- bzw. Sinuskommutierung. Abb. 3.45 verdeutlicht zur gleichen Thematik eine dreisträngige Sinuskommutierung eines eisenhaltigen Flachspulmotors.

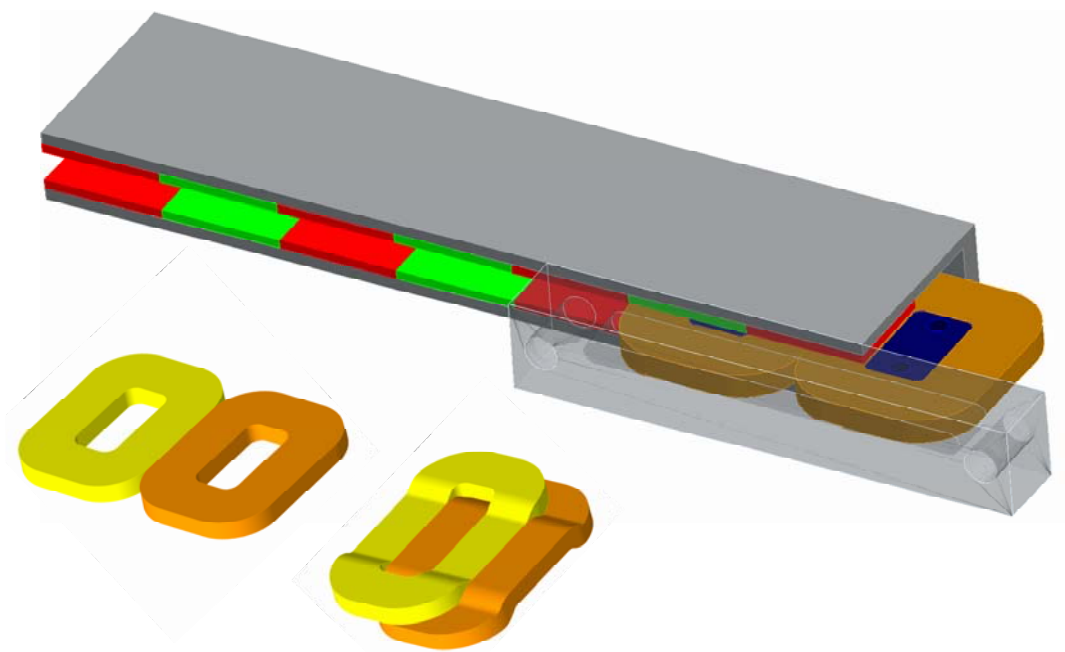


Abb. 3.42: Zweisträngiger Lineardirektantrieb mit verschiedenen Wicklungsgestaltungen

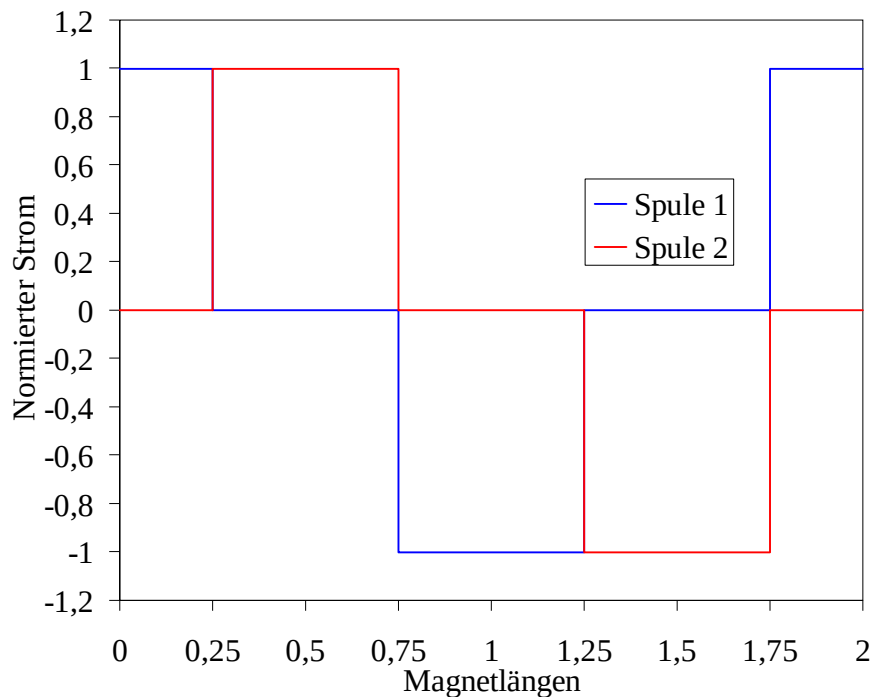


Abb. 3.43: Blockkommutierter Stromverlauf, normiert

Messsystem. Da elektrodynamische Antriebe keine interne Maßverkörperungen besitzen, müssen sie bei Anwendungen für Stell- bzw. Positionieraufgaben durch zusätzliche Weg- und gegebenenfalls Geschwindigkeitsmesssysteme zur Rückführung der Bewegungsgrößen sowie durch angepasste Regelkreis- und Reglerstrukturen zu einem geschlossenen Regelkreis komplettiert werden.

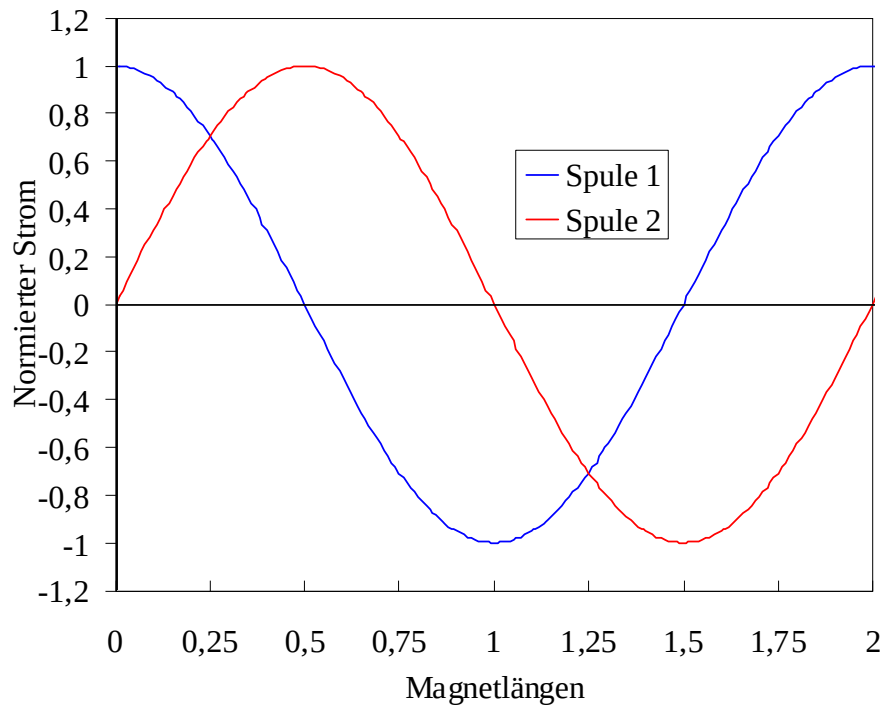


Abb. 3.44: Sinuskommutierter Stromverlauf, normiert

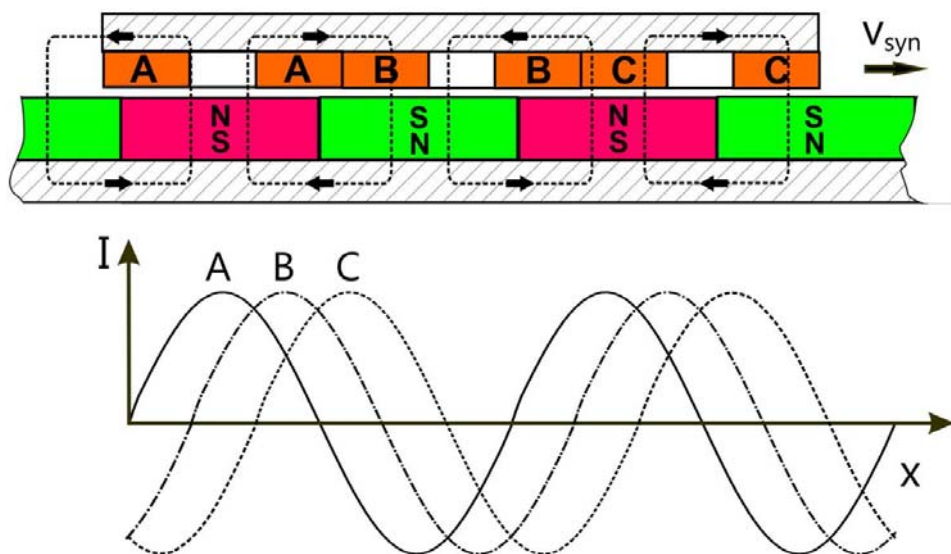


Abb. 3.45: Permanentregter dreisträngiger linearer Synchronmotor, sinuskommutiert
(Quelle: Diss. Joerges)

Messsysteme zum Erfassen der Position oder Geschwindigkeit sind dabei möglichst direkt am Abtrieb anzubringen, Abb. 3.46. Als Weg- bzw. Winkelmesssysteme eignen sich vorzugsweise digital arbeitende relative oder absolute Inkrementalmaßstäbe, magnetische Geber oder auch interferometrische Wegaufnehmer, wobei aus deren Zähhfrequenzen auch Geschwindigkeitsinformationen zu gewinnen sind. Die erzielbaren Auflösungen gehen je nach System bis in den μm -Bereich bei hoher Absolutgenauigkeit, die Kosten sind jedoch zu beachten.

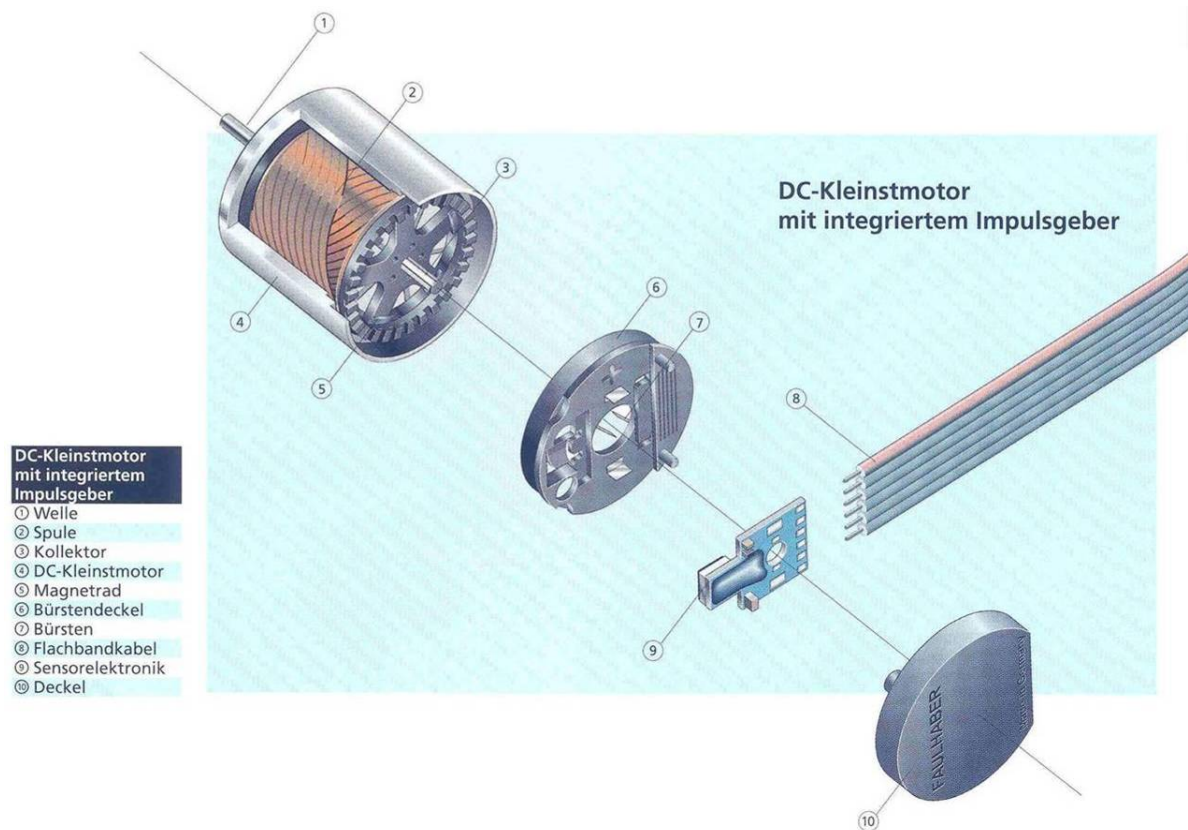


Abb. 3.46: Integrierter magnetischer Impulsgeber in einem DC-Kleinmotor (Quelle: Faulhaber)

Analoge Weg- bzw. Winkelaufnehmer mit den aus dem analogen Arbeitsprinzip resultierenden Nachteilen sind kostengünstiger, aber nur für kleine Bewegungsbereiche sinnvoll, beispielsweise induktive Wegaufnehmer nach dem Differentialtransformator- oder Differentialdrosselprinzip. Es lassen sich dabei lineare Auflösungen von $1\ \mu\text{m}$ (bei kleinen Messlängen auch noch wesentlich darunter) mit allerdings nicht so guten Absolutgenauigkeiten über den gesamten Messbereich erzielen. Die Ableitung von Geschwindigkeitssignalen durch Differenzieren ist möglich, günstiger sind jedoch separate Geschwindigkeitsmesssysteme bzw. Tachogeneratoren.

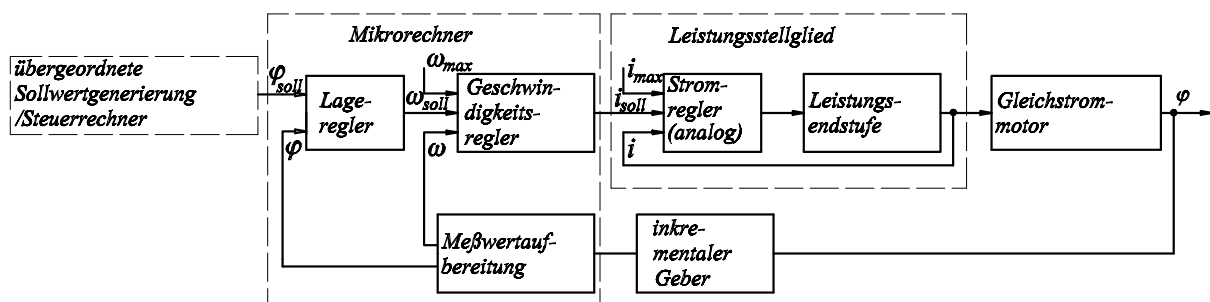
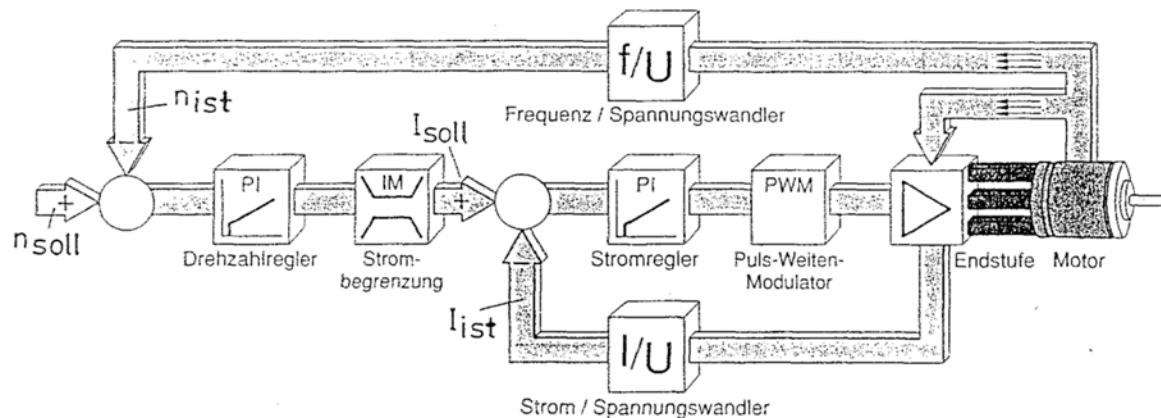


Abb. 3.47: Typische Struktur eines Positioniersystems mit Gleichstrommotor (kaskadierter Regelkreis mit Mikrorechnerregler)

Regelkreis. Als *Regelkreisstrukturen* werden häufig mehrfach kaskadierte Regelkreise eingesetzt (Abb. 3.47 und 3.48). Eine *unterlagerte Stromregelung* dient dem Verbessern der Reaktionszeiten durch Kompensation der bewegungsinduzierten

Gegenspannung und eventuell der elektrischen Zeitkonstante sowie gegebenenfalls auch dem Unterdrücken von Nichtlinearitäten der Motormomente infolge temperaturabhängiger Änderungen des Wicklungswiderstandes. Eine *Geschwindigkeits- bzw. Drehzahlregelung* wird bei hochdynamischen Systemen dazu überlagert angeordnet, sofern ein Geschwindigkeits- bzw. Drehzahlsignal mit vertretbarem Aufwand ableitbar ist. Dies wird im Teil 3 der Manuskriptreihe und in den Übungen und Praktika vertieft.



Signalflussplan der Regelung eines EC-Motors mit Pulsweitenmodulation (Firma Papst).

Abb. 3.48: Typische Struktur eines Drehzahlregelkreises mit EC-Motor als kaskadierter Regelkreis mit Kommutierung (Quelle: Firma ebm-papst)

Genauigkeit. Da keine interne Maßverkörperung vorliegt, hängt die Genauigkeit eines elektrodynamischen Antriebes zunächst nicht vordergründig nur vom Motor ab. Mechanische Aspekte im Motor wie Lagerungsspiel seien dabei zunächst ausgenommen. Die *Auflösung und Positioniergenauigkeit* werden vom Messsystem bestimmt, sie gehen beispielsweise bei interferometrischer Messung und aerostatischer Führung bis in den nm-Bereich. Durch eine optimale Reglerstruktur mit angepassten Reglerparametern kann die meist sehr hohe Genauigkeit des Messsystems auch am Abtrieb des Gesamtsystems gesichert werden, wenn nicht Spiel in der Bewegungsübertragung dies verhindert. Gegenkräfte und Reibung lassen sich durch Regler mit integralen Anteilen meist ohne Positionsabweichung ausregeln.

3.7 Zusammenfassung

Elektrodynamische Antriebs- und Stellsysteme zeichnen sich durch einen einfachen Motoraufbau mit vergleichsweise geringen mechanischen Genauigkeitsanforderungen aus. Gleichzeitig können sie eine extrem hohe Dynamik realisieren. Für Stellaufgaben sind jedoch zusätzlich Messsysteme und ein geschlossener Regelkreis erforderlich, der den Aufwand, insbesondere auch den elektronischen, erheblich erhöht. Die erreichbare Genauigkeit ist dann jedoch nur vom Messsystem abhängig, mechanisches Übertragungsspiel ausgeklammert. Derartige Antriebe sind deshalb auch bei höchsten dynamischen und Genauigkeitsanforderungen nutzbar. Ein Vergleich zur elektromagnetischen Stelltechnik erfolgt in Abschnitt 4.4.

4 Elektromagnetische Stelltechnik

Kraftwirkung auf Grenzflächen im magnetischen Kreis bildet die Grundlage für die elektromagnetische Stelltechnik. Die grundlegenden Zusammenhänge sind im Abschnitt 2 dargestellt, dies betrifft die Maxwell'schen Gleichungen und die Materialgleichungen für die Berechnung der magnetischen Felder sowie den Maxwell'schen Spannungstensor zur Schubkraftberechnung.

4.1 Kraftwirkung auf Grenzflächen

Das Arbeitsprinzip elektromagnetischer Stelltechnik soll beispielhaft an einem Gleichstrommagneten dargestellt werden. Abb. 4.1 zeigt den Aufbau mit U-förmigem Joch (Eisenrückschluss), dem Arbeitsluftspalt δ und der Wicklung mit einer Durchflutung $I \cdot w$, die der magnetische Kreis bzw. der Eisenrückschluss umfasst. Das entstehende magnetische Feld ohne Berücksichtigung von Streufeldern ist eingezeichnet.

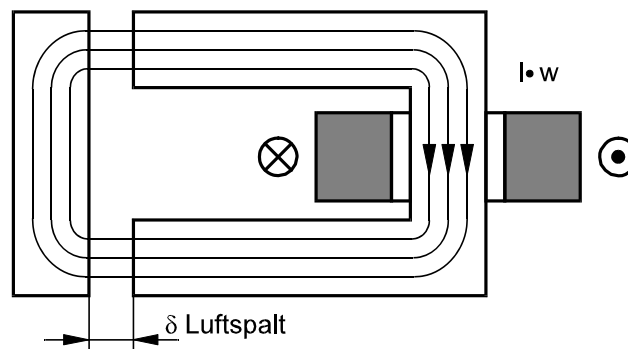


Abb. 4.1: Gleichstrommagnet mit U-förmigem Joch

Abb. 4.2 zeigt die Aufteilung in Teilleitwerte bzw. Feldabschnitte mit jeweils konstanter Feldstärke H_i (homogene Teilfelder). Die Annahme homogener Teilfelder ist gerade für die Eisenteile nur eine sehr grobe Näherung, da das Feld hier einen geometrisch gekrümmten Verlauf innerhalb des Eisens aufweist. Andererseits sind die senkrecht zur Feldrichtung liegenden Endflächen der Eisenquerschnitte Äquipotentialflächen, die Feldinhomogenitäten sind bis zu den Endflächen wieder ausgeglichen.

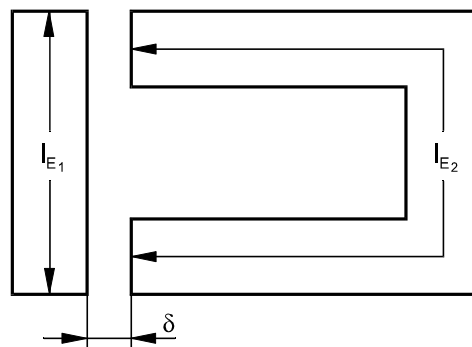


Abb. 4.2: Teilleitwerte des Gleichstrommagneten

Die Berechnung des magnetischen Kreises kann vereinfacht auf konventionellem Wege oder über die Netzwerkberechnung erfolgen. Beides soll dargestellt werden.

a) konventionelle Berechnung über das Durchflutungsgesetz

Aus dem Durchflutungsgesetz

$$\oint \vec{H} d\vec{s} = \Theta = I_w \quad (4.1)$$

folgt unter Aufteilung in Teilbereiche mit konstanten Feldstärken H_i

$$H_{E1} l_{E1} + 2H_L \delta + H_{E2} l_{E2} = I_w. \quad (4.2)$$

Mit

$$\mu_{\text{Eisen}} = \mu_0 \mu_r \text{ und } B = \mu H \quad (4.3)$$

folgt

$$\frac{B_{E1}}{\mu_0 \mu_r} l_{E1} + 2 \frac{B_L}{\mu_0} \delta + \frac{B_{E2}}{\mu_0 \mu_r} l_{E2} = I_w. \quad (4.4)$$

Da Streufelder vernachlässigt sind, folgt für den Fluss die Kontinuitätsgleichung

$$\oint \vec{B} d\vec{A} = 0. \quad (4.5)$$

Bei angenommenen gleichen Querschnitten in allen Teilen gilt dann hier

$$B_{E1} = B_{E2} = B_L. \quad (4.6)$$

Damit ergibt sich über

$$\frac{B_L}{\mu_0} \left[\frac{l_{E1}}{\mu_r} + 2\delta + \frac{l_{E2}}{\mu_r} \right] = I_w \quad (4.7)$$

für die Induktion im Luftspalt

$$B_L = \frac{\mu_0 I_w}{\frac{l_{E1}}{\mu_r} + 2\delta + \frac{l_{E2}}{\mu_r}}. \quad (4.8)$$

Vereinfacht man für ungesättigtes Eisen wegen $\mu_r \gg 1$ weiter, so folgt

$$B_L = \frac{\mu_0 I_w}{2\delta} = \frac{\mu_0 I_w}{l_{\text{Lgesamt}}} \text{ und } H_L = \frac{I_w}{2\delta} = \frac{I_w}{l_{\text{Lgesamt}}}. \quad (4.9)$$

Die gesamte Luftspalllänge l_{Lgesamt} beinhaltet 2δ in dieser konkreten Bauform.

b) Netzwerkmethod

Gleiche Ergebnisse erhält man durch eine Netzwerkberechnung über die Ersatzschaltung nach Abb. 4.3.

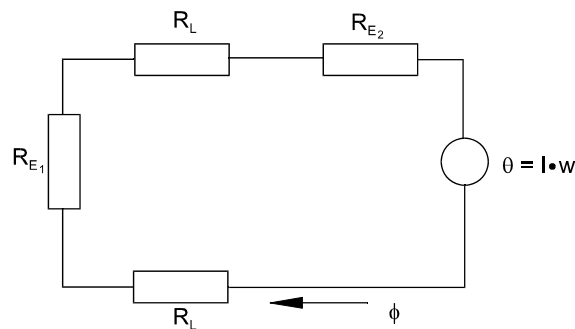


Abb. 4.3: Ersatzschaltung des Gleichstrommagneten

Für den magnetischen Gesamtwiderstand des Reihenkreises folgt hier

$$\begin{aligned}
 R_{\text{ges}} &= \sum R_i = R_{E1} + 2R_L + R_{E2} \\
 &= \frac{l_{E1}}{\mu_0 \mu_r A_{E1}} + \frac{2\delta}{\mu_0 A_L} + \frac{l_{E2}}{\mu_0 \mu_r A_{E2}}.
 \end{aligned}
 \tag{4.10}$$

Das ohmsche Gesetz für den magnetischen Kreis

$$\Theta = R_{\text{mag}} \cdot \Phi \tag{4.11}$$

ergibt dann

$$Iw = R_{\text{mag}} \Phi. \tag{4.12}$$

Setzt man nun wiederum gleiche Querschnitte $A_{E1} = A_{E2} = A_L$ voraus, folgt auch hier über

$$\Phi = B_L \cdot A = \frac{Iw}{R_{\text{mag}}} \tag{4.13}$$

das bekannte Ergebnis

$$B_L = \frac{\mu_0 Iw}{\frac{l_{E1}}{\mu_r} + 2\delta + \frac{l_{E2}}{\mu_r}}. \tag{4.14}$$

Aus den U-förmigen Schenkeln des Magnetkreises bzw. dem Anker treten die Feldlinien senkrecht aus. Entsprechend der Maxwell'schen Zugkraftformel gilt für die Schubkraft damit

$$F_Z = \frac{A}{2\mu_0} B_{\perp}^2. \tag{4.15}$$

Für ungesättigtes Eisen folgt wegen $\mu_r \gg 1$ für die genäherten Flussdichte wieder die Beziehung $B_L = \mu_0 Iw/2\delta$, vergleiche Gl. 4.9.

Aus beiden Berechnungsmethoden folgt damit für die Schubkraft auf die beiden Schenkel bzw. den Anker mit $A = 2 A_E$

$$F_Z = \frac{A}{2\mu_0} B_{\perp}^2 = \frac{A_E}{\mu_0} B_{\perp}^2 = \mu_0 \frac{A_E \cdot I^2 w^2}{(2\delta)^2} = \mu_0 \frac{A_E I^2 w^2}{I_{\text{gesamt}}^2}. \quad (4.16)$$

An diesem einfachen Beispiel sollte der Rechengang verdeutlicht werden. Natürlich treten in der Realität diverse Streufelder auf, beispielsweise Streufelder unmittelbar neben den bisher als homogen betrachteten Arbeitsluftfeldern oder Streufelder innen zwischen den Schenkeln. Auch dies könnte über eine Netzwerkberechnung jedoch berücksichtigt werden, wenn die Streufelder durch Näherungsbeziehungen berechenbar sind, siehe dazu Gl. 2.58. Abb. 4.4 verdeutlicht dies für gleiche Anordnung unter Berücksichtigung der Streufelder zwischen den Schenkeln.

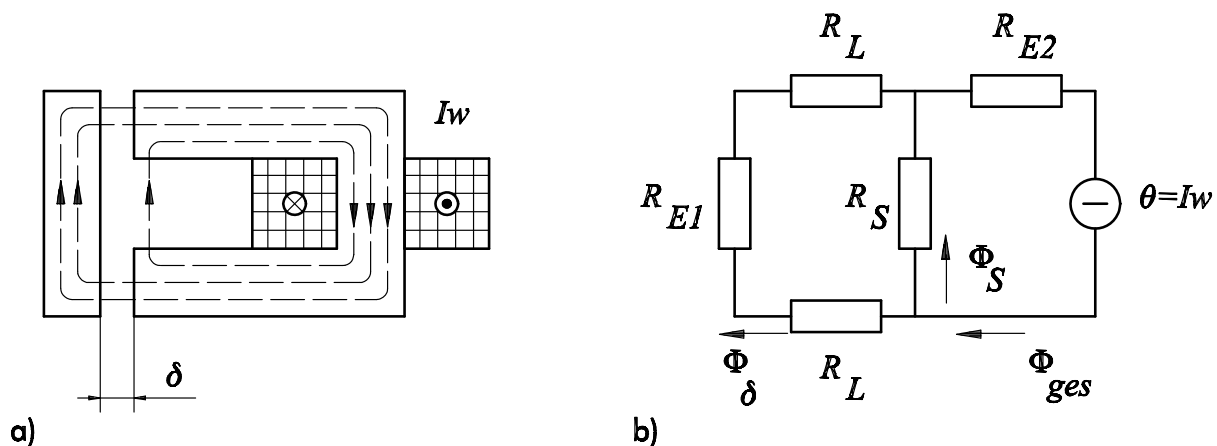


Abb. 4.4: Magnetischer Kreis eines Elektromagneten mit Streufeld zwischen den Schenkeln

a) Magnetkreis mit Arbeitsluftspalt δ und Durchflutung (Erregung) Iw ;

b) Ersatzschaltung; R_E magnetischer Widerstand des Eisens; R_L magnetischer Widerstand des Luftspaltes; R_S magnetischer Widerstand für den Streufluss (Luftwiderstand); Φ_{ges} Gesamtfluss; Φ_L Luftspaltfluss; Φ_S Streufluss

Gleiches Ergebnis kann man, wie aus der Physik bekannt, statt aus Feldgrößen auch aus dem Energiesatz über

$$F_{\text{mag}} = \frac{i^2}{2} \frac{dL(\delta)}{d\delta} = \frac{i^2 w^2}{2} \frac{dG_{\text{mag}}(\delta)}{d\delta} \quad (4.17)$$

herleiten. Für die Induktivität L gilt dabei

$$L = w^2 G_{\text{mag}} = \frac{w^2}{R_{\text{mag}}}. \quad (4.18)$$

Die Schubkraft hängt von der Leitwertänderung bei Änderung des Luftspaltes ab. Da der magnetische Widerstand auch als Reluktanz bezeichnet wird, hat sich auch die Bezeichnung Reluktanzmotor für derartige, insbesondere rotatorische Motoren ausgeprägt. Es sei jedoch darauf hingewiesen, dass die Berechnung über den Energiesatz erfolgt. Auch elektrodynamische Antriebe können über den Energiesatz berechnet werden, sind deshalb jedoch keine Reluktanzantriebe.

4.2 Grundstruktur elektromagnetischer Stelltechnik

Elektromagnetische Antriebe lassen sich in 4 Teilsysteme aufgliedern:

- ein **elektrisches Teilsystem**, bestehend aus der Spulenwicklung und der zugehörigen Stromversorgung sowie der Ansteuer- bzw. Regeleinrichtung,
- ein **magnetisches Teilsystem**, bestehend aus der elektrischen oder/und permanentmagnetischen Erregung, den Flussführungsteilen sowie den Arbeitsluftspalten,
- ein **mechanisches Teilsystem**, bestehend aus den Stütz- und Führungssystemen sowie den bewegten Massen, Gegenkräften, Reibeinflüssen und anderen mechanischen Einflüssen,
- ein **thermisches Teilsystem**, bestehend aus den elektrischen, magnetischen und mechanischen Komponenten und ihren Wärmeleit-, Wärmestrahlungs- und Konvektionscharakteristika in Verbindung mit den umgebenden Umweltbedingungen.

Die Beziehungen zwischen den einzelnen Teilsystemen zeigt zunächst Abb. 4.5.

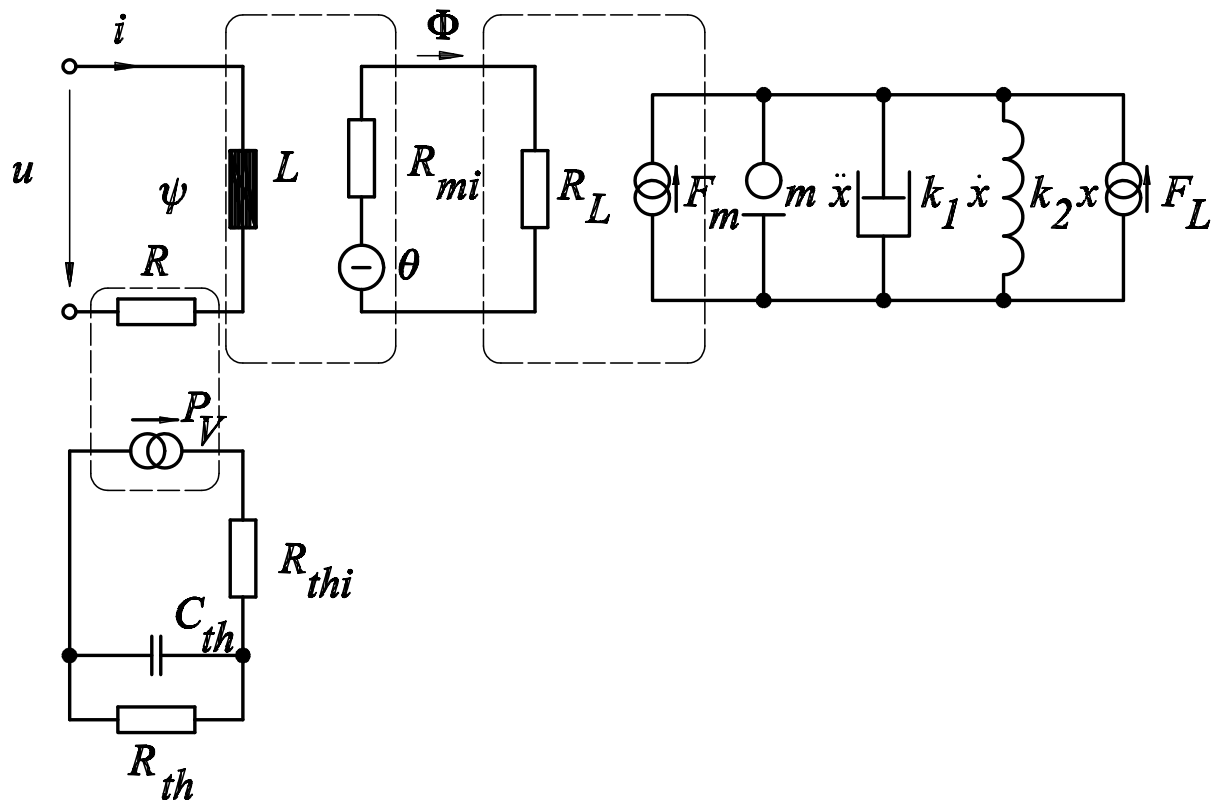


Abb. 4.5: Grundstruktur eines Gleichstrommagneten /1/, mit elektrischem, magnetischen, mechanischem und thermischem Teilsystem

Abb. 4.6 verdeutlicht die Wechselwirkungen und Begrenzungen in einem solchen elektromagnetischen Antrieb durch Gleichungen.

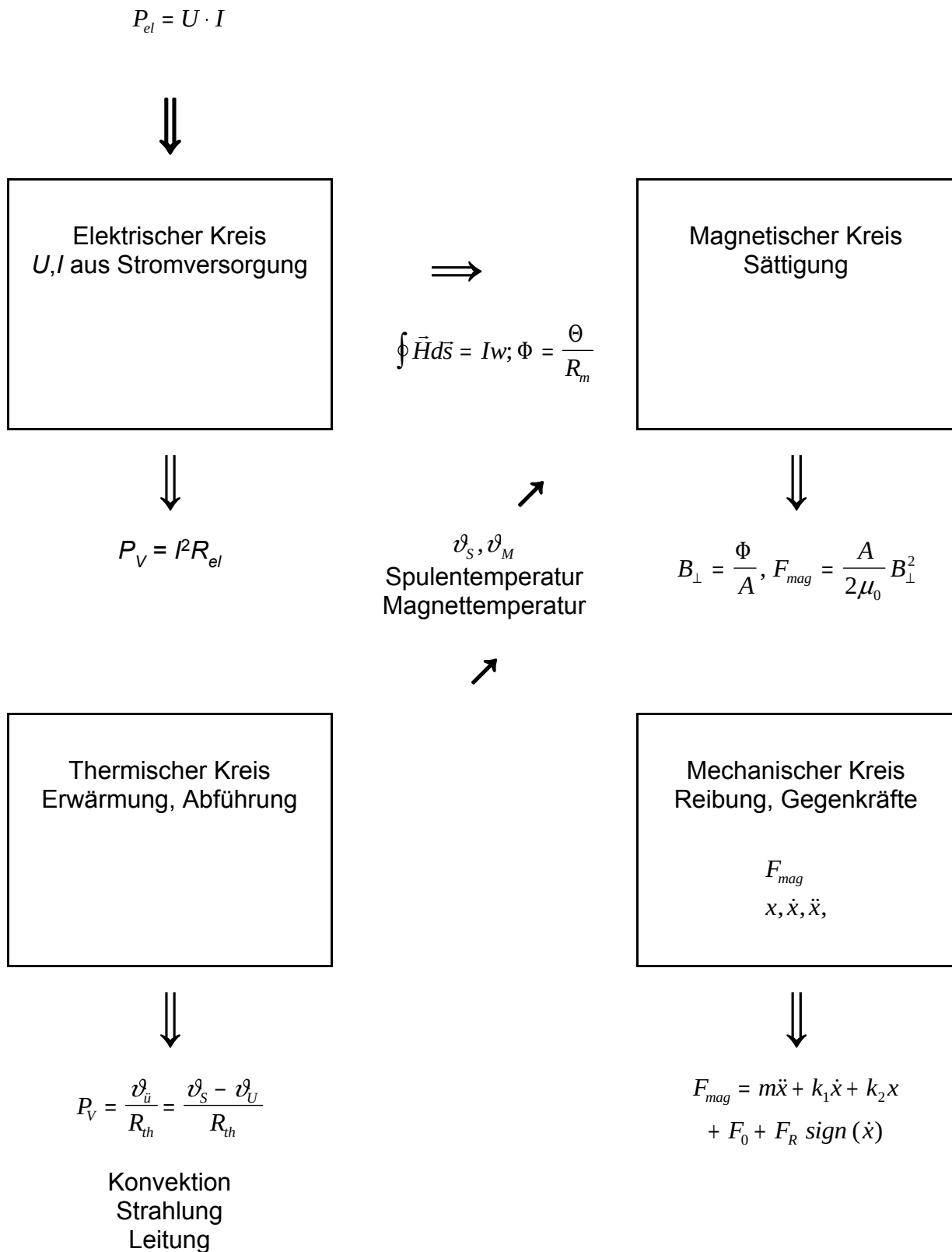


Abb. 4.6: Wechselwirkung der Teilsysteme eines elektromagnetischen Systems

Die zugeführte elektrische Leistung P_{el} wird einerseits zum Aufbau des magnetischen Feldes B genutzt. Bedingt durch den ohmschen Widerstand der Spule entsteht dabei andererseits jedoch eine unerwünschte Wärmeverlustleistung P_v , die durch Wärmeleitung, -strahlung und -konvektion nach außen abgeführt werden muss.

Die erzeugbare Stärke des Magnetfeldes hängt von der Erregung $I \cdot w$ und damit dem zugeführten Strom ab. Dieser wird begrenzt einerseits durch die Stromversorgung andererseits jedoch durch die Möglichkeiten der Wärmeabfuhr im thermischen Kreis. Eine thermische Schädigung beispielsweise der Wicklung darf nicht auftreten, dies begrenzt den Strom I .

Die Umsetzung des Stromes in ein Magnetfeld wird von Werkstoffparametern und der Geometrie bestimmt. Sättigungserscheinungen begrenzen letztlich die Feldgrößen.

Die Höhe der Kraftwirkung hängt schließlich von der erzielbaren Induktion an der Grenzfläche ab. Die durch diese Kraft realisierbaren Bewegungsvorgänge werden wiederum durch mechanische Größen in der Bewegungsgleichung bestimmt, wie zu bewegendende Massen, Gegenkräfte, Reibung u. a.

Diese Teilsysteme wirken sowohl im stationären Betrieb miteinander als auch dynamisch, beispielsweise bei Schaltvorgängen.

4.3 Bauformen elektromagnetischer Stelltechnik

4.3.1 Elektromagnete

4.3.1.1 Bauformen von Elektromagneten

Elektromagnete sind Antriebe für begrenzte lineare (Hubmagnete) oder auch rotatorische Bewegungen (Drehmagnete). Abb. 4.7 zeigt eine Übersicht zu verschiedenen Bauformen. Dargestellt sind einige grundsätzliche E- und U-Magnet-Typen, die bei angezogenem Anker jeweils ähnliche Grundkreise aufweisen. Variationen von Arbeitsluftspalt und Ankerform führen zu Flachanker-, Tauchanker-, Klappanker- oder Drehankermagneten. Am Tauchankermagneten wird gezeigt, dass die konkrete Konstruktion des magnetischen Kreises wiederum sehr mannigfaltig sein kann.

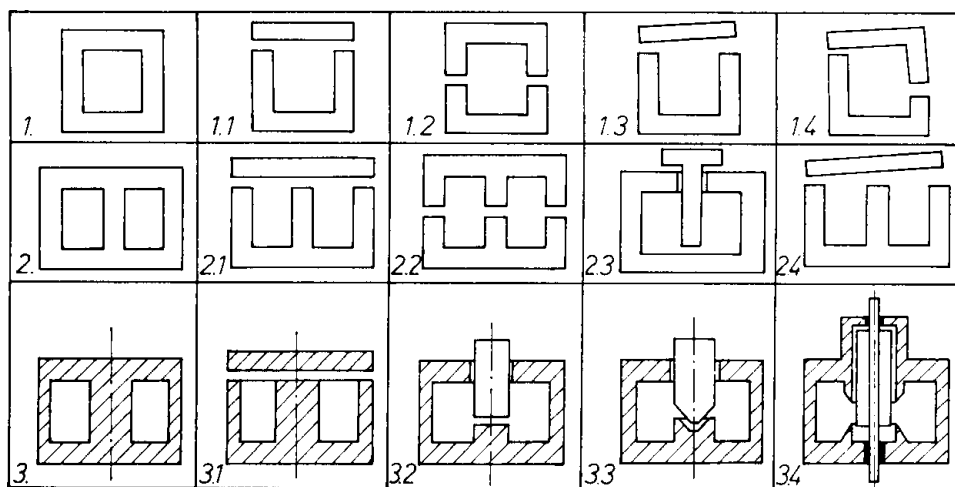
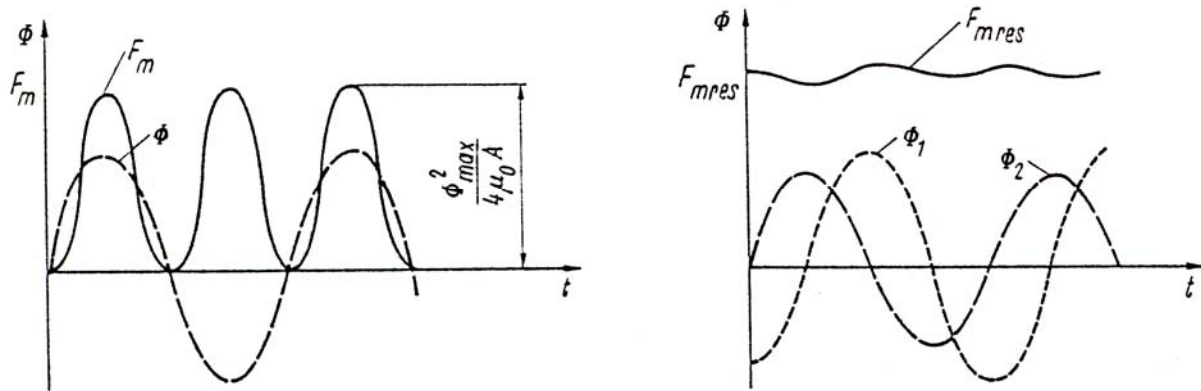


Abb. 4.7: Typische Magnetkreisformen von Elektromagneten nach /1/

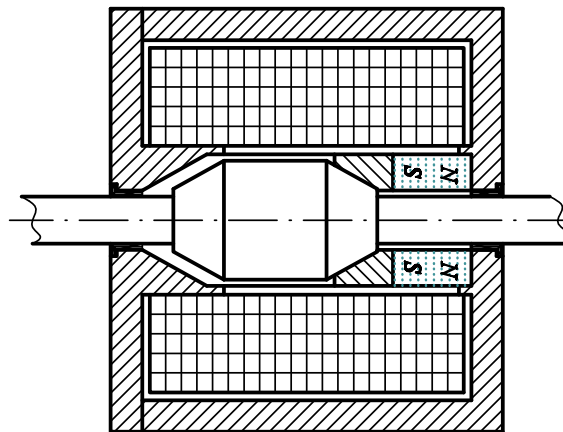
- 1. U-Magnetkreis-Grundform
- 1.1 U-Flachankermagnet, 1.2 U-Tauchankermagnet
- 1.3 U-Klappankermagnet mit Flachanker, 1.4 mit Tauchanker
- 2. E-Magnetkreis-Grundform
- 2.1 E-Flachankermagnet, 2.2, 2.3 E-Tauchankermagnet, 2.4 E-Klappankermagnet
- 3. Topfmagnetkreis-Grundform
- 3.1 Topfmagnet mit Flachanker
- 3.2 Topfmagnet mit Tauchanker ohne Kennlinienbeeinflussung
- 3.3, 3.4 Topfmagnet mit Tauchanker mit Kennlinienbeeinflussung

Elektromagnete können nach ihrem konstruktiven Aufbau eingeteilt werden in Steuermagnete (Betätigen von Ventilen, Bremsen usw.), Schaltmagnete (Bestandteile von Schaltgeräten, z. B. von Relais und Schützen), Antriebsmagnete (Antriebe mit großen Kräften, z. B. in Leistungsschaltern). Nach der angelegten Spannung sind Gleichstrommagnete und Wechselstrommagnete zu unterscheiden. Bei letzteren schwankt im stationären Betriebsfall die Magnetkraft wegen $F_m \sim i^2$ mit der doppelten Erregerfrequenz zwischen den Werten 0 und $F_{\max}$. Dieses ungünstige Verhalten kann durch Spaltpole (Spaltpolmagnet) oder Kurzschlussringe beseitigt werden, Abb. 4.8.

**Abb. 4.8:** Krafterzeugung im Wechselstrommagneten

a) Anzugskraft und Flussverlauf ohne Kurzschlussring; b) Flussverschiebung durch Kurzschlussring

Nach der Erregung des Magnetfeldes ergeben sich neutrale Elektromagnete mit rein elektrischer Erregung und polarisierte Elektromagnete mit zusätzlichem Permanentmagneten im Kreis. In polarisierten Elektromagneten überlagert sich dabei eine permanentmagnetische Erregung mit einer elektrischen Erregung. Je nach konkreter Magnetkreisgestaltung lassen sich dadurch verschiedene Effekte erzielen, z. B. ein leistungsloses Halten des Ankers in einer Endposition wie bei Magnetventilen genutzt (meist auch verbunden mit höherer Energiedichte als bei neutralen Elektromagneten) oder das Realisieren von zwei Bewegungsrichtungen und zwei stabilen stromlosen Endlagen, wie bei polarisierten Relais (Impulsbetrieb). Abb. 4.9 zeigt ein Beispiel.

**Abb. 4.9:** Polarisierte Magnet

Elektromagnete besitzen in neutraler Form zunächst nur eine Stellrichtung, benötigen also externe rücktreibende Kräfte oder polarisierte Kreise. Häufig nutzt man sie lediglich für Stellvorgänge zwischen zwei festen Positionen, da die stark nichtlinearen Kraft-Weg-Kennlinien sich für die Einbindung in geregelte Systeme wenig eignen.

Nach der Bewegungsform am Abtrieb ergeben sich Hubmagnete und Drehmagnete, Abb. 4.10. Am Drehmagnet ist dabei zu erkennen, dass der Luftspalt nicht zu Null wird, sondern ein Minimum erreicht, und die Kennlinie eher sinusförmig gegenüber der $1/l^2$ -Charakteristik des Hubmagnetes verläuft.

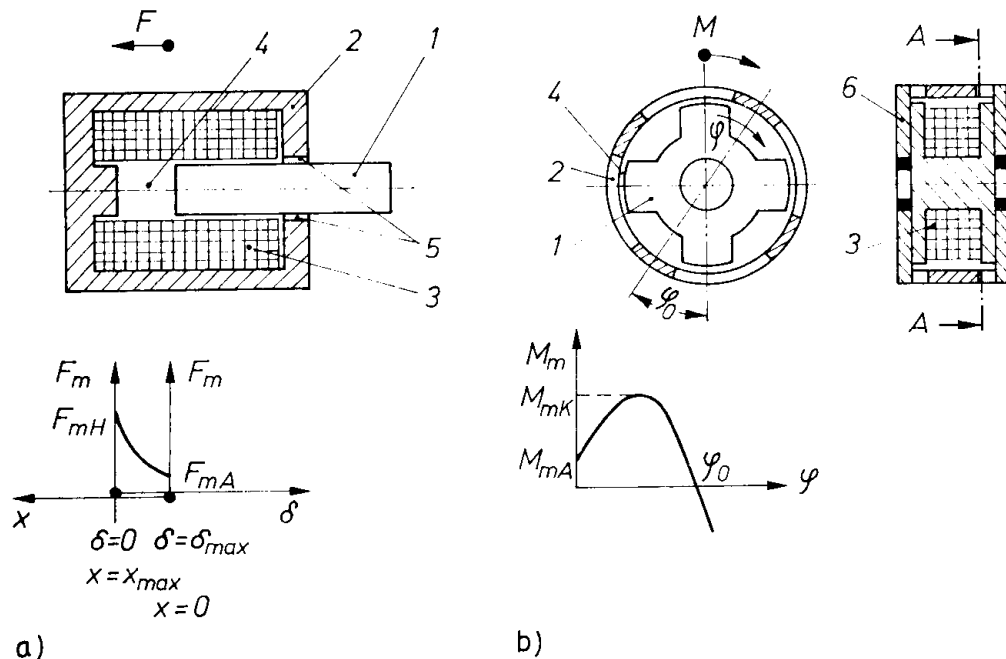


Abb. 4.10: Hub- und Drehmagnet als Grundformen von Elektromagneten nach /1/

a) Aufbau und Kraft-Weg-Kennlinie eines Tauchankertopfmagneten

F_{mH} Haltekraft, F_{mA} Anzugskraft

b) Aufbau und Drehmoment-Drehwinkel-Kennlinie eines Drehmagneten

M_{mA} Anzugsmoment, M_{mK} Kippmoment, φ_0 Nenndrehwinkel

1 Anker, 2 Eisenrückschluss, 3 Erregerspule, 4 Arbeitsluftspalt, 5 parasitärer Luftspalt, 6 unmagnetischer Lagerdeckel

Schließlich kann man nach der Gestaltung des Ankers sowie des Ankergegenstückes auch zwischen Elektromagneten ohne und mit Kennlinienbeeinflussung unterscheiden.

4.3.1.2 Betriebsverhalten von Elektromagneten

Statisches bzw. quasistatisches Betriebsverhalten. Hier interessiert für das statische Verhalten zunächst die Schubkraft und damit Gl. 4.16. Für den Anwender von Interesse ist einerseits die Abhängigkeit der Schubkraft vom Quadrat des Spulenstromes ($F_m \sim I^2$) und andererseits die qualitative Abhängigkeit vom Kehrwert des Quadrates der Luftspatllänge ($F_m \sim 1/\delta^2$), Abb. 4.11.

Eine Bewegungsumkehr ist zunächst wegen $F_m \sim I^2$ nicht über eine Stromrichtungs-umkehr, sondern nur beispielsweise durch eine innere oder äußere Gegenfeder möglich. Zu Bewegungsbeginn bei $\delta = \delta_{max}$ steht die niedrigste, zu Bewegungsende bei $\delta = 0$ die höchste Kraft zur Verfügung. Aus dynamischer Sicht wäre es gerade umgekehrt wünschenswert, da sonst starke Prellerscheinungen zu erwarten sind.

Neben diesen Nichtlinearitäten treten weitere auf, beispielsweise Sättigungserscheinungen im Eisen. Der Zusammenhang $B = B(H)$ ist für Flussführungswerkstoffe (Eisen) als nichtlineare Magnetisierungskurve bzw. komplette Hysterese vorgegeben. Häufig nutzt man nicht nur den anfänglich linearen Bereich, sondern auch Flussdichten von 1,8 T und mehr, wo dann erhebliche Nichtlinearitäten auftreten.

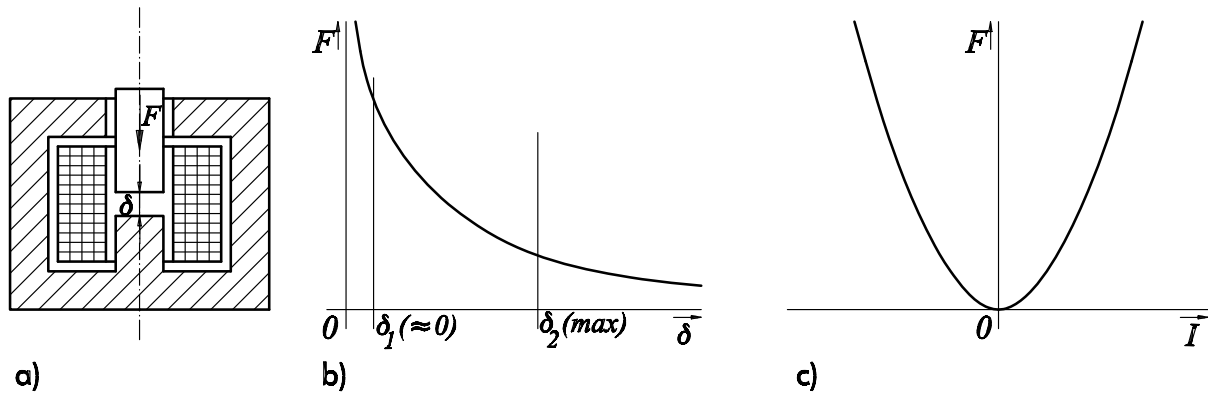


Abb. 4.11: Kennlinien eines Gleichstrommagneten, qualitativ

a) Magnetkreis (hier Topfmagnet); b) Kraft-Weg-Kennlinie; c) Kraft-Strom-Kennlinie

Durch Kennlinienbeeinflussung versucht man, wenigstens über Teilbereiche der Kennlinie eine Verbesserung oder Linearisierung zu erzielen, Abb. 4.12. Der Grundgedanke besteht darin, bei Bewegung eine wesentlich geringere Leitwertänderung zu erzeugen, als dies beispielsweise bei obigem Topfsystem sonst der Fall ist.

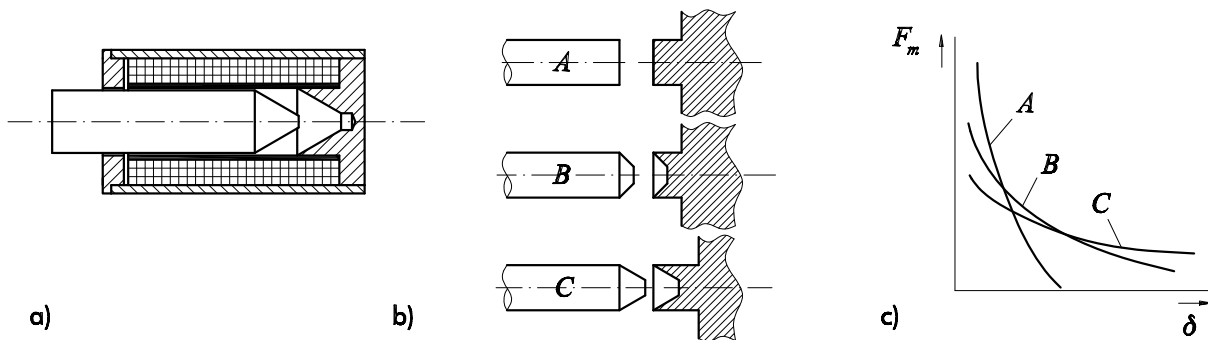


Abb. 4.12: Kennlinienbeeinflussung am Gleichstrommagneten

a) Magnetaufbau (Topfmagnet); b) Gestaltung von Anker und Ankergegenstück zur Kennlinienbeeinflussung; c) qualitative Kraft-Weg-Kennlinien

A Ausgangszustand; B 90°-Kegel; C 60°-Kegel

Dynamisches Verhalten. In Abb. 4.13 ist dies am Ein- und Ausschalten eines Gleichstrommagneten verdeutlicht, bei dem der elektrische Kreis, bedingt durch die von der Wicklung umfassten Eisenrückschlüsse, eine relativ hohe Induktivität aufweist und somit Schaltverzögerungen auftreten. Die Spannungsgleichung lautet dann

$$U = iR + d\psi(x, i) / dt. \quad (4.19)$$

Für einen linearen Zusammenhang zwischen ψ und i folgt

$$U = iR + L(x)di / dt + i[dL(x) / dx]\dot{x}. \quad (4.20)$$

Für das Kräftegleichgewicht gilt mit F_L als konstante belastende Kraft entsprechend Abb. 4.5

$$F_m = m\ddot{x} + k_1\dot{x} + k_2x + F_L. \quad (4.21)$$

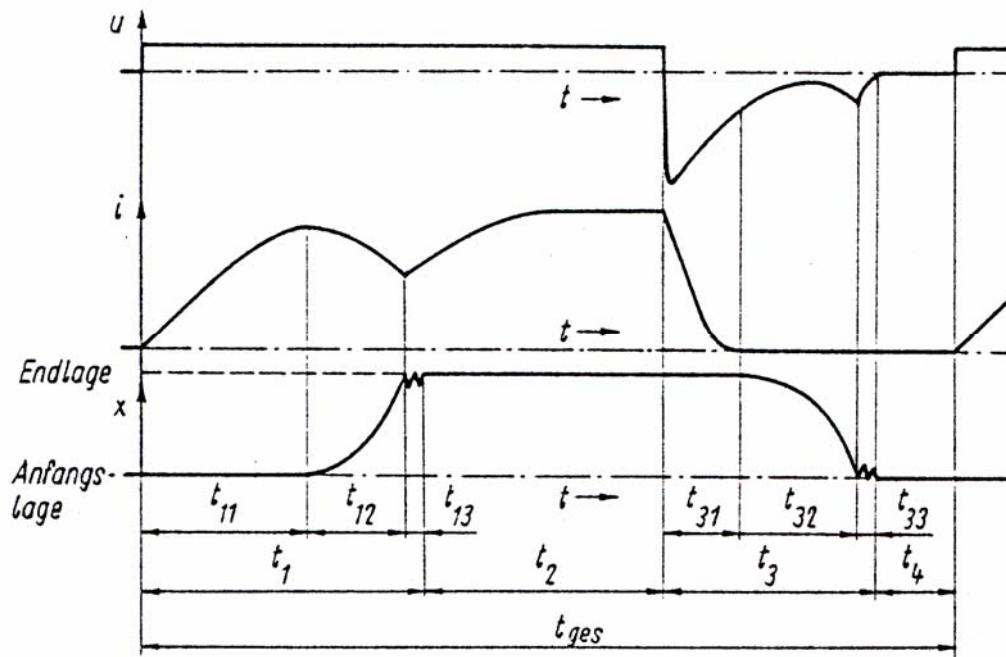


Abb. 4.13: Schaltvorgänge eines Gleichstrommagneten (in Anlehnung an DIN VDE 0580)

Zunächst zeigt Abb. 4.13 eine *Ansprechverzugszeit* t_{11} , die Zeit vom Anlegen der Betätigungsspannung U an den Magneten bis zum Beginn der Ankerbewegung in Richtung Endlage. Unter Berücksichtigung von Gl. 4.20 und der Anfangswerte der Bewegung (Start aus der Ruhelage) ergibt sich

$$I = (U / R)(1 - e^{-t/\tau}) \quad \text{mit} \quad \tau = L / R \quad (4.22) \quad (4.23)$$

als Zeitkonstante. Der Zeitabschnitt t_{11} endet, wenn das Kräftegleichgewicht

$$F_m = F_L \quad (4.24)$$

erreicht ist. Die sich anschließende *Hubzeit* t_{12} stellt das Intervall vom Beginn der Bewegung bis zum erstmaligen Erreichen der Endlage dar. Die *Anzugsprellzeit* t_{13} entspricht dem Zeitintervall der nur zeitweisen kraftgepaarten Kopplung der Anschläge der entsprechenden Baugruppen, d. h. vom Anfang bis zum Ende des Prellens. Die elektrische Ansteuerschaltung beeinflusst durch die Gestaltung des Spulenstroms entscheidend diesen Hubvorgang.

Für die Rückstellzeit ergeben sich ausgehend von der induzierten Gegenspannung durch den Energiespeicher Induktivität entsprechende Verhältnisse. Der Ausschaltvorgang wird i. Allg. jedoch elektrisch bedämpft, um Spannungsspitzen beim Abschalten zu vermeiden. Üblich sind parallel zur Wicklung Freilauf- oder Zenerdioden.

4.3.2 Schrittmotoren

Will man mehrere Stellungen/Positionen anfahren, sind Elektromagnete wenig geeignet. Es liegt dann nahe, mehrere magnetische Kreise aneinander zu reihen. Abb. 4.14 zeigt die prinzipiellen Möglichkeiten für lineare und rotatorische Bewegungen dazu auf. Ersichtlich ist der gegenüber dem Hubmagnet deutlich günstigere Kennlinienverlauf. Von einem maximalen Kippmoment bzw. einer Kippkraft zu Bewegungsbeginn verringert sich der Betrag in der Endstellung bis auf null.

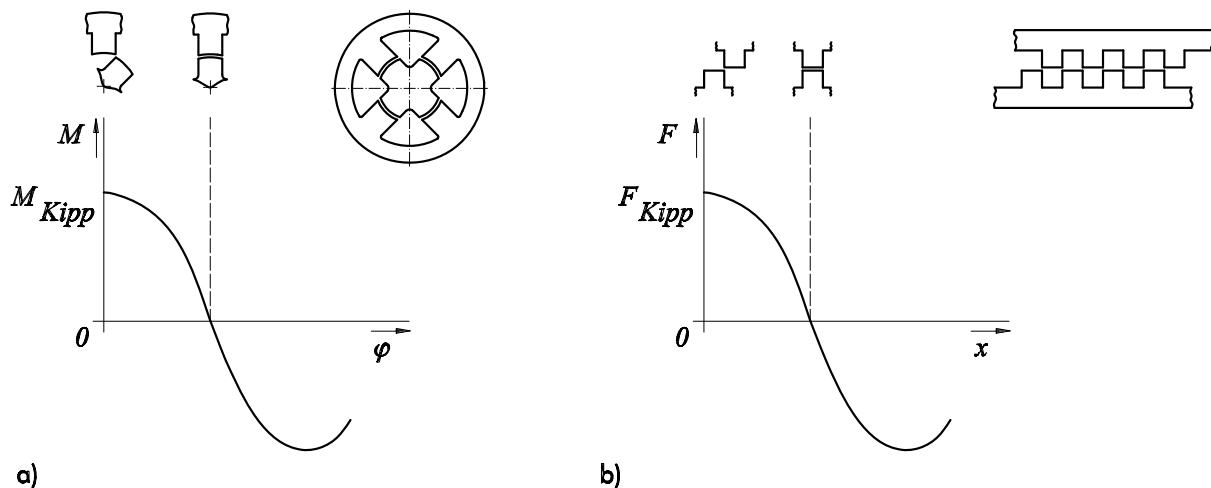


Abb. 4.14: Drehmoment-Drehwinkel- bzw. Kraft-Weg-Kennlinie des rotatorischen (a) und linearen Schrittmotors (b)

4.3.2.1 Rotationsschrittmotoren

Abb. 4.15 verdeutlicht die prinzipielle Arbeitsweise und Abb. 4.16 beispielhaft den realen Aufbau eines reaktiven Rotationsschrittmotors, wegen der Änderung des magnetischen Leitwertes auch Reluktanzschrittmotor genannt. Nutzt man mindestens drei Erregersysteme, lässt sich durch geeignete Ansteuerfolge der einzelnen Systeme die Bewegungsrichtung eindeutig wählen.

Generell kann der Rotor reaktiv (Reluktanzprinzip, Abb. 4.15 und Abb. 4.16) oder aktiv (Permanentmagnet) sein. Die Erregersysteme sind über dem Umfang verteilte, winkelvesetzte Stränge (oft auch als Phasen bezeichnet, deshalb Mehrphasenmotor) oder hintereinander, ebenfalls winkelvesetzte Statoren (Mehrstatormotor), Abb. 4.15. Eine eindeutige Richtungsänderung erfordert mindestens drei Systeme bei reaktivem Rotor (Reluktanzschrittmotor), für polarisierte Rotoren (Wechselpolschrittmotoren) reichen zwei Systeme.

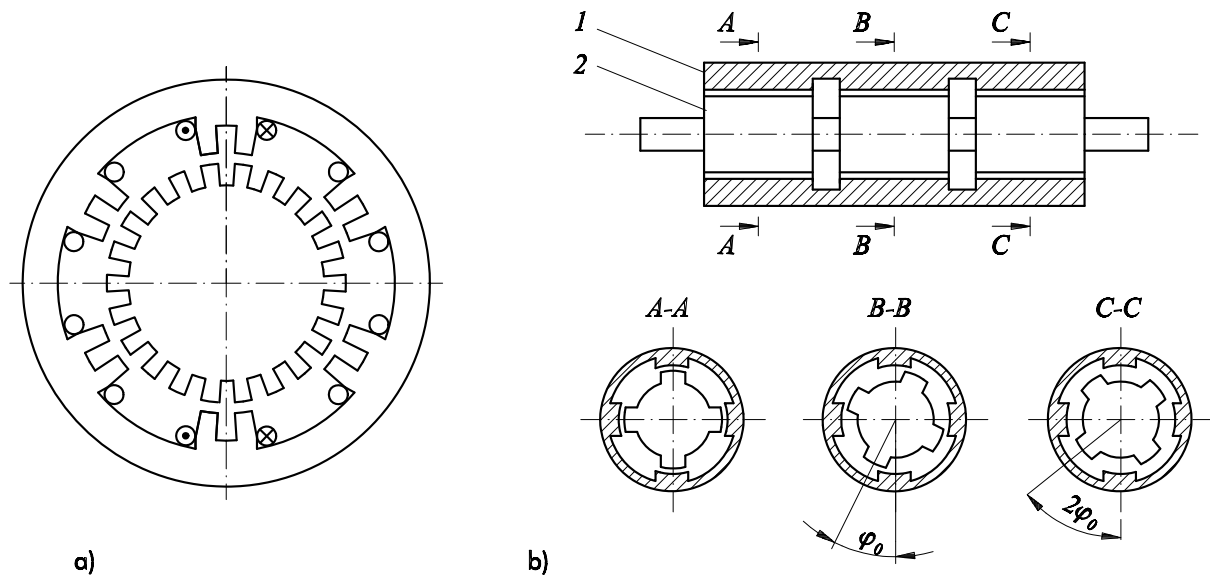


Abb. 4.15: Prinzipieller Aufbau eines reaktiven Rotationsschrittmotors

a) Dreisträngiger Motor bzw. Dreiphasenmotor (hier mit Zahnteilung an den Polen zum Verkleinern der Schrittweite); b) Dreistatormotor (hier ohne Zahnteilung auf den Polen)

1 Ständer; 2 Läufer

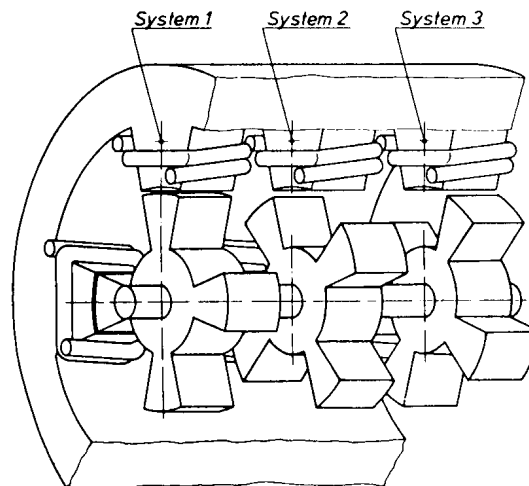


Abb. 4.16: Mehrstator-Schrittmotor, konstruktiver Aufbau (nach /13)

Reluktanzschrittmotoren weisen einen neutralen magnetischen Kreis auf. Die genannten Motoren ermöglichen zunächst wegen der fertigungsbedingt geringen Stator- oder Strangzahl nur relativ grobe Schrittteilungen. Jeder Pol, insbesondere bei reaktiven Motoren, kann jedoch verzahnt sein, so dass sich nicht ganze Pole, sondern wesentlich engere Zahnteilungen gegenüberstehen. Der konstruktiv vorgegebene Schrittweite φ_0 ist mit der geometrischen Zahnteilung φ_z und der Stator- bzw. Strangzahl m über

$$\varphi_0 = \frac{\varphi_z}{m} \quad (4.25)$$

verknüpft.

Das wechselweise Schalten von einem und zwei Systemen, also eine überlappende Schaltfolge, ermöglicht eine zusätzliche elektronische Schritthalbierung (Halbschrittbetrieb). Zur weiteren Unterteilung werden im Mikroschrittbetrieb zusätzlich verschiedene Amplituden in den einzelnen Strängen und Statoren genutzt. Dies ermöglicht bei entsprechend feiner Stufung eine wesentliche Verringerung des Schrittwinkels, stellt aber auch höhere Fertigungsansprüche bezüglich gleicher Parameter aller Stränge/Statoren.

Wechselfolgschrittmotoren weisen dagegen polarisierte magnetische Kreise auf. Oftmals bestehen die Anker dabei aus vielpoligen Magneten, Abb. 4.17.

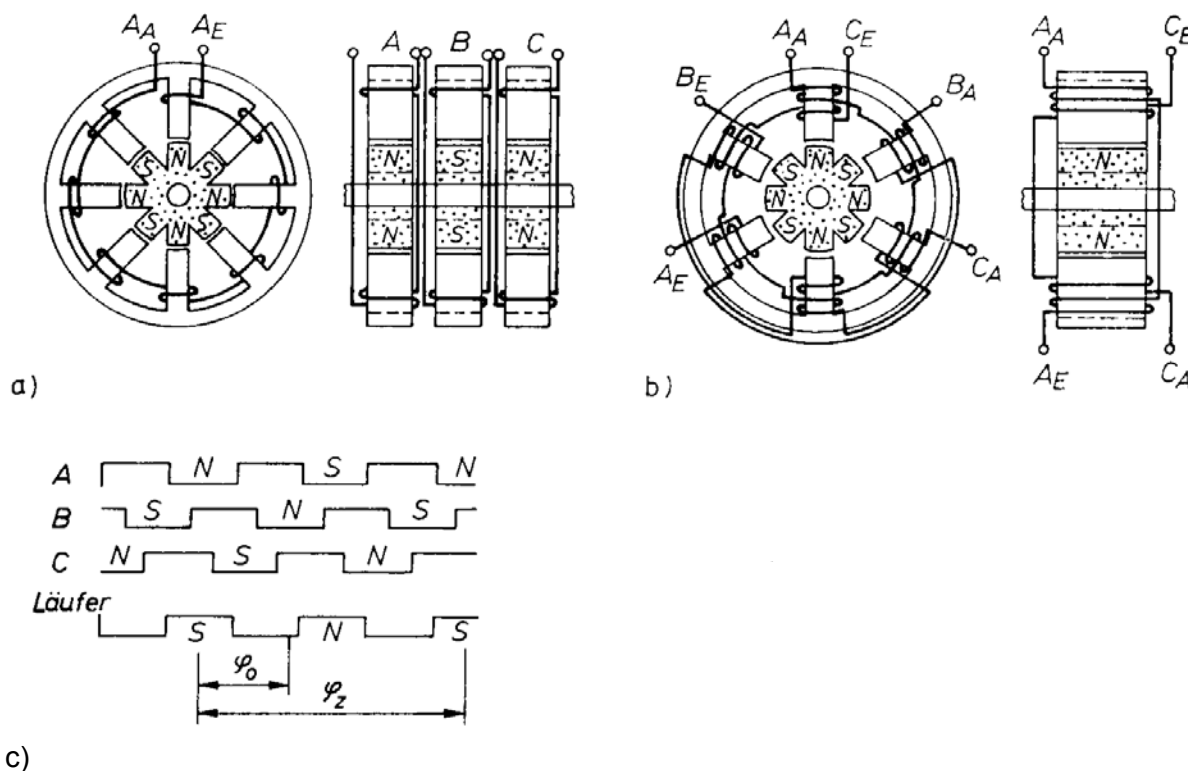


Abb. 4.17: Wechselfolgschrittmotoren mit rotierender Ankerbewegung, nach [1]
a) Mehrstator-Wechselfolgschrittmotor; b) Mehrphasen-Wechselfolgschrittmotor;
c) abgewinkelte Zahngeometrie

Auch hier überlagern sich wie bei polarisierten Magnetsystemen elektromagnetische und permanentmagnetische Felder. Zwei Phasen reichen damit für eine eindeutige Richtungszuordnung. Allerdings kann die Polteilung des Magnetläufers und damit der Drehwinkel nicht beliebig verkleinert werden, so dass nur Anwendung bei vergleichsweise großen Schrittwinkeln von 15° bis 90° bestehen.

Eine konstruktiv sehr einfache und kostengünstige Lösung zeigt Abb. 4.18, den sog. Klauenpolsschrittmotor. Die Statorteilung wird hier mittels Blechbiegeteilen und darin eingeschlossenen Ringspulen realisiert. Der magnetische Fluss umschließt die Ringwicklung. An den Klauen der einen Ständerseite bilden sich beispielsweise Nordpole und an den Klauen der anderen Ständerseite Südpole aus. Der Fluss schließt sich über den Läufer. Die Schrittwinkel betragen 45° bis zu 6° .

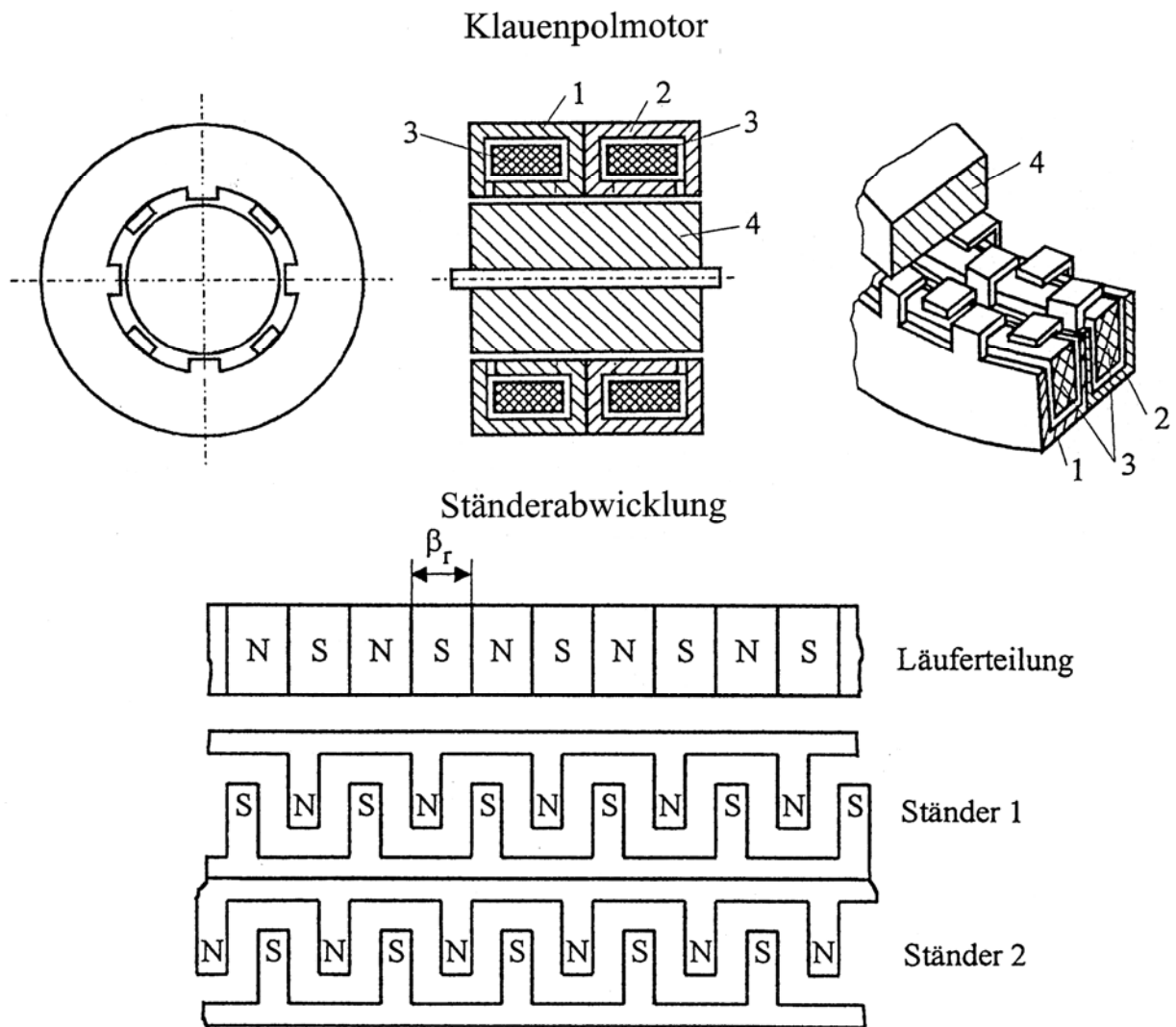


Abb. 4.18: Aufbau eines Klauenpolstrommotors /11/

Hybridschrittmotoren vereinigen dagegen die Vorzüge der kleinen Schrittwinkel durch eine feine Zahnteilung mit dem polarisierten Aufbau, Abb. 4.19. Die Magnetisierung durch Dauermagnete erfolgt hier zweipolig axial, so dass die stirnseitigen Zahnteilungen jeweils gleichpolig sind. Dadurch sind mit zweiphasigen Motoren extrem kleine Schrittwinkel (bis $0,72^\circ$) bei sehr hohen Schrittfrequenzen möglich.

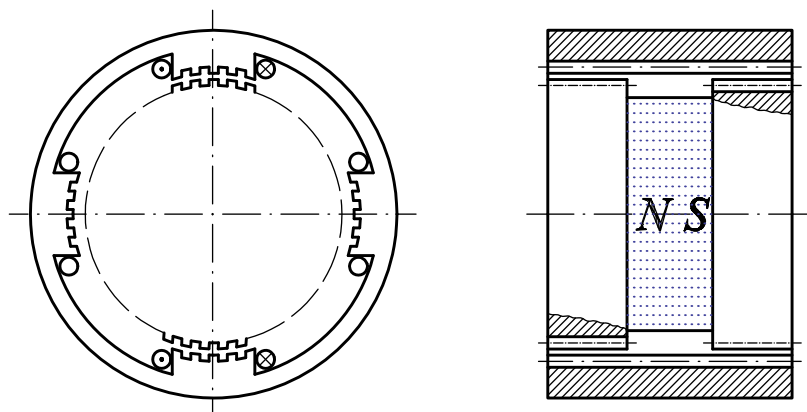


Abb. 4.19: Zweisträngiger Hybridschrittmotor mit verzahnten Polen

Abb. 4.20 zeigt einen realen 5-Phasen-Hybrid-Schrittmotor. Die 5 Phasen werden hierbei nicht einzeln nacheinander, sondern in Gruppen von je 4 bzw. 5 Statorwicklungen angesteuert. Bei elektrischer Schrittteilung ist die Ansteuerfolge 4-5-4. Durch die erhöhte Anzahl von Phasen wird hier auch bei elektrischer Schrittteilung und damit bei kleinen Schrittwinkeln noch ein sehr gleichmäßiges und hohes Drehmoment erreicht, was hohe Start-Stopp-Frequenzen ermöglicht. Die Haltemomente im Voll- und Halbschrittbetrieb sind nahezu identisch, was eine hohe Laufruhe sichert.



Abb. 4.20: 5-Phasen-Hybrid-Schrittmotor (Firma Berger Lahr)

4.3.2.2 Linearschrittmotoren

Die hier zunächst als rotatorische Motoren gezeigten verschiedenen Bauformen sind auch als lineare Antriebe nach gleichen Prinzipien umsetzbar. Abb. 4.21 zeigt zunächst das Prinzip eines linearen Reluktanzschrittmotors.

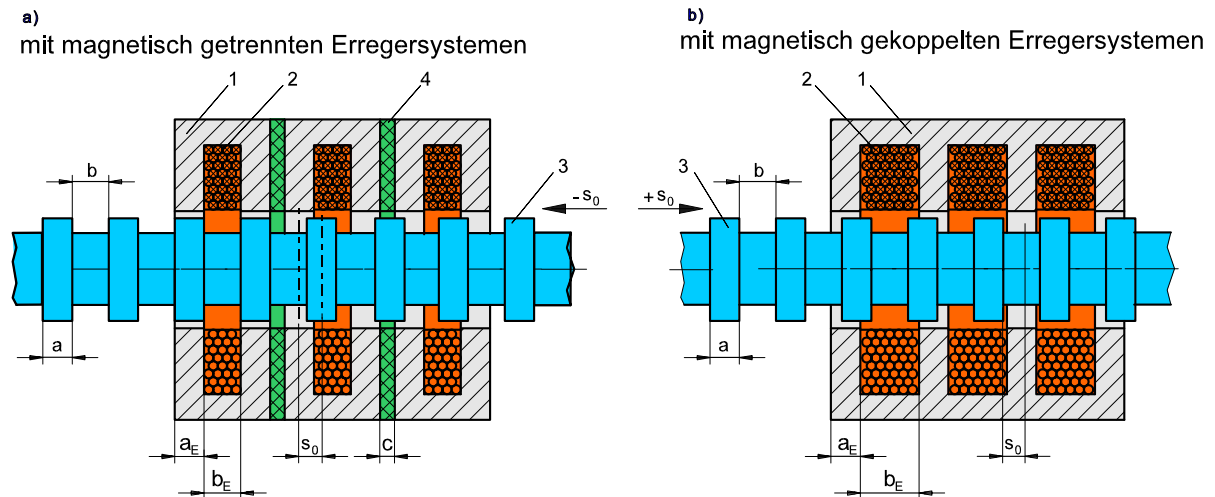


Abb. 4.21: Linearer Reluktanzschrittmotor (Polteilung $\tau_z = a+b$)

Als weitere Beispiele verdeutlichen die Abb. 4.22 und 4.23 lineare Hybridschrittmotoren mit Luftlagerung (Luftspatllänge ca. 15 ... 20 μm) und deren Arbeitsweise.

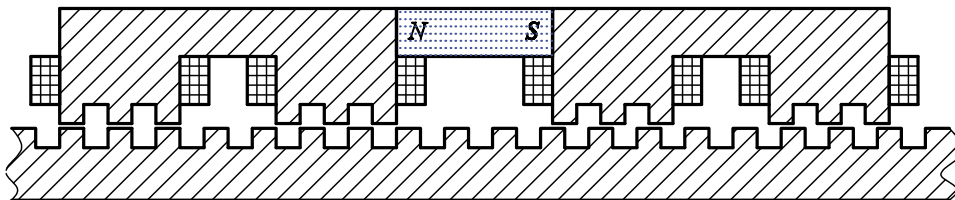
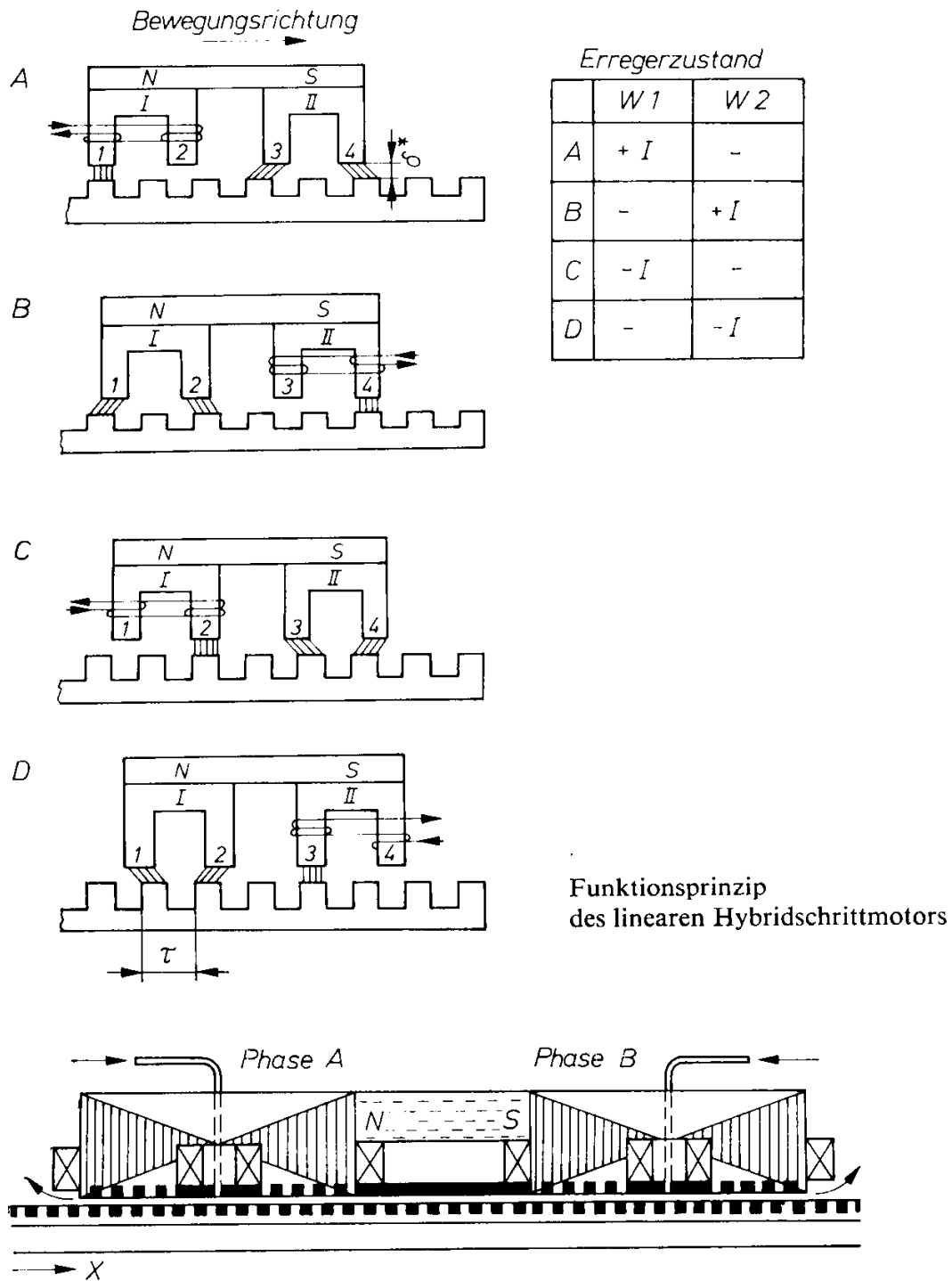


Abb. 4.22: Prinzip eines linearen Hybridschrittmotors



Konstruktiver Aufbau eines linearen Hybridschrittmotors mit Luftlagerung

Abb. 4.23: Arbeitsweise eines linearen Hybridschrittmotors, hier mit Luftlagerung nach /1/

4.3.2.3 Mehrkoordinatenschrittmotoren

Auch die Integration zweier Koordinaten in einen Aufbau ist möglich. Abb. 4.24 zeigt einen planaren Motor. Dabei führt die um 90° versetzte Verzahnung des Stators in diesem Fall zu einer waffelförmigen Eisenstruktur. Auch Kombinationen von rotatorischen und linearen Systemen werden angeboten (Abb. 4.25).

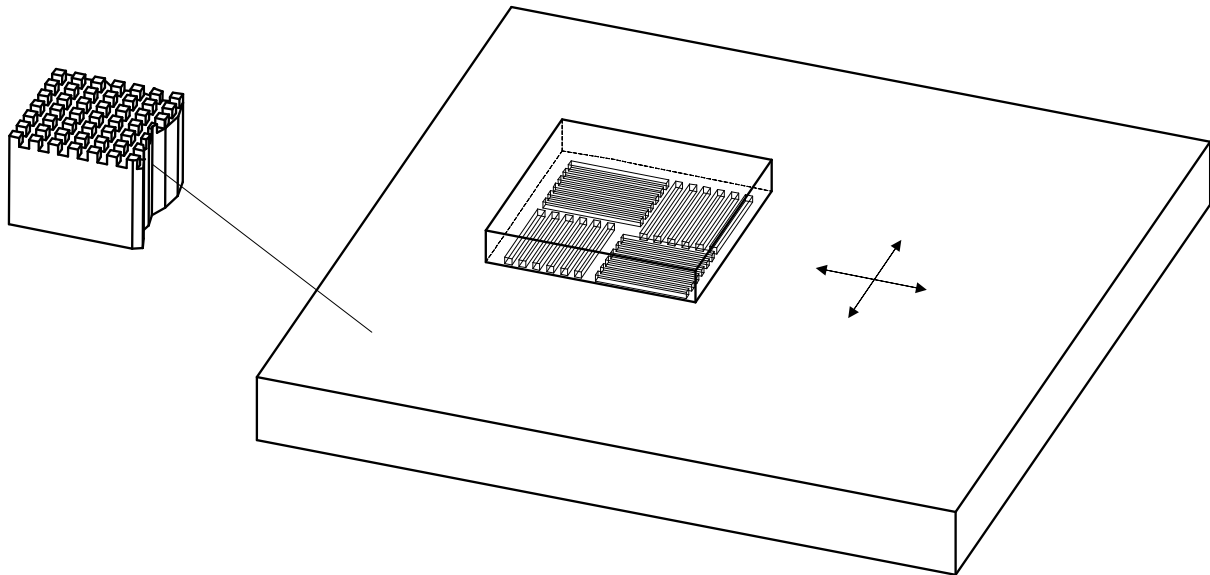


Abb. 4.24: Konstruktiver Aufbau eines Zweikoordinaten-Schrittmotors /1/

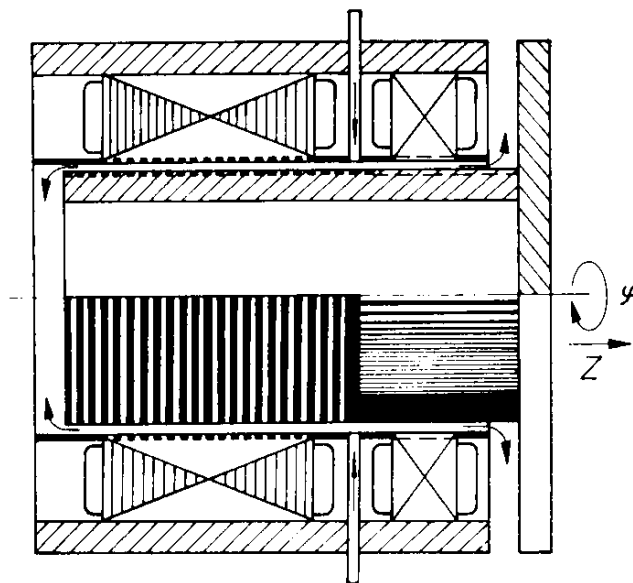


Abb. 4.25: Konstruktiver Aufbau eines z- ϕ -Schrittmotors mit Luftlagerung, nach /1/

4.3.2.4 Betriebsverhalten und Ansteuerung von Schrittmotoren

Drehmoment. Die Abhängigkeit des Drehmomentes von der relativen Lage der Rotor- und Statorpole wird aus der in Abb. 4.26 dargestellten statischen Drehmoment-Drehwinkel-Kennlinie deutlich.

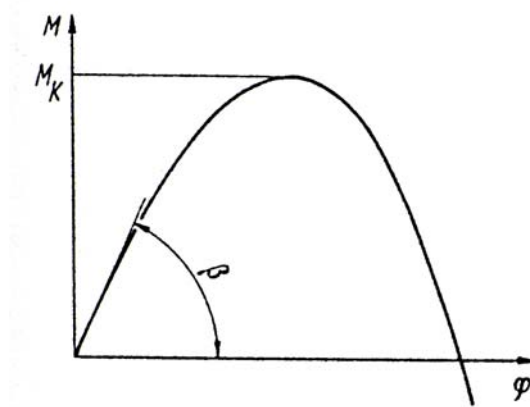


Abb. 4.26: Statische Drehmoment-Drehwinkel-Kennlinie des Rotationsschrittmotors

Resonanzfrequenz. Der Schrittmotor wirkt in bestimmten Winkelbereichen wie eine Magnetdrehfeder. Die „Federsteife“ c_M ist näherungsweise aus dem Anstieg $M = f(\varphi)$ bestimmbar:

$$\tan \beta = c_M = \Delta M / \Delta \varphi.$$

Die Eigenkreisfrequenz dieses Systems (Schrittmotor) ist somit berechenbar mit

$$\omega_0 = \sqrt{c_M / J_M}. \quad (4.26)$$

Die Resonanzfrequenz $f_r = \omega_0 / 2\pi$, bei der im Allgemeinen ungünstige Schwingungserscheinungen auftreten, ergibt sich zu

$$f_r = (1 / 2\pi) \sqrt{c_M / J_M}. \quad (4.27)$$

Im realen Betrieb sind die dynamischen Wirkungen zu berücksichtigen. Wird eine Last, charakterisiert durch

$$M_L = J_L \ddot{\varphi}, \quad (4.28)$$

starr an den Schrittmotor gekoppelt, ergibt sich für die Bewegungsgleichung

$$(J_M + J_L) \ddot{\varphi}_M + k \dot{\varphi}_M + M_R = M_M. \quad (4.29)$$

Das Motormoment wird durch den konstruktiven Aufbau des Schrittmotors bestimmt.

Schrittweite/Auflösung/Betriebsweise. Geht man zunächst von einer Aneinanderreihung einzelner Schritte (Einzelschrittbetrieb) aus, die der konstruktiven Schrittweite s_0 bzw. φ_0 nach Gl. 4.30 entsprechen (s_z, φ_z geometrische Zahnteilung, m Stator- bzw. Phasenanzahl), ergibt sich eine Abfolge von Einzelschritten mit einem gewissen Überspringen bei der Einnahme der jeweiligen Lagen, Abb. 4.27.

$$s_0 = \frac{s_{\text{Zahnteilung}}}{m_{\text{Phase}}} \text{ bzw. } \varphi_0 = \frac{\varphi_{\text{Zahnteilung}}}{m_{\text{Phase}}} \quad (4.30)$$

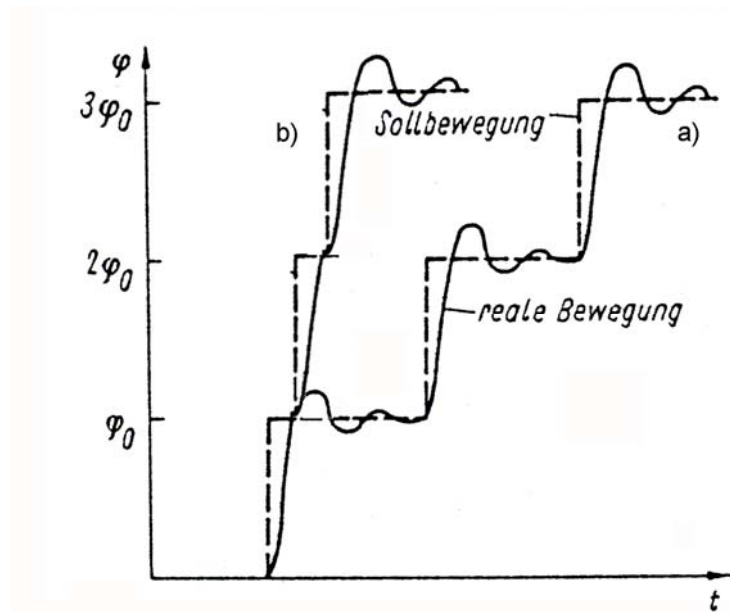


Abb. 4.27: Bewegungsverhalten eines Rotationsschrittmotors
a) Einzelschrittbetrieb; b) quasikontinuierlicher Betrieb

Praktisch wird dieser Einschwingvorgang jedoch nicht abgewartet, sondern die Ansteuerfrequenz im Mehrschrittbetrieb so hoch gewählt, dass eine quasikontinuierliche Bewegung entsteht. Den dabei entstehenden Drehmomentverlauf verdeutlicht Abb. 4.28.

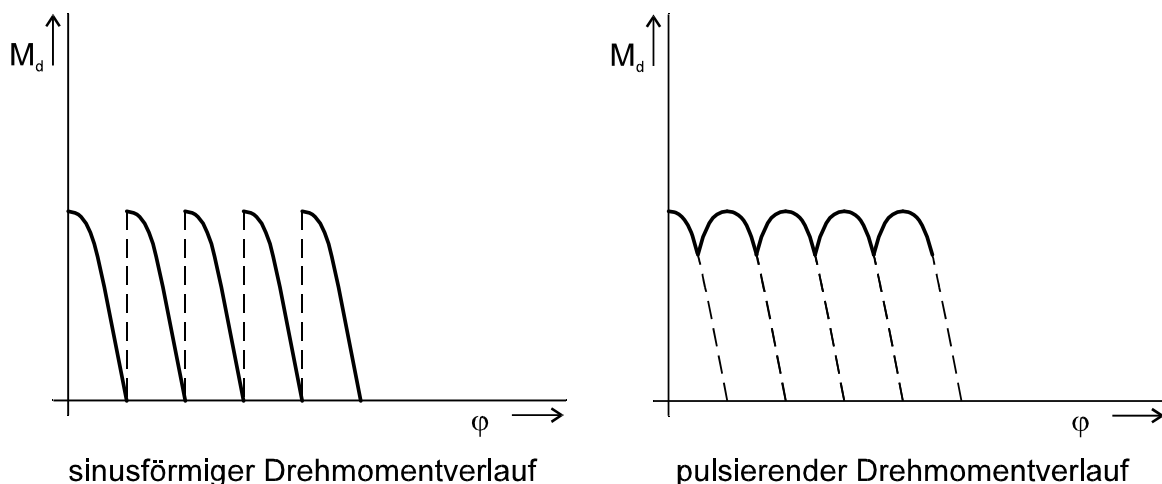


Abb. 4.28: Drehmomentverlauf bei Einzelschrittbetrieb und quasikontinuierlichem Mehrschrittbetrieb an einem Schrittmotor (qualitativ)

Die Drehzahl ergibt sich bei quasikontinuierlichem Betrieb aus der Impulsfrequenz f_s der Ansteuerung und der Schrittzahl s pro Umdrehung zu

$$n = 60 f_s / s, \quad n \text{ in } \text{min}^{-1}, \quad f_s \text{ in Hz.} \quad (4.31)$$

Die konstruktiv durch den Motoraufbau vorgegebene Schrittweite lässt sich elektronisch verfeinern, zunächst in Form des Halbschrittbetriebes. Halbschrittbetrieb kann durch wechselweise Ansteuerung von jeweils einer und anschließend zweier benachbarter Phasen realisiert werden, Abb. 4.29.

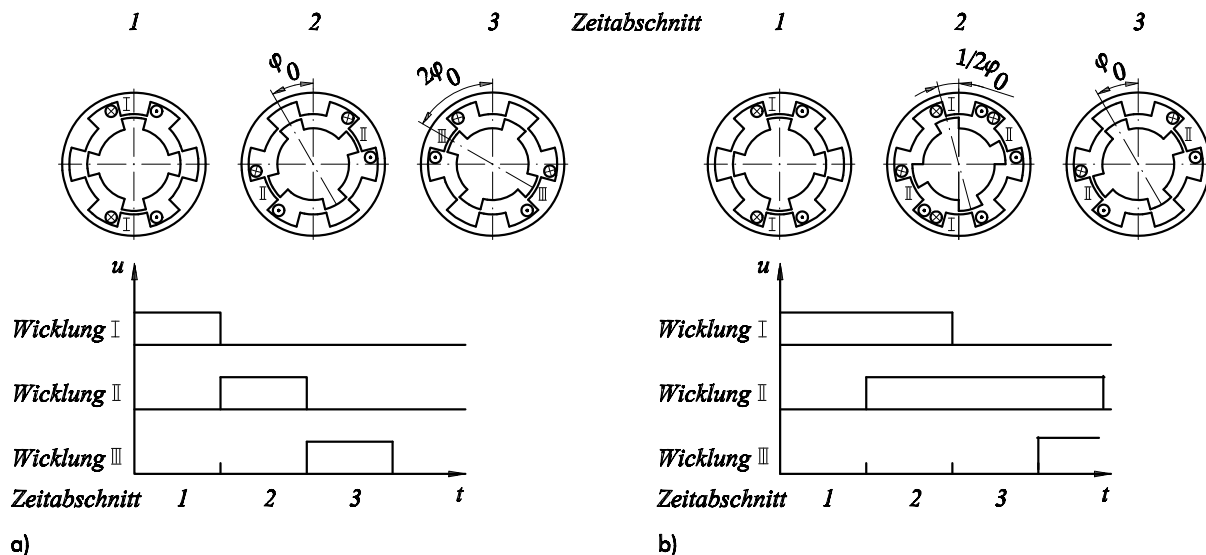


Abb. 4.29: Impulsdiagramm und Rotorstellung eines Rotationsschrittmotors
a) konstruktiver Schrittwinkel; b) elektrischer Schrittwinkel (Rotorstellung nach Schrittausführung)

Allgemeingültiger sollte man die beiden verschiedenen Betriebsweisen Voll- und Halbschrittbetrieb jedoch mit folgender Definition charakterisieren:

Vollschrittbetrieb: Bestromung von jeweils gleicher Anzahl Statoren/Phasen

Halbschrittbetrieb: Bestromung von jeweils wechselnder Anzahl Statoren/Phasen.

Im praktischen Betrieb bestromt man möglichst viele Phasen/Statoren gleichzeitig, um hohe Drehmomente zu erzielen. Im Vollschrittbetrieb kann man beispielsweise stets alle Phasen/Statoren bestromen und nur Zwischenstellungen zwischen den Verzahnungen einnehmen. Bei dem bereits gezeigten 5-Phasen-Hybrid-Schrittmotor sind der Vollschrittbetrieb durch die Bestromung von 5 Phasen und der Halbschrittbetrieb durch eine Bestromung von 4 und 5 Phasen im Wechsel gekennzeichnet.

Eine noch feinere Unterteilung ermöglicht der sogenannte **Mikroschrittbetrieb**, bei dem zwei oder mehrere Phasen gleichzeitig mit in Stufen ansteigenden verschiedenen Amplituden angesteuert werden. Der Läufer nimmt dadurch Zwischenstellungen zwischen den konstruktiven Schritten bei Vollschrittbetrieb ein.

Die minimalen Grundschriftwinkel betragen etwa $0,006 \text{ rad}$ ($0,36^\circ$). Die Haltemomente liegen bei 30 Ncm . Schrittmotoren mit reaktivem Rotor erfordern eine Wicklungsbestromung, um bei $\varphi = 0$ ein Haltemoment zu erzeugen. Bei Schrittmotoren mit aktivem Rotor ist ein Haltemoment bereits ohne Erregung vorhanden.

Frequenzverhalten/Ansteuerung. Das Antriebssystem (Schrittmotor, elektrische Ansteuerung, mechanische Bewegungsumformung) zeigt Schwingverhalten. Abb. 4.27 vergleicht die Sollbewegung und das reale, durch Schwingungserscheinungen gekennzeichnete Verhalten. Wird die Ansteuerfrequenz weiter erhöht, entsteht ein quasikontinuierlicher Bewegungsablauf. Ab einer lastabhängigen Grenzfrequenz kann der Motor der Vorgabe aber nicht mehr folgen, er fällt außer Tritt. In Abhängigkeit der zu bewegenden Masse bzw. des zu drehenden Trägheitsmomentes sowie des äußeren Lastdrehmomentes ergibt sich dabei eine erste Frequenzgrenze für den Motor, die **Start-Stopp-Frequenzgrenze**. Der Motor kann bis zu dieser Frequenzgrenze noch innerhalb eines Schrittes mit voller Frequenz ohne Schrittverlust anlaufen oder bis zum Stillstand abbremsen.

Über diese Grenze hinweg kann der Motor jedoch weiter beschleunigt werden, wenn die Frequenz langsam weiter erhöht und vor dem Anhalten zunächst wieder langsam abgesenkt wird. Dies gilt bis zur **Betriebs-Frequenzgrenze**. Je größer die Lastträgheitsmomente sind, umso niedriger fallen diese Grenzfrequenzen aus. Beide Grenzfrequenzen sind in Abb. 4.30 als lastträgheitsmomentabhängige Kurvenschar verdeutlicht. Um diese Grenzen ausnutzen zu können, wird nach bestimmten Frequenz-Zeit-Regimen gearbeitet, s. Abb. 4.31.

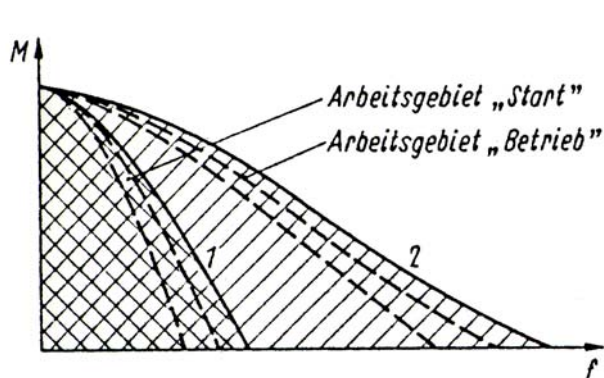


Abb. 4.30: Drehmoment-Frequenz-Kennlinien eines Schrittmotors
1 Start-Stopp-, 2 Betriebs-Frequenzbereich,
gestrichelt Einfluss von Zusatzträgheitsmomenten

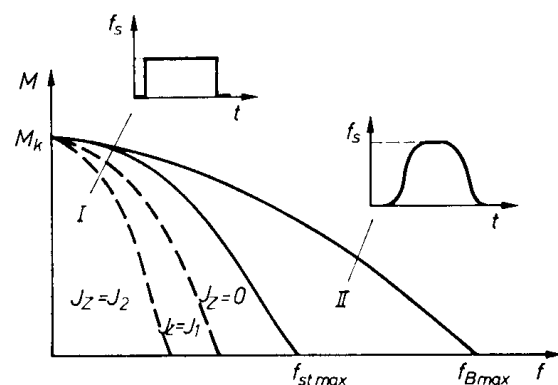


Abb. 4.31: Drehmoment-Frequenz-Kennlinien eines Schrittmotors mit zugehöriger Frequenzsteuerfunktion
I Start-Stopp-, II Betriebs-Frequenzbereich
 J_z Zusatzträgheitsmoment

Die häufigste Nutzung von Schrittmotoren erfolgt in der offenen Steuerkette, d. h. durch Vorgabe einer entsprechenden Schrittfolge in Form einer Ansteuerfrequenz der einzelnen Phasen. Es werden Start-Stopp-Frequenzen von einigen Kilohertz erreicht. Eine Größenordnung höher liegen die Betriebsfrequenzgrenzen. Ein Betreiben mit noch höherer Frequenz erfordert schließlich den Aufbau eines geschlossenen Regelkreises, um die dann nicht mehr auszuschließenden Schrittfehler zu erkennen. Dazu ist dann ein separates, zusätzliches Messsystem erforderlich. Der Vorteil des Schrittmotors geht bei diesem hohen Aufwand aber verloren.

Auf die Ansteuerschaltungen von Schrittmotoren soll hier nur kurz bezüglich der Endstufen eingegangen werden, die die einzelnen Phasen mit bestimmten Erregerströmen beaufschlagen. Dazu zeigt Abb. 4.32 Ansteuervarianten.

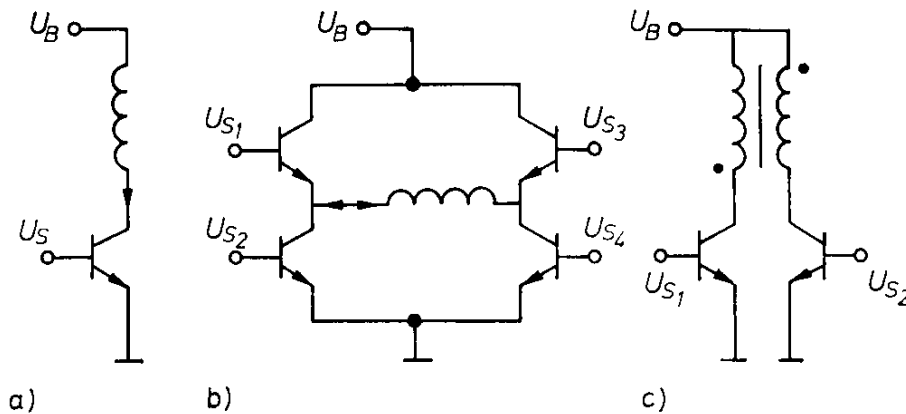


Abb. 4.32: Wicklungsarten und Erregung von Schrittmotoren nach [1/]

a) monofilare Wicklung, unipolare Erregung

b) monofilare Wicklung, bipolare Erregung

c) bifilare Wicklung, bipolare Erregung

Genauigkeit. Der Schrittmotor weist durch seine Zahnstruktur eine interne Maßverkörperung auf. Ein zusätzliches äußeres Messsystem ist also nicht erforderlich. Im Allgemeinen erfolgt die Anwendung in der offenen Steuerkette, was sehr kostengünstige Antriebslösungen ermöglicht.

Die Genauigkeit der Einnahme bestimmter Positionen hängt zunächst von der Fertigungsgenauigkeit der Zahnteilung ab. Insbesondere bei Halb- und Mikroschrittbetrieb müssen die unterschiedlichen Erregerkreise außerdem identisch sein, jede Abweichung voneinander führt zu Fehlern in der Position.

Reibungsbedingte Fehlstellungen und Gegenkräfte führen ebenfalls zur Auslenkung aus der Sollstellung. Da die Endpositionen sich letztlich als Kräftegleichgewicht ergeben, bleiben Positionierfehler dann bestehen. Schrittmotoren finden als kostengünstige Positionierantriebe für mittlere bis hohe Auflösungen und Genauigkeiten breite Anwendung in der Feinwerktechnik.

Thermische Auslegung/Betriebsarten. Siehe dazu den Abschnitt zum thermischen Verhalten im Kapitel Elektrodynamische Stelltechnik. Die dortigen Ausführungen zum thermischen Verhalten gelten analog auch für elektromagnetische Stelltechnik bzw. Schrittmotoren.

4.4 Zusammenfassung

Elektromagnetische Antriebs- und Stellsysteme zeichnen sich durch einen vergleichsweise einfachen Gesamtaufbau aus, da sie im Allgemeinen in der offenen Steuerkette, also ohne Messsystem, betrieben werden können und bereits eine interne Maßverkörperung besitzen.

Genau daraus ergeben sich jedoch auch Einsatzgrenzen hinsichtlich der von der Schrittteilung abhängigen Auflösung und Genauigkeit.

Sie finden deshalb vorwiegend bei mittleren bis hohen Anforderungen an die Genauigkeit und die Geschwindigkeit Anwendung. Höchste Anforderungen erfordern meist den Übergang zu kontinuierlichen Antrieben mit externen Messsystemen und einem geschlossenen Regelkreis, beispielsweise elektrodynamische Systeme.

Mit Schrittmotoren lassen sich typischerweise folgende Parameter erreichen:

Schrittwinkel: $\varphi_0 = 0,36^\circ \dots 5^\circ$,
 Maximalmoment: $M_H = 0,5 \text{ Nm}$,
 maximale Startfrequenz: $f_{\text{start}} = 2 \dots 4 \text{ kHz}$,
 maximale Schrittfrequenz: $f_{\text{betrieb}} = 20 \text{ kHz}$.

Im Vergleich zu den im Abschnitt 4 behandelten, elektrodynamischen Antrieben ergibt sich folgendes Bild:

Tabelle 4.1 Anwendungseigenschaften von Schrittmotoren und DC-Motoren

	Schrittmotor (elektromagnetisch)	DC-Servomotor (elektrodynamisch)
Vorteile	offener Regelkreis keine Messsysteme notwendig einfache Systemintegration	sehr hohe Positioniergenauigkeit hohe Dynamik, da geringe Massen und damit hohe Drehzahlen möglich hohe Drehmomententwicklung hoher Wirkungsgrad
Nachteile	geringere Dynamik geringerer Wirkungsgrad geringere Drehmomententwicklung geringere Genauigkeit geringere Drehzahlen bei Mikroschrittbetrieb hoher Elektronikaufwand für die Ansteuerung	geschlossener Regelkreis notwendig Messsysteme für Position und gegebenenfalls Geschwindigkeit notwendig generell hoher Elektronikaufwand für die Ansteuerung

5 Piezoelektrische Stelltechnik

Wie bereits zu Anfang erwähnt, sind in der Feinwerktechnik viele Anforderungen an Antriebssysteme mit Standardkomponenten bzw. mit klassischen Antriebssystemen nicht lösbar und erfordern speziell angepasste, häufig in den Gesamtaufbau integrierte Antriebslösungen. So bedingen beispielsweise Forderungen nach sehr hohen Positioniergenauigkeiten bis in den Submikrometerbereich (z. B. in Ausrüstungen für die Mikroelektronikfertigung) auch über die Ausnutzung anderer physikalischer Wirkprinzipie für die Bewegungserzeugung nachzudenken.

Solche unkonventionellen Wirkprinzipie sind

- Festkörpereffekte, speziell inverser piezoelektrischer Effekt ($\Delta l/l \approx 10^{-3}$),
- Magnetostriktion ($\Delta l/l \approx 2 \cdot 10^{-3}$),
- Wärmedehnung ($\Delta l/l \approx 10^{-5}$ pro Kelvin),
- Shape-Memory- bzw. Formgedächtniseffekt mechanisch ($\Delta l/l \approx 1 \dots 5 \cdot 10^{-2}$)
- Shape-Memory- bzw. Formgedächtniseffekt magnetisch ($\Delta l/l \approx 10^{-1}$).

Die Ausnutzung dieser Effekte für Antriebssysteme in der Feinwerktechnik soll deshalb in den folgenden Hauptabschnitten betrachtet werden.

5.1 Piezoelektrischer Effekt (Jacques und Pierre Curie, 1880)

Die mechanische Deformation piezoelektrischer Kristalle erzeugt auf deren Oberflächen elektrische Ladungen, die eine elektrische Feldstärke im Kristall hervorrufen. Der inverse piezoelektrische Effekt bedeutet die Umkehrung des piezoelektrischen Effektes. Unter dem Einfluss eines elektrischen Feldes ändern piezoelektrische Kristalle ihre äußeren Abmessungen.

Der piezoelektrische Effekt und der inverse piezoelektrische Effekt treten stets zusammen auf, d. h. es ist ein reversibler Effekt. Der inverse piezoelektrische Effekt bietet sich zur Realisierung von Aktoren an.

5.2 Piezoelektrische Werkstoffe

Der piezoelektrische Effekt wurde bei natürlichen Kristallen wie Quarz, Turmalin und Seignettesalz entdeckt. Modernere piezoelektrische Werkstoffe sind synthetisierte Keramiken wie z.B. PZT (Blei-Zirkonat-Titanat). Sie besitzen wesentlich höhere piezoelektrische Kennwerte als die natürlichen Kristalle. Für Sensoren, Aktoren und Leistungsultraschallwandler werden heute fast ausschließlich Keramiken eingesetzt, während als Schwinger in Uhren meist Quarzwerkstoffe verwendet werden.

Herstellung von PZT-Keramiken

PZT-Piezokeramiken werden, wie bei Industriekeramiken üblich, ausgehend von einem pulverisierten Gemisch der einzelnen Bestandteile in einem Sinterverfahren hergestellt. Die Prozesskette in Abb. 5.1 zeigt den gesamten Herstellungsprozess. Die Formgebung kann durch Pressen, Gießen oder Ziehen (Extrudieren) erfolgen. Damit können piezokeramische Bauteile mit den bei diesen Verfahren üblichen Freiheiten in der Formgestaltung hergestellt werden.

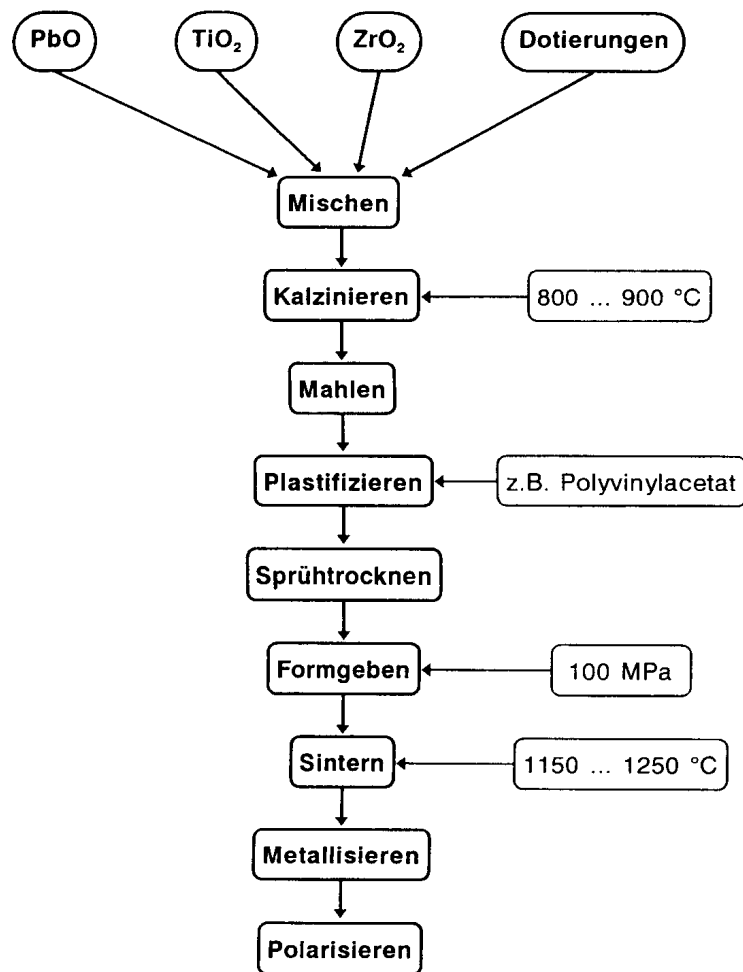


Abb. 5.1: Herstellungsprozess PZT-Keramik /23/

Unter dem Metallisieren versteht man das Aufbringen einer sehr dünnen elektrisch leitfähigen Schicht (Silber) auf Teilen der Oberfläche zur elektrischen Kontaktierung (z. B. durch Siebdruck).

Als letzter Prozessschritt steht das Polarisieren. Im Gegensatz zu den natürlichen piezoelektrischen Kristallen, die nach außen hin spontane Polarisation zeigen, haben die Keramiken nach dem Sintern isotrope Eigenschaften. Durch die Polarisierung mit einem hohen elektrischen Feld und gleichzeitiger Temperatureinwirkung werden die einzelnen Domänen weitgehend gleich orientiert, wodurch eine remanente Polarisation entsteht.

Voraussetzung ist zunächst das Vorhandensein eines unsymmetrischen Kristallaufbaus ohne Symmetriezentrum (tetragonales Gitter) unterhalb der so genannten Curietemperatur. Dies bedingt eine spontane Polarisierung in Form von Domänen ähnlich magnetischen Werkstoffen, wobei die resultierende Polarisation nach außen noch null ist. Oberhalb der Curietemperatur geht diese Polarisierung verloren, da sich dann ein symmetrischer (kubischer) Gitteraufbau einstellt. Wird im erwärmten Zustand noch unterhalb der Curietemperatur ein elektrisches Feld angelegt, richten sich diese Domänen einheitlich aus. Beim Abkühlen bleibt diese Ausrichtung dann erhalten, Abb. 5.2. Erst jetzt besitzt das Keramikbauteil piezoelektrische Eigenschaften.

Wegen der Analogie zu den ferromagnetischen Werkstoffen bezüglich des Polarisationsmechanismus (Umkappen von Domänen) und dem Auftreten von Hystereseeerscheinungen werden die piezoelektrischen Werkstoffe auch Ferroelektrika genannt, obwohl sie im Allgemeinen kein Eisen enthalten.

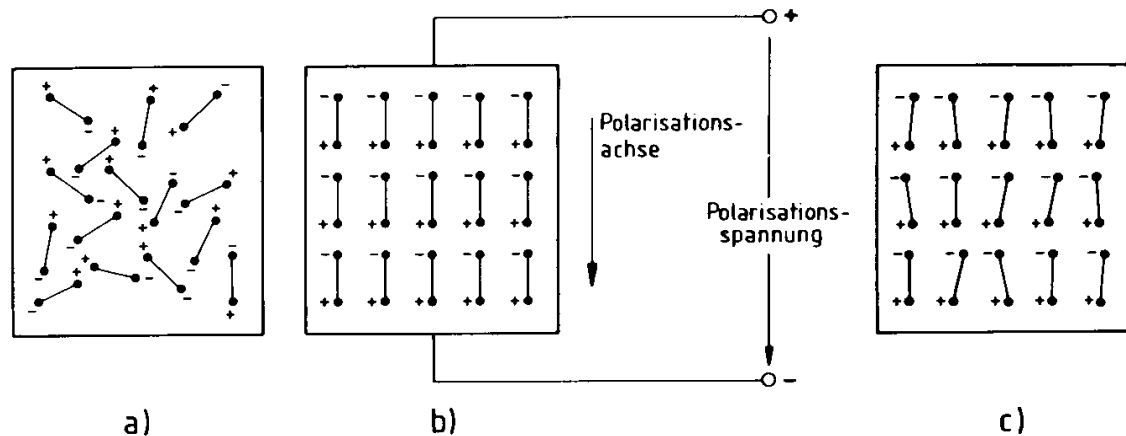


Abb. 5.2: Polarisieren von PZT-Keramik

a) unpolarisiert; b) Polarisationsfeld liegt an; c) remanente Polarisation /24/

Werkstoffkennwerte

Abb. 5.3 zeigt eine typische Hysterese-Kennlinie eines piezoelektrischen Werkstoffes, sowohl die dielektrische Hysterese als auch die zugehörige mechanische Deformation.

Die Domänen der ferroelektrischen Werkstoffe verursachen Nichtlinearitäten in den Kennlinien, insbesondere die nichtlineare Feldabhängigkeit der elektrischen Polarisation. Das angelegte elektrische Feld E ist mit der Polarisation P durch die Gleichung

$$D = \varepsilon_0 E + P = \varepsilon_r \varepsilon_0 E = \varepsilon E \quad (5.1)$$

$$\text{mit } \varepsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12} \frac{\text{As}}{\text{Vm}}$$

verknüpft (D = dielektrische Verschiebung als Modell zur Fortsetzung des Leitungsstroms im Dielektrikum, P = Polarisation, ε_0 = Dielektrizitätskonstante, ε_r = relative Dielektrizität, ε = Dielektrizitätszahl). Die in Abb. 5.3 gezeigte Hystereseschleife beschreibt dieses nichtlineare Verhalten.

Alterung

Die Eigenschaften von Bauelementen aus Piezokeramiken sind temperatur- und zeitabhängig. Die Polarisation nimmt infolge Alterung mit der Zeit geringfügig ab.

Drift

Unmittelbar nach dem Anlegen einer Spannung an ein Piezoelement kommt es auch zu einer gewissen Nachpolarisation, die zu einer weiteren Dehnung und damit zu einer Drift des Stellweges um ca. 1 % pro Zeitdekade führt. Diese ist jedoch nur in den ersten Sekunden von Interesse.

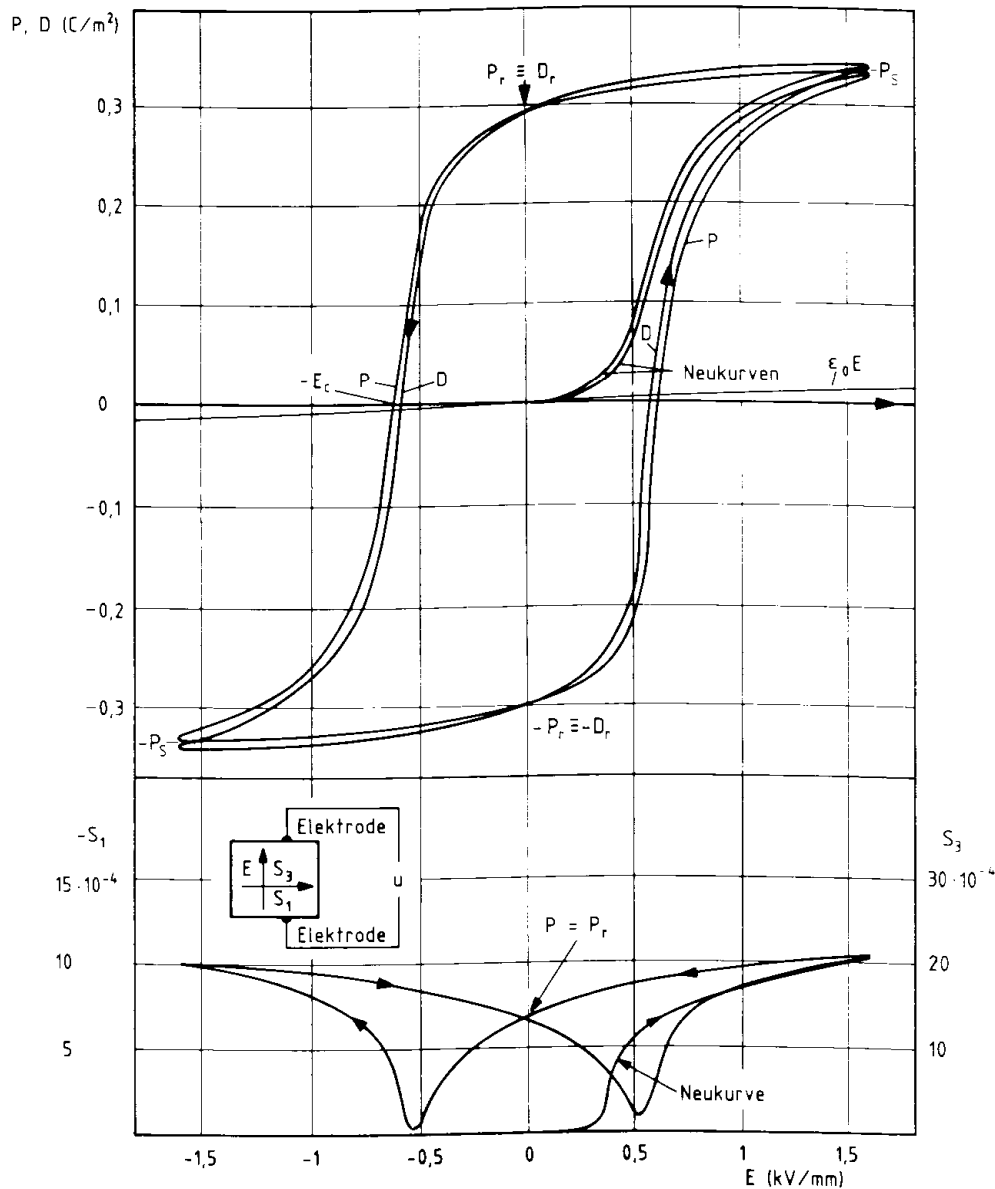


Abb. 5.3: Oben: Dielektrische Hysterese

Unten: Mechanische Deformation als Funktion der Feldstärke (Feldstärke in Richtung 3) /24/

Depolarisierung

Die remanente Polarisation der Piezokeramik kann durch mechanische, thermische oder elektrische Einflüsse abgeschwächt werden. Vollkommene Depolarisierung, also den Verlust der piezoelektrischen Eigenschaften bis hin zur Beschädigung des Werkstoffs können die Folge sein.

Mechanische Depolarisierung findet durch zu hohe mechanische Belastungen statt. Thermische Depolarisierung geschieht infolge einer Erwärmung bis zur so genannten Curie-Temperatur. Bei dieser Temperatur ist die Keramik vollständig depolarisiert. Die Curie-Temperatur liegt im Bereich von 150°C - 400°C . Für einen sicheren Betrieb sollte ein ausreichender Abstand zur Curie-Temperatur gewahrt werden, bis ca. 150°C bei Hochvolt-Piezos und ca. 80°C bei Niedervolttypen.

Elektrische Depolarisierung hat ihre Ursache in einem starken elektrischen Feld, das entgegen der Polarisierungsrichtung anliegt. Eine merkliche Depolarisierung setzt typischerweise bei statischen Gegenfeldern im Bereich von 500 -1000 V/mm ein.

Eine eingetretene Depolarisierung kann nur durch erneutes Anlegen eines starken Feldes in Polarisationsrichtung (also ein erneutes Polarisieren) wieder rückgängig gemacht werden.

5.3 Mathematische Beschreibung

Der nichtlineare piezoelektrische Effekt wird in den meisten Fällen durch lineare Gleichungen mathematisch beschrieben. Für den Zusammenhang der elektrischen Größen ist die Linearisierung in Abb. 5.4 veranschaulicht. Durch eine feldstärkeunabhängige Dielektrizitätszahl ϵ wird die Hysteresekurve um den Arbeitspunkt mit einer Geraden angenähert (Linearisierung 1. Ordnung).

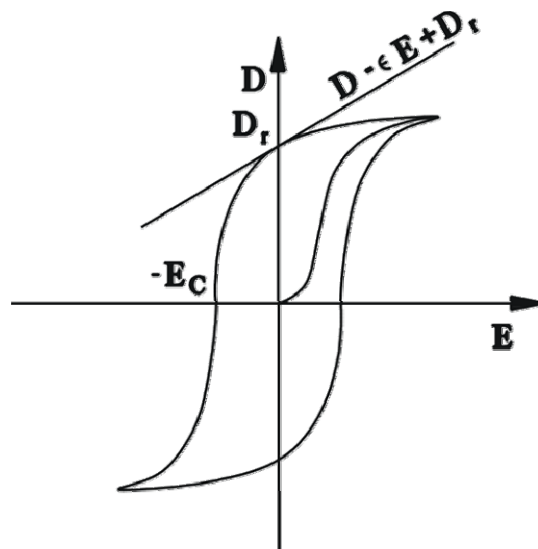
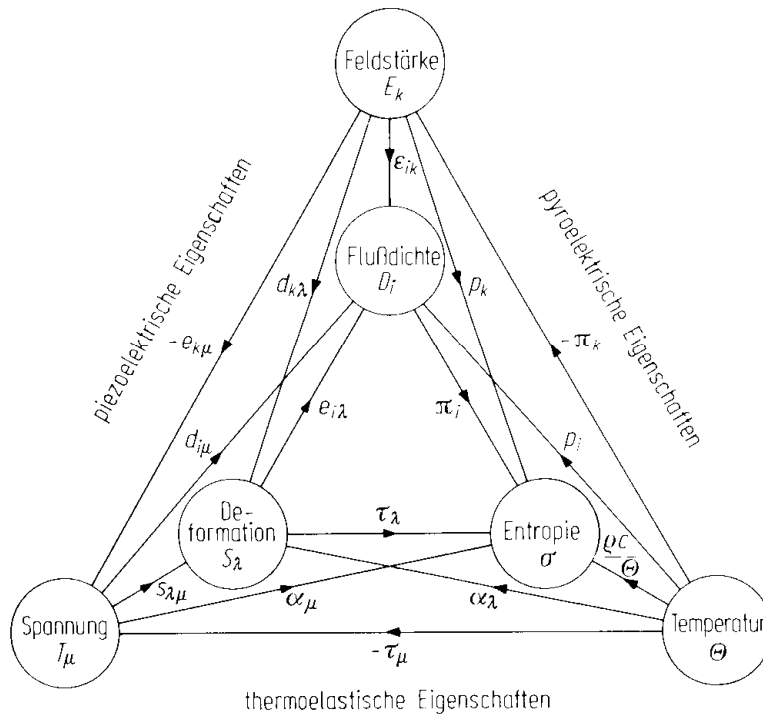


Abb. 5.4: Linearisierung 1. Ordnung

Die Abb. 5.5 zeigt die thermodynamischen Zustandsvariablen, die zur Beschreibung des piezoelektrischen Effektes zu berücksichtigen sind. Zur Vermeidung von Verwechslungen mit den elektrischen Größen sind für die mechanische Spannung, die Dehnung und den Elastizitäts-Modul vom üblichen abweichende Bezeichnungen festgelegt, die bei der Beschreibung der Piezoelektrizität international eingeführt wurden. Es existieren jeweils zwei elektrische, zwei mechanische und zwei thermische Zustandsvariablen, von denen jeweils eine als unabhängige Variable gewählt werden kann.

Geht man von einer adiabatischen oder isothermen Zustandsänderung aus, d. h. eine der thermischen Zustandsvariablen ist konstant, so stehen die nicht thermischen Zustandsgrößen gemäß Abb. 5.6 miteinander in Beziehung.

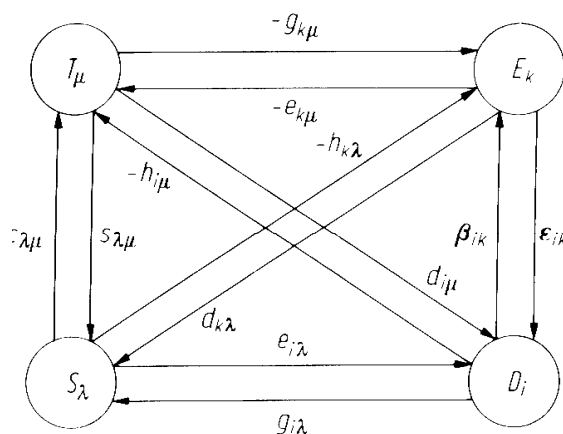

Abb. 5.5: Thermodynamische Zustandsvariablen, nach /26/

Zustandsvariablen:

E	elektrische Feldstärke	V/m
D	dielektrische Verschiebung	C/m ²
T	mechanische Spannung	N/m ²
S	mechanische Dehnung	%
σ	Entropie	J/(Kg K)
Θ	Temperatur	K

Materialkonstanten:

ϵ	Dielektrizitätskonstante	F/m
β	$1/\epsilon$	m/F
s	Elastizitätskonstante	m ² /N
c	Elastizitätsmodul	N/m ²
α	Temperaturausdehnungskoeff.	m/K
d	piezoelektr. Ladungskonst.	C/N
g	piezoelektr. Spannungskonst.	m ² /C
e		N/(Vm)=C/m ²
h		N/C=V/m


Abb. 5.6: Lineare elektromechanische Zustandsgleichungen /31/

Entsprechend der Wahl der unabhängigen Zustandsgrößen können aus dieser Abb. folgende 4 Paare von linearen Zustandsgleichungen abgeleitet werden. Diese Gleichungspaare beschreiben, jedes für sich alleine, den piezoelektrischen Effekt.

$$S = s^E T + d_t^T E \quad (5.2a)$$

$$D = d T + \varepsilon^T E \quad (5.2b)$$

$$S = s^D T + g_t^T D \quad (5.3a)$$

$$E = -g T + (\varepsilon^T)^{-1} D \quad (5.3b)$$

$$T = c^E S - e_t^T E \quad (5.4a)$$

$$D = e S + \varepsilon^S E \quad (5.4b)$$

$$T = c^D S - h_t^T D \quad (5.5a)$$

$$E = -h S + (\varepsilon^S)^{-1} D \quad (5.5b)$$

Entgegen den sonst in der Mechanik üblichen Formelzeichen werden hier laut Konvention die mechanischen Spannungen mit T und die Dehnungen mit S bezeichnet; d sind Ladungskonstanten und s Elastizitätskonstanten (Kehrwerte der Elastizitätsmodule).

Die hochgestellten Indizes kennzeichnen die unabhängigen Zustandsvariablen, die bei der vorliegenden Linearisierung konstant gehalten werden, d. h. den Arbeitspunkt um den linearisiert wird. Alle Größen in den Grundgleichungen sind Matrizen. Das tiefgestellte t zeigt an, dass es sich um eine transponierte Matrix handelt. Das erste Gleichungspaar lautet somit ausgeschrieben:

$$\begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \\ S_4 \\ S_5 \\ S_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11}^E & s_{12}^E & s_{13}^E & 0 & 0 & 0 \\ s_{12}^E & s_{11}^E & s_{13}^E & 0 & 0 & 0 \\ s_{13}^E & s_{13}^E & s_{33}^E & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & s_{44}^E & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & s_{44}^E & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2(s_{11}^E - s_{12}^E) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \\ T_4 \\ T_5 \\ T_6 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & d_{31} \\ 0 & 0 & d_{31} \\ 0 & 0 & d_{33} \\ 0 & d_{15} & 0 \\ d_{15} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{bmatrix} \quad (5.6a)$$

$$\begin{bmatrix} D_1 \\ D_2 \\ D_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 & 0 \\ d_{31} & d_{31} & d_{33} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \\ T_4 \\ T_5 \\ T_6 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varepsilon_{11}^T & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_{11}^T & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_{33}^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{bmatrix} \quad (5.6b)$$

Die Werkstoffeigenschaft der Piezoelektrizität ist anisotrop. Diese Richtungsabhängigkeit wird in den Gleichungen durch die tiefgestellten Indizes angezeigt. Die Nummern 1, 2, 3 entsprechen den Achsen eines kartesischen Koordinatensystems, wie in

Abb. 5.7 veranschaulicht. Zusammen mit den Drehachsen 4, 5 und 6 zur Beschreibung der Schubspannungen bzw. Scherungen ist die Indizierung der Spannungs- und Dehnungstensoren wie folgt definiert:

$$xx \equiv 1, yy \equiv 2, zz \equiv 3, yz \equiv 4, zx \equiv 5, xy \equiv 6.$$

Die Richtung 3 zeigt definitionsgemäß immer in Richtung der erfolgten Polarisation.

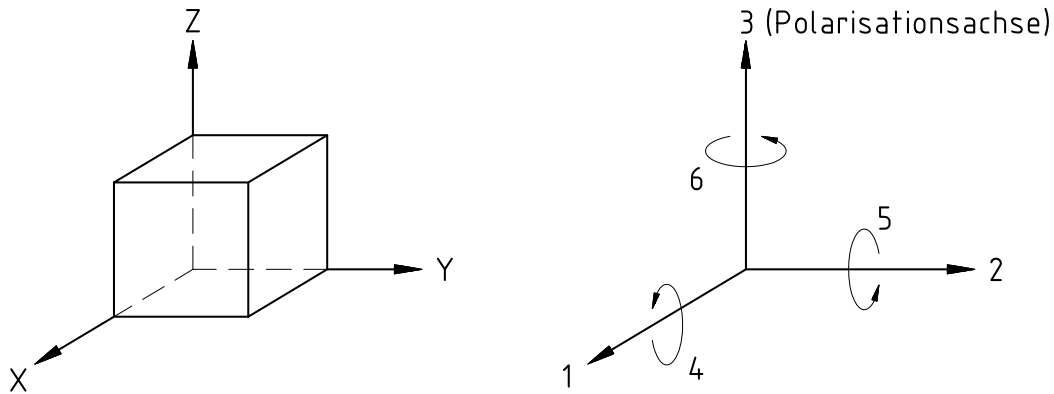


Abb. 5.7: Definition der Achsen und Deformationsrichtungen /24/

Zur Beschreibung der Anisotropie werden bei den Materialkonstanten zwei tiefgestellte Indizes benötigt. Sie verknüpfen die Richtung der Ursache mit der Richtung der Wirkung für die Zustandsvariablen, die durch die jeweilige Materialkonstante zusammenhängen. Zum Beispiel wird bei den Ladungskonstanten die Richtung des angelegten elektrischen Feldes mit der Richtung der Dehnung verknüpft.

5.4 Longitudinal-, Transversal- und Schereffekt - Basis für Aktoren

Aus den oben dargestellten Matrixgleichungen gehen drei verschiedene Kopplungen zwischen elektrischen und mechanischen Größen hervor. Man unterscheidet zwischen dem Longitudinal-, Transversal- und dem Schereffekt.

Für den Longitudinaleffekt (Längseffekt) gilt ohne mechanische Beanspruchung ($T=0$) der Zusammenhang:

$$S_3 = d_{33} E_3. \quad (5.7)$$

Das angelegte Feld und die mechanische Dehnung haben also dieselbe Richtung, Abb. 5.8.

Beim Transversaleffekt (Quereffekt) gelten zwischen mechanischer Dehnung S und angelegtem elektrischem Feld für $T=0$ die beiden Beziehungen:

$$\begin{aligned} S_1 &= d_{31} E_3 \\ S_2 &= d_{32} E_3 = d_{31} E_3 \\ \text{mit } d_{31} &= d_{32}. \end{aligned} \quad (5.8)$$

Infolge eines elektrischen Feldes in Polarisationsrichtung 3 dehnt sich der Körper in der hierzu senkrechten 12-Ebene aus. Die piezoelektrischen Ladungskonstanten d_{31} und d_{32} sind wegen des planaren Effektes identisch.

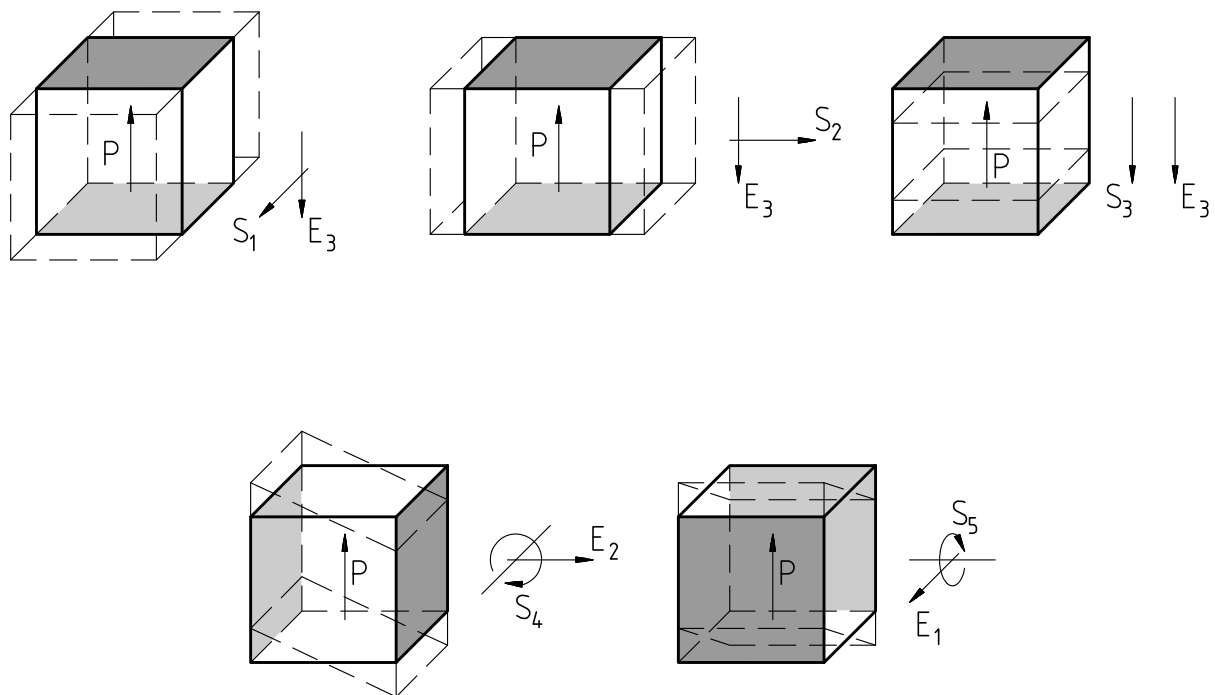


Abb. 5.8: Transversaleffekt (oben links und Mitte), Longitudinaleffekt (oben rechts) und Schereffekt (unten)

Für den Schereffekt gelten bei $T=0$ die Gleichungen:

$$\begin{aligned} S_4 &= d_{15} E_2 \\ S_5 &= d_{15} E_1. \end{aligned} \quad (5.9)$$

Durch Anlegen eines elektrischen Feldes in einer Richtung (E_1 oder E_2) senkrecht zur Polarisationsrichtung, entsteht eine Scherung in der Ebene, die durch die Feldrichtung und Polarisationsrichtung aufgespannt wird. Die Polarisationsrichtung liegt hier parallel zu den Elektroden.

Während der Schereffekt vorwiegend in Beschleunigungsaufnehmern und akustischen Wandlern zum Einsatz kommt, werden die beiden anderen Effekte vorwiegend in Aktoren genutzt. Auf diese soll hier näher eingegangen werden.

Abb. 5.9 zeigt die Ausnutzung des **Longitudinaleffektes** für einen Aktor. Wegen der äußerst geringen Dehnungen werden einzelne Piezoscheiben dabei kaum genutzt, vielmehr kommen mehrere als Stapel zum Einsatz. Feld-, Deformations- und Polarisationsrichtung sind hier gleich; für die Längenänderung einer Scheibe folgt damit ohne Last ($T=0$) mit U als angelegte Spannung und l_0 als aktive Materiallänge

$$S_3 = \frac{\Delta l}{l_0} = d_{33} E_3 = d_{33} \cdot \frac{U_3}{l_0} \quad \text{bzw.} \quad \Delta l = d_{33} U_3, \quad (5.10)$$

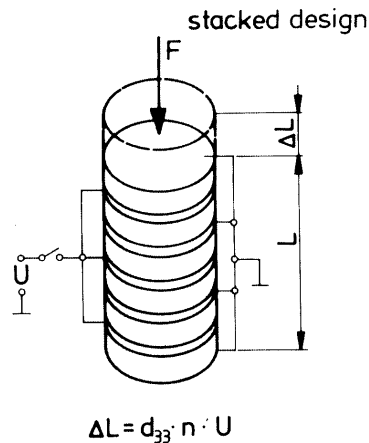


Abb. 5.9: Piezoaktor in Stapelbauweise /29/

Die Gleichung zeigt, dass die Längenänderung eigentlich unabhängig von der Geometrie ist und nur von der angelegten Spannung abhängt. Allerdings ist die anlegbare Spannung durch die Überschlag- und Durchschlagfestigkeit begrenzt und damit doch wieder geometrieabhängig.

Typische Kleinsignalwerte d_{33} liegen beispielsweise bei

$$d_{33} = 390 \cdot 10^{-12} \frac{\text{As}}{\text{N}}.$$

Bei einer Spannung von 1000 V folgt für Δl damit $\Delta l = 0,39 \mu\text{m}$. Großsignalwerte liegen bei ca. $1 \mu\text{m}$ bei 1000 V.

Mit einer Lastkraft F (bzw. Vorspannung T) verschiebt sich der Arbeitspunkt zu

$$\Delta l = d_{33} \cdot U_3 + / - \frac{F}{c_T}, \quad (5.11)$$

wobei c_T die Steifigkeit des Translators darstellt.

Abb. 5.10 zeigt die Ausnutzung des **Transversaleffektes** in einem Aktor. Feld- und Polarisationsrichtung sind zwar ebenfalls gleich, es wird jedoch die Dehnung bzw. Kontraktion in senkrechter Richtung dazu genutzt. Hier gilt

$$S_1 = \frac{\Delta l}{l_0} = d_{31} E_3 = d_{31} \frac{U_3}{t}, \quad (5.12)$$

wenn t die Streifendicke darstellt.

Für die Δl bedeutet dies eine Möglichkeit zur geometrischen Übersetzung/Anpassung

$$\Delta l = d_{31} \frac{l_0}{t} U_3. \quad (5.13)$$

Wegen $d_{31} \approx -0,5 d_{33}$ erfolgt hier bei gleicher Polarität eine Kontraktion.

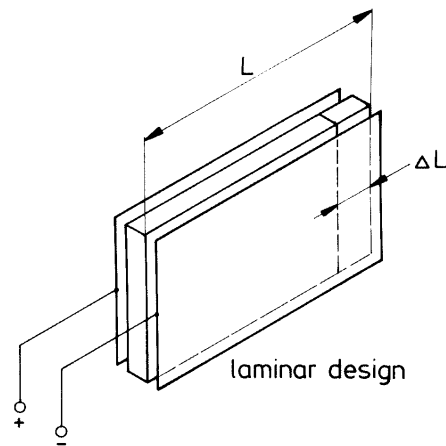


Abb. 5.10: Piezoaktor in Streifenbauweise /29/

Beide Effekte treten wegen der bestehenden Volumenkonstanz natürlich gleichzeitig auf, gegebenenfalls der Transversaleffekt auch planar, d. h. in der Ebene in zwei senkrechten Richtungen. Die Nutzung wird durch die konstruktive Lösung festgelegt.

Abb. 5.11 verdeutlicht den Transversaleffekt nochmals an einem Röhrchen mit Elektroden auf den Mantelflächen.

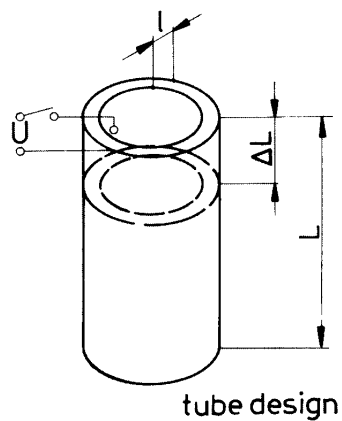


Abb. 5.11: Piezoaktor in Röhrchenbauweise /29/

5.5 Reale piezoelektrische Aktoren – Bauformen

Der für Bewegungsaufgaben am häufigsten genutzte Festkörpereffekt ist der inverse piezoelektrische Effekt. Insbesondere Forderungen nach extremen Positioniergenauigkeiten bis in den nm-Bereich (Ausrüstungen für die Mikroelektronikfertigung) sind durch piezoelektrische Aktoren effizient zu realisieren, sofern nur sehr kleine Bewegungsbereiche von weniger als einem Millimeter gefordert werden.

Piezoelektrische Bauelemente stellen elektromechanische Wandler dar, also Elemente, die elektrische Energie in mechanische Energie oder umgekehrt mechanische Energie in elektrische Energie umwandeln. Geräte die ersteres vollziehen, nennt man auch Aktoren, während man beim zweiten Fall von Sensoren spricht. Piezoelektrische Wandler nutzen bei Sensoren den direkten piezoelektrischen Effekt und bei Aktoren den inversen piezoelektrischen Effekt. Außerdem kann zwischen quasistatischen Wandlern (z. B. Stapelaktor) und dynamischen Wandlern unterschieden werden.

5.5.1 Aktoren mit quasistatischer Betriebsweise

Zunächst sollen hier **quasistatische Aktoren** behandelt werden, wobei durchaus Bewegungen bis in den kHz-Bereich, jedoch noch deutlich unterhalb der Resonanzfrequenz, darunter fallen. Abb. 5.12 zeigt die Grundbauformen zusammengefasst.

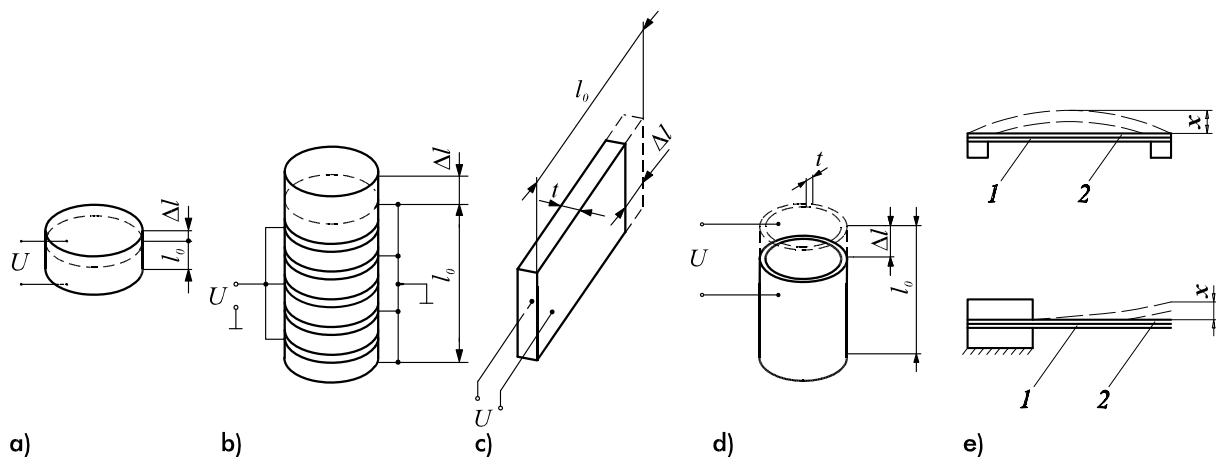


Abb. 5.12: Piezoelektrische Aktoren – Grundbauformen

a) Piezoscheibe (Längseffekt); b) Stapelbauweise (Längseffekt); c) Streifenbauweise (Quereffekt)
d) Röhrchenbauweise (Quereffekt); e) Bimorphbauweise (Scheiben- und Biegewandler, Quereffekt)
1 Stahl; 2 Piezokeramik

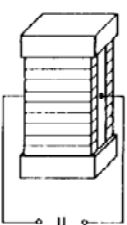
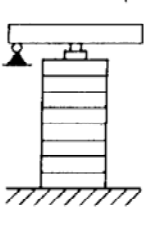
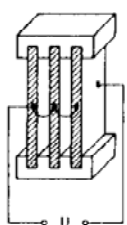
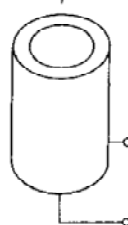
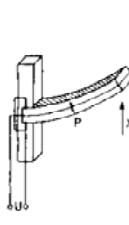
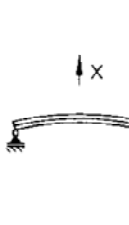
Wegen der geringen relativen Längenänderung piezoelektrischer Materialien von maximal $\Delta/l = 10^{-3}$ erzeugen reale piezoelektrische Aktoren nur äußerst kleine Bewegungen. Bei typischen aktiven Schichtdicken von

$$l_0 \approx 0,1 \text{ mm bei Niedervoltelementen und} \\ l_0 \approx 1,0 \text{ mm bei Hochvoltelementen}$$

und den wegen der Spannungsfestigkeit auf etwa 1000 V/mm begrenzten Feldstärken betragen die Längenänderungen 0,1 bzw. 1 μm .

Das prinzipielle Potential der in Abb. 5.12 gezeigten Bauformen verdeutlicht Tabelle 5.1. Scheibenförmige Elemente ordnet man in Reihe an, um nutzbare Größenordnungen für den Hub zu erzielen. Sie ermöglichen extreme Kräfte und dadurch stick-slip-freie Bewegungen bis in den nm-Bereich hinein. Zusätzliche Hebelübersetzungen ergeben Hübe bis zu wenigen Millimetern. Das Ausnutzen des Quereffektes führt demgegenüber zu kleineren Kräften bei deutlich größeren Hüben. Stapelaktoren besitzen oft integrierte Wegmesssysteme (aufgeklebte Dehnmessstreifen, integrierte Differentialtransformatoren). Vorteilhaft sind die nahezu unbegrenzten Auflösungen, die extrem schnellen Ausdehnungen (schnellster verfügbarer Aktor), die extrem großen Kräfte und Steifigkeiten sowie das nahezu leistungslose Halten einer Position (nur Leckströme vergleichbar einem Kondensator treten auf). Nachteilig wirken sich die hohen Betriebsspannungen und kleinen Bewegungsbereiche aus.

Tabelle 5.1 Bauformen piezoelektrischer Aktoren und erzielbare Parameter /26/

Längen- änderung	$\Delta l = d_{33} \cdot U_B$		$\Delta l = -d_{31} \cdot U_B$			
Standard- Bauformen	 Stapel	 Stapel mit Hebelüber- setzung	 Streifen	 Tubus	 Biege- wandler	 Biege- scheibe
Typische Stellwege	20...200µm	≤ 1000µm	≤ 50µm	≤ 50µm	≤ 1000µm	≤ 500µm
Typische Stellkräfte	≤ 30.000N	≤ 3500N	≤ 1000N	≤ 1000N	≤ 5N	≤ 40N
Typische Betriebs- spannung	60 ... 200V 200 ... 500V 500 ... 1000V	60 ... 200V 200 ... 500V 500 ... 1000V	60...500V	120...1000V	60...400V	10...500V

Zum Realisieren deutlich größerer Bewegungen mit piezoelektrischen Aktoren bieten sich jedoch noch andere Lösungsansätze. **Piezoelektrische Schrittmotoren** (quasistatisch) vollziehen eine Addition der kleinen Einzelschritte durch abgestimmtes Aktivieren von Klemm- und Vorschubstapeln. Das Wiederholen der Zyklen Klemmen, Verschieben, Nachziehen der Klemmeinrichtung bei Frequenzen oberhalb 20 kHz führt zu einer quasikontinuierlichen Bewegung. **Mikrostoßantriebe** (quasistatisch oder dynamisch) verzichten auf ein definiertes Klemmen und übertragen die Bewegung durch kleine Stöße auf den Abtrieb. Sie nutzen Trägheitskräfte zum Verharren des Abtriebes in Bewegung. Die antreibenden Stößel arbeiten häufig im Resonanzfall. Ihre Oberflächenpunkte vollführen elliptische Bewegungen mit möglichst großen Komponenten in Bewegungsrichtung. **Piezoelektrische Wanderwellenmotoren** (dynamisch) nutzen dagegen mechanische Schwingungen im Resonanzfall, siehe Abschnitt 5.5.2.

Einige quasistatische Antriebe seien nochmals detaillierter beschrieben. Stapelwandler beispielsweise bestehen aus diskreten Keramikscheiben (0,3...1,0 mm dick) oder sind als Multilayer in Folientechnik (Foliendicke bis ca. 100 μm) realisiert, Abb. 5.13. Diese werden in vielen Bauformen am Markt angeboten und können auch als Systeme mit internen Hebelübersetzungen (Abb. 5.14) bezogen werden. Da die mechanische Hysteresekurve nicht symmetrisch zum Koordinatenursprung liegt, negative Spannungen zu einer Depolarisation führen können und eine Zugbeanspruchung des Materials zu vermeiden ist, werden die Piezoelemente mechanisch vorgespannt.

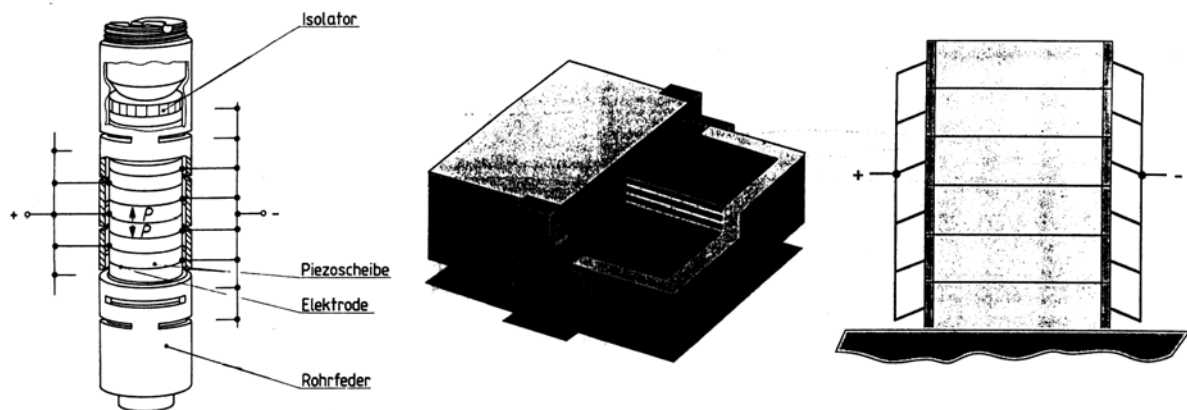


Abb. 5.13: Praktische Stapelaktoren in Scheiben- und Multilayertechnik /25/, /23/



Abb. 5.14: Stapelwandler mit Hebelübersetzung (rechts mit integrierter Geradföhrung /29/)

Bimorphe Elemente erzeugen durch die Kombination beispielsweise mit einer Stahlmembran ähnlich dem Bimetall-Effekt relativ große Stellwege bei allerdings nur noch kleinen Kräften, Abb. 5.15.

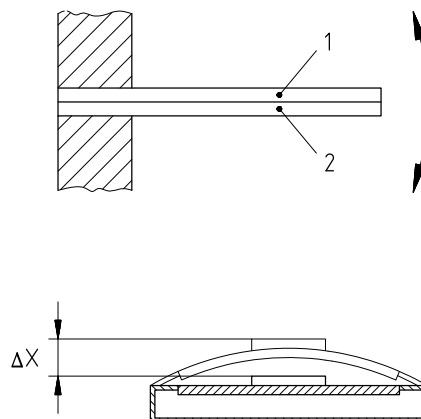


Abb. 5.15: Piezo-Biegeelemente in bimorpher Bauweise /29/

Die Aneinanderreihung von Schritten zur weiteren Vergrößerung des Bewegungsreiches erfordert dagegen geeignete Klemm- und Vorschubeinrichtungen, die wechselseitig aktiv sind. Verschleiß und Geräusche stellen Probleme dar, die aber lösbar sind, wie praktische Positioniersysteme zeigen (Abb. 5.16, /29/).

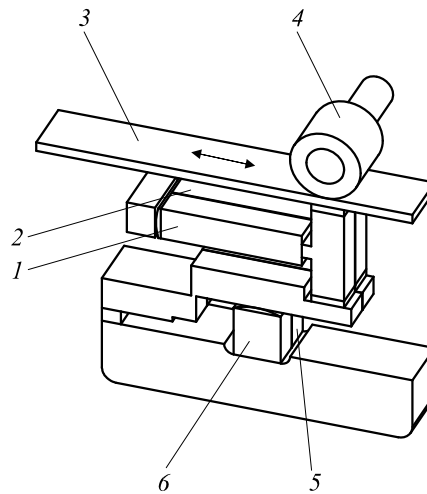


Abb. 5.16: Piezoelektrischer Mikroschritt-Antrieb /34/
1, 2 Vorschubstapel; 3 Abtrieb; 4 Andruckrolle; 5, 6 Klemmstapel

5.5.2 Ultraschallmotoren (resonante Antriebe)

Bei dynamischen Wandlern im Sinne von Sensoren (z. B. Beschleunigungssensor) wird meist darauf geachtet, dass Resonanzerscheinungen vermieden werden. Bei dynamischen Aktoren werden Resonanzen gezielt ausgenutzt, um die Wirkung der Wandler um ein Vielfaches zu erhöhen. Es gibt verschiedene Ansätze zur Nutzung resonanter Schwingungen in piezoelektrischen Antrieben. Das Funktionsprinzip piezoelektrischer Ultraschallmotoren basiert auf der kraftschlüssigen Übertragung mechanischer Schwingungsamplituden über einen Reibkontakt bei Frequenzen größer 20 kHz, Abb. 5.17. Genauer gesagt, werden mechanische Schwingungseigenformen zur Erzeugung von Trajektorien (in Form einer geneigten Gerade oder einer Ellipse) zur Bewegungserzeugung angeregt, so dass die Größe der Amplituden ein Maß für die Geschwindigkeit des Antriebs darstellt.

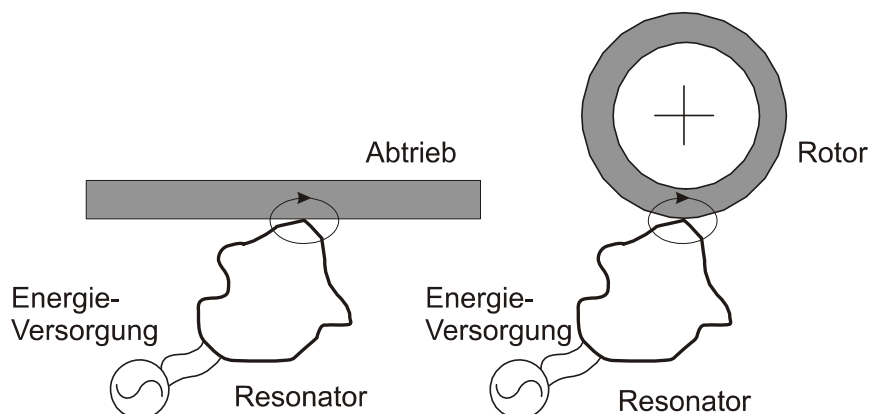


Abb. 5.17: Prinzipielle Funktionsweise eines Ultraschallmotors am Beispiel eines Bimodenantriebes

Ausgehend von einer Analyse der genutzten Strukturen in Industrie und Forschung lassen sich drei Grundprinzipien piezoelektrischer Ultraschallmotoren definieren, die für eine Einteilung dieser Antriebe nutzbar sind:

1. **Monomodalen-Antriebe** mit einphasig erregten Resonatoren zur Erzeugung geneigter Trajektorien,
2. **Bimodalen-Antriebe** mit zweiphasig erregten Resonatoren und zwei überlagerten orthogonal schwingenden Eigenformen zur Erzeugung elliptischer Trajektorien,
3. **Wanderwellen-Antriebe** mit zweiphasig erregten Resonatoren und überlagerten Eigenformen gleicher Art zur Erzeugung von umlaufenden Wanderwellen in rotationssymmetrischen oder geschlossenen Strukturen.

Einphasig erregte Antriebe bieten bei der praktischen Umsetzung durch den einfacheren Aufbau der Mechanik und der Elektronik erhebliche Vorteile. In vielen Fällen ist allerdings die Reversierbarkeit nicht zufriedenstellend lösbar. Zweiphasig erregte Bimodalen-Antriebe und Wanderwellenmotoren zeichnen sich durch eine gut kontrollierbare Reversierbarkeit aus. Der Wechsel der Phasenlage der anregenden Wechselspannungen führt bei den Resonatoren dieser Antriebe zur Umkehr der Drehrichtung der elliptischen Trajektorien und damit zum Wechsel der Bewegungsrichtung.

5.5.2.1 Monomodalen-Antriebe

In der Praxis gibt es reversierbare und nicht reversierbare Monomodalen-Antriebe. Vorteile dieses piezoelektrischen Antriebsprinzips sind die einfache Gesamtstruktur und die Tatsache, dass monomodale Schwingungen über Schwingungsknoten verfügen, die eine weitgehend rückwirkungsfreie und damit dämpfungsarme Halterung der Resonatoren ermöglichen.

Nicht reversierbare Monomodalen-Antriebe. Nicht reversierbare Monomodalen-Antriebe gehören zu den ersten funktionierenden Ultraschallmotoren. Im Allgemeinen handelt es sich um verschiedene Varianten von Motoren auf der Basis von Langevin-Vibratoren. Die Motoren nutzen zum Antrieb einen geneigten Balken, der über eine Longitudinalschwingung gegen eine Reibfläche auf dem Rotor gedrückt wird und fest im Vibrator verankert ist, Abb. 5.18.

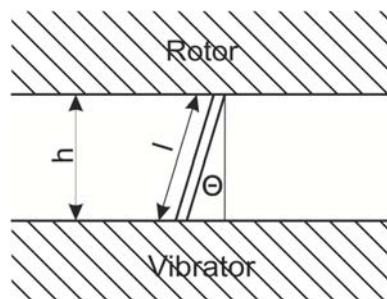


Abb. 5.18: Monomode-Stehwellenmotor mit Resonator (Vibrator) und Kontaktlamelle zum Rotor hin

Die longitudinalen Schwingungen erzeugen durch den Anstellwinkel eine unidirektionale Antriebswirkung zwischen Resonator und Reibfläche. Weiterentwicklungen dieser Motoren erreichen einen hohen Wirkungsgrad und große Drehzahlen. Starker Verschleiß und kurze Lebensdauern der Antriebe bereiten jedoch Probleme.

Das Prinzip eines solchen Motors zeigt Abb. 5.19. Die Baugröße dieses nicht reversierbaren Kleinmotors kann auf einen Durchmesser von nur 2 mm reduziert werden. Der größte Motor hat einen Außendurchmesser von 25 mm. Als Resonator dient ein kreisrunder Moonie-Aktor. Der Piezokeramikring schwingt in seinem radialen Eigenmode mit einer Anregungsspannung von wenigen Volt.

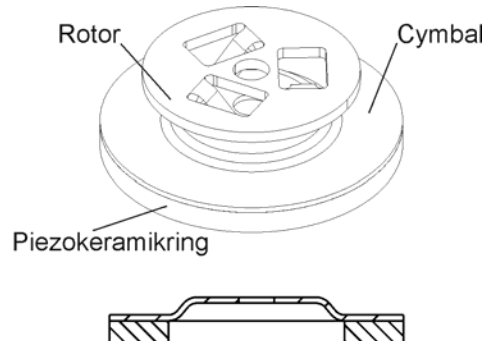


Abb. 5.19: Flexmotor[®] mit Moonie-Aktuator /39/, darunter Schnitt durch den Piezo-Metall-Verbund-Resonator (Cymbal)

Eine weitere Gruppe von Motoren nutzt das Prinzip der passiven Modenwandlung, das die Umformung der meist longitudinalen Hauptschwingungsrichtung in eine geneigte Trajektorie beschreibt. Dies ermöglicht mit zylindrischen Resonatoren den Aufbau unidirektionaler rotatorischer Antriebe. In den meist genutzten Geometrien entstehen torsionale Schwingungen um die Zylinderachse. Die erste leistungsfähige Ausführung eines derartigen Motors zeigt Abb. 5.20. Die torsionale Schwingung entsteht durch das speziell geformte Kopfstück mit unsymmetrisch zum Abtrieb verlaufender Nut innen, das die longitudinale Grundschiwingung in eine geeignete geneigte Gesamttrajektorie wandelt. Nachteil der passiven Wandlungen bei Stehwellenmotoren bleibt der Verlust der Kontrolle der Transportrichtung.

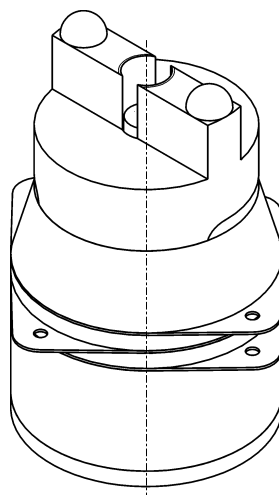


Abb. 5.20: Rotatorischer Antrieb mit longitudinal-torsiodaler Modenkopplung /40/

Reversierbare Monomodalen-Antriebe. Der Aufbau moderner reversierbarer Monomodalen-Antriebe lässt sich auf zwei unterschiedlichen Prinzipien zurückführen:

1. *Anregung zwei unterschiedlicher isolierter Eigenformen* (für jede Transportrichtung eine Eigenform),
2. *Verzerrung einer symmetrischen Eigenform durch asymmetrische Anregung* einer geeigneten Eigenform.

Die Anregung verschiedener Eigenformen ist der einfachste Weg zur Erzeugung einer bidirektionalen Antriebswirkung. Abb. 5.21 zeigt die Eigenformen des Antriebs der Firma Elliptec. Der Resonator besteht aus Aluminium und wird über einen integrierten Multilayer erregt. Die Betriebsspannungen betragen nur wenige Volt, so dass auch ein Batteriebetrieb möglich ist.

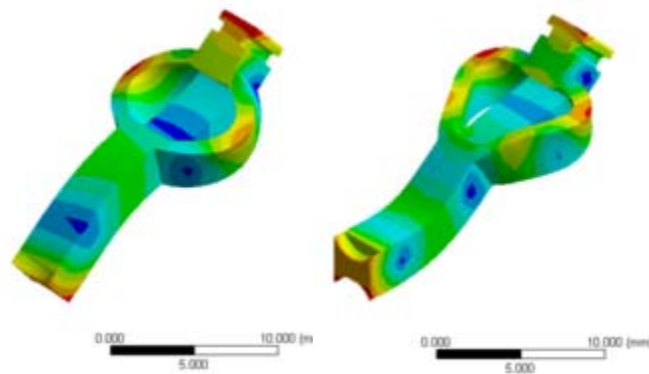


Abb. 5.21: Eigenformen des Elliptec® Motors mit Verbundresonator

Der Nachteil der Anregung verschiedener Eigenformen liegt im Unterschied der elektromechanischen Impedanz. Die verschiedenen Anregungsfrequenzen führen auch dazu, dass bei Verwendung eines üblichen getakteten Wechselrichters die elektrischen Ausgangsfilter nicht optimal auf die Erregerfrequenz abgestimmt werden können und die Erwärmung und mechanische Belastung der Resonatoren steigt.

Die technisch überlegene Lösung ist deshalb die Verzerrung einer symmetrischen Eigenform durch eine geeignete Anregungsstruktur. In Quadern oder Ringen aus piezoelektrischer Keramik lassen sich symmetrische Eigenformen so anregen, dass gerichtete Trajektorien entstehen [41]. Die Wahl der Elektrode bestimmt die Neigung der Trajektorie und ermöglicht die Kontrolle der Bewegungsrichtung, Abb. 5.22. Die Gegenelektrode dieser Resonatoren ist vollflächig über die Unterseite ausgedehnt.

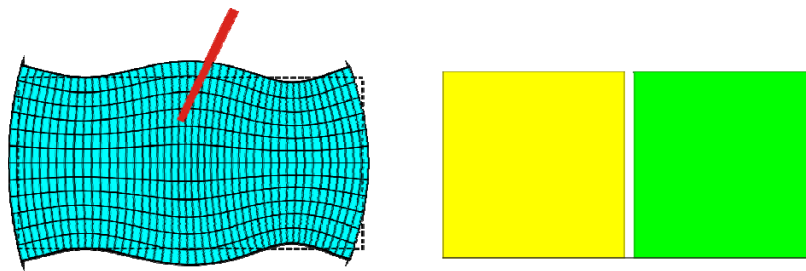


Abb. 5.22: Asymmetrische Schwingung in vollkeramischem Quaderresonator, rechts Elektroden für Rechts- oder Linkslauf

Abb. 5.23 zeigt Positioniersysteme auf Basis dieses Funktionsprinzips. Der Antrieb ist weitgehend miniaturisierbar. Rechts im Bild ist ein Motor mit einem piezoelektrischen Keramikblock mit weniger als 10 mm Länge dargestellt.

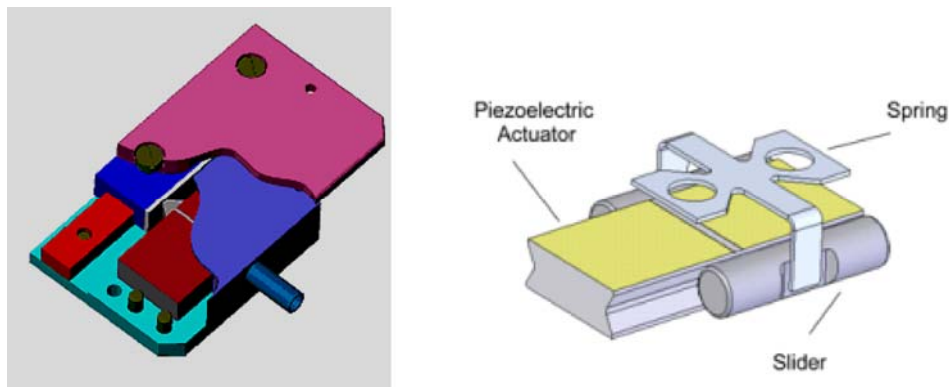


Abb. 5.23: Linearer Antrieb (links) und Miniaturausführung (rechts) /41/

Abb. 5.24 zeigt die Nutzung des in Abb. 5.22 dargestellten Grundprinzips angewendet auf einen rotatorischen Antrieb. Die verwendete Eigenform tritt auch entlang des Umfangs eines Zylinders mit geringer axialer Länge auf. Durch eine versetzte Elektrodenstruktur ist die Anregung geneigter Trajektorien möglich. Die Wahl der aktiven Elektrodengruppe dieses einphasigen Antriebs bestimmt die Drehrichtung des Rotors.



Abb. 5.24: Rotatorischer Stehwellenantrieb mit axialer Dehnungsmode /41/

Reversierbare Antriebe auf der Basis stehender Wellen verbinden die Vorteile einer einfachen mechanischen Gesamtstruktur mit der einphasigen elektrischen Anregung mit einem hohen Wirkungsgrad. Nachteilig wirkt sich allerdings aus, dass diese Motoren bei geringeren Geschwindigkeiten auch geringere Amplituden senkrecht zur Reibfläche erzeugen und damit eine mechanische Kopplung zwischen Vortriebskraft und -geschwindigkeit aufweisen.

5.5.2.2 Bimoden-Antriebe

Resonatoren mit mehrphasiger Anregung sind uneingeschränkt für den Aufbau von bidirektionalen rotatorischen und linearen Antrieben geeignet. Solche Motoren mit gekoppelten Moden nutzen Schwingungstrajektorien, die durch phasenverschobene Anregung zwei verschiedener Eigenformen mit orthogonalen Hauptschwingungskomponenten und meist gleichen Eigenfrequenzen entstehen. Unter der Voraussetzung, dass die Resonanzfrequenzen in einem ganzzahligen Verhältnis stehen, ist grundsätzlich die Verwendung von Eigenformen mit unterschiedlichen Frequenzen möglich, doch sinken die Schwingungsamplituden mit hohen Resonanzfrequenzen schnell ab und erschweren den Aufbau von Motoren.

Bei richtiger Platzierung bilden die Oberflächenpunkte des Reibelements auf dem Resonator Trajektorien aus, deren Komponenten bei zweidimensionaler Bewegung durch $x = x_{\max} \sin(\omega t)$ und $y = y_{\max} \sin(\omega t + \varphi)$ beschreibbar sind, Abb. 5.25. Eine der Eigenformen schwingt orthogonal zur Reibfläche und bestimmt die Normalkraft und damit die maximale Vortriebskraft (Reibkraft) des Motors. Die zweite Eigenform bestimmt die Antriebsgeschwindigkeit.

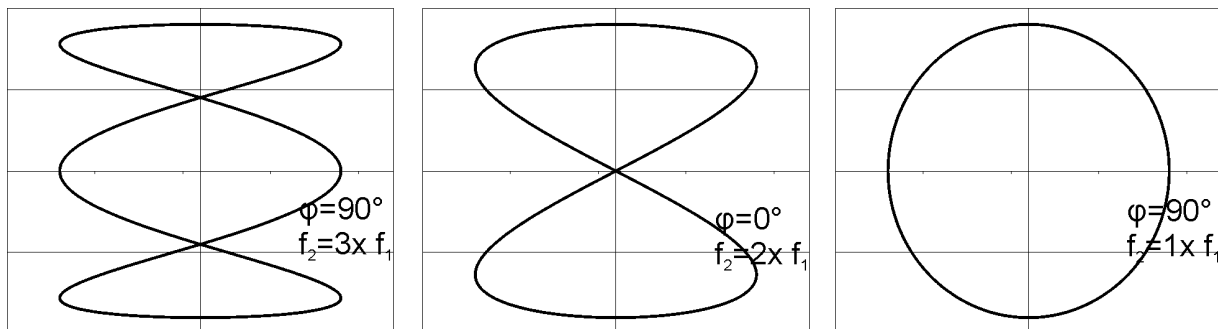


Abb. 5.25: Lissajous-Trajektorien für verschiedene Frequenzverhältnisse

Die Schwierigkeit bei der Dimensionierung von Resonatoren mit gekoppelten Moden besteht darin, eine genaue Übereinstimmung der Resonanzfrequenzen zu erreichen. In der Praxis zeigen sich Einflüsse, die durch die Berechnungsverfahren nicht vollständig analysierbar sind und zu unterschiedlichen Frequenzverschiebungen der berechneten Eigenformen führen. Die grundlegende konstruktive Aufgabenstellung ist die Kombination und unabhängige Anregung geeigneter orthogonaler Eigenformen.

Damit ergibt sich die Möglichkeit diese piezoelektrischen Antriebe anhand der Resonatorgeometrie und der verwendeten Eigenformen zu analysieren. Eine ganze Reihe unterschiedlicher Motoren ist mit Kombinationen von charakteristischen Eigenformen möglich /42/, beispielsweise Kombinationen von:

- Longitudinalschwingung und Torsionsschwingung
- Biegeschwingung und Biegeschwingung
- Longitudinalschwingung und Biegeschwingung
- Radialschwingung und Biegeschwingung
- Radialschwingung und Longitudinalschwingung.

Viele der genannten Schwingungszustände sind charakteristischen Geometrien wie Ringe, Röhren oder Quadern bzw. Platten zugeordnet, so dass diese für den Aufbau

von Resonatoren nutzbar sind. Einen rotatorischen Antrieb mit überlagerten Longitudinal- und Torsionsschwingungen zeigt Abb. 5.26. Diese Kombination eignet sich besonders für den Aufbau rotatorischer Antriebe und erreicht ein Drehmoment von mehreren Nm bei einer Drehzahl von wenigen Umdrehungen in der Minute.

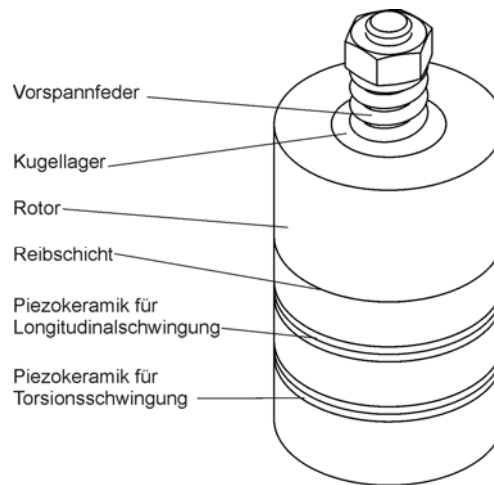


Abb. 5.26: Longitudinal-Torsional-Resonator

Die bekannteste Anwendung orthogonaler Eigenformen ist die Überlagerung von Biegeschwingungen und Longitudinalschwingungen in plattenförmigen Resonatoren aus piezoelektrischer Vollkeramik. Moderne Motoren, z. B. von der israelischen Firma Nanomotion, nutzen dieses Prinzip. Die Resonatoren werden mit einer Erregerfrequenz in der Nähe der ersten longitudinalen Eigenform L1 und der zweiten Biege-eigenform B2 angeregt, Abb. 5.27 und Abb. 5.28.

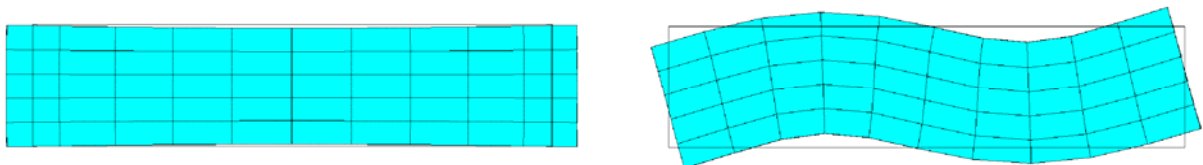


Abb. 5.27: Longitudinal- (L1) und Biege-eigenform (B2)



Abb. 5.28: Nanomotion Antrieb

Die elektrische Erregung erfolgt bei 39,6 kHz einphasig über die in Abb. 5.27 rechts für B2 gekennzeichnete Eigenform. Dieser Antrieb nutzt die Tatsache aus, dass die Eigenformen nicht vollkommen entkoppelt arbeiten und so bei der verwendeten Eigenform in beide Eigenformen Energie eingekoppelt wird. Eine elliptische Trajektorie

kann allerdings erst im Zusammenwirken mit der Reibfläche entstehen. Allein aufgrund einer einphasigen Anregung kann sie nicht entstehen.

Eine genauere Unterteilung von Plattenresonatoren ist anhand der Schwingungsrichtung der Biegeschwingung möglich. Diese kann in oder senkrecht zur Plattenebene verlaufen. Die ebene Biegeschwingung besitzt eine deutlich höhere Steifigkeit, so dass bei erfolgreicher Anregung stärkere Motoren realisierbar sind. Dabei sind auch zweiphasige Anregungen von Plattenresonatoren möglich, wodurch auf den Seitenflächen echte elliptische Trajektorien entstehen. Die Zahl der möglichen Kombinationen für technisch nutzbare Eigenformen in der Ebene ist allerdings begrenzt, da eine Angleichung der Resonanzfrequenzen nur für die erste Longitudinalschwingung L1 und die zweite Biegeschwingung B2 möglich ist.

Die Nutzung von Eigenformen mit Schwingungskomponenten senkrecht zur Plattenoberfläche erlaubt mehr Varianten bei Verwendung von Biegemoden höherer Ordnung. In diesem Fall ist es allerdings nicht mehr möglich, vollkeramische Resonatoren zu verwenden. Die Anregung von Biegeschwingung mit Hauptschwingungskomponenten senkrecht zu den Oberflächen Elektroden funktioniert nicht ohne Weiteres, sondern erfordert eine spezielle Polarisierung. Aus diesem Grund werden derartige Resonatoren als Verbundstrukturen realisiert, bei denen die piezoelektrische Keramik auf einen anderen Werkstoff aufgeklebt wird. Die Dehnung des aktiven Materials ermöglicht schließlich die Anregung der erforderlichen Schwingungskomponenten - vergleichbar ist dies mit dem Wirkprinzip eines Bimetalls.

Auf Basis des Verbundprinzips sind Motoren realisierbar, die auch Biegeschwingungen höherer Ordnung nutzen können. Die Resonatoren müssen jedoch zunehmend dünner ausgeführt werden, um eine Angleichung der Resonanzfrequenz der Longitudinalschwingung zu erreichen. Dies reduziert die zulässige Vorspannkraft des Reibkontakts und damit die Antriebskraft dieser Motoren. Die bekannteste Ausführung nutzt die Kombination der vierten Biegeeigenform (B4) und der ersten Longitudinaleigenform (L1), Abb. 5.

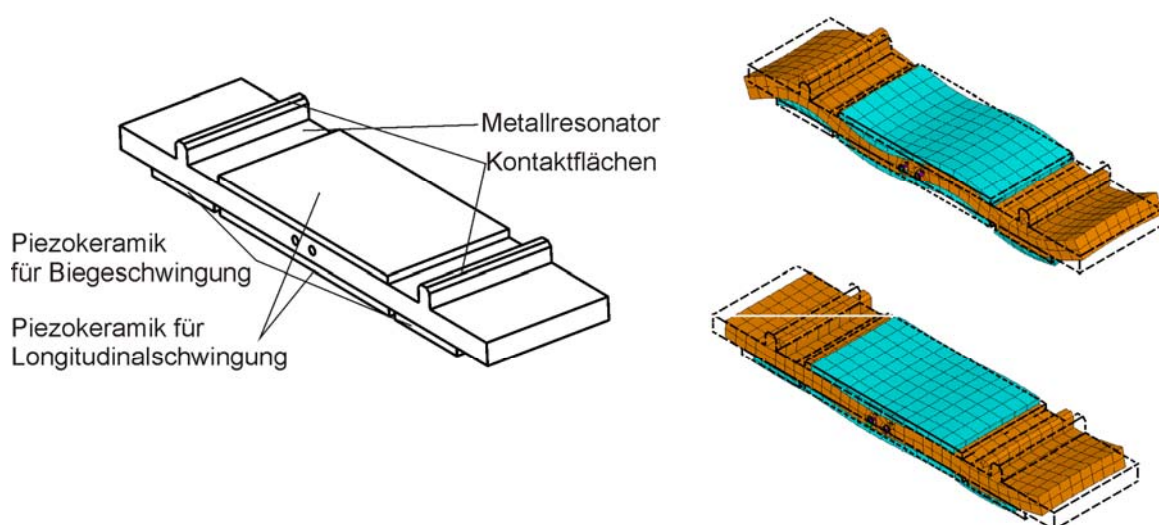


Abb. 5.29: Bimodenresonator mit L1-B4 Kombination (rechts oben Biegeeigenform B4, rechts unten Longitudinaleigenform L1)

5.5.2.3 Wanderwellenmotoren

Einen weiteren Ansatz zur Nutzung resonanter Schwingungen in piezoelektrischen Antrieben stellen Wanderwellenmotoren dar. Abb. 5.30 verdeutlicht einen in Resonanz arbeitenden, sog. Wanderwellenmotor mit umlaufender Biegewelle. Der hier dargestellte Motor ist nach der Firma Shinsei, die ihn entwickelt hat, benannt /27//28//35/.

Der Shinsei-Motor besteht aus sehr wenigen Teilen, die in der Explosionszeichnung dargestellt sind. Die Grundplatte (1) bildet mit dem Deckel (12) das Gehäuse. Auf einem abgesetzten Flansch der Grundplatte ist der Stator (3) festgeschraubt. Er besteht aus Bronze mit einer dünnen aufgeklebten Piezokeramikschrift (2) auf der Unterseite. Der Außenring des Stators kann nahezu ungehindert Schwingungen ausführen. Der Rotor (4) wird über eine Gummischeibe (5) und eine Tellerfeder (6) auf den Stator gepresst, so dass die auf der Unterseite des Rotors aufgeklebte thermoplastische Reibschicht einen Reibschluss zum Stator herstellt. Durch mehrere Erhöhungen eines scheibenförmigen Absatzes der Welle (7) als Mitnehmer wird die Drehung des Rotors auf die Welle übertragen. Die Welle ist durch ein Radialkugellager (8) in der Grundplatte zusammen mit einem Gleitlager (10) und Axialkugellager (9) im Deckel gelagert. Die Zwischenscheibe (11) dient zur Justierung der Anpresskraft durch die Tellerfeder.

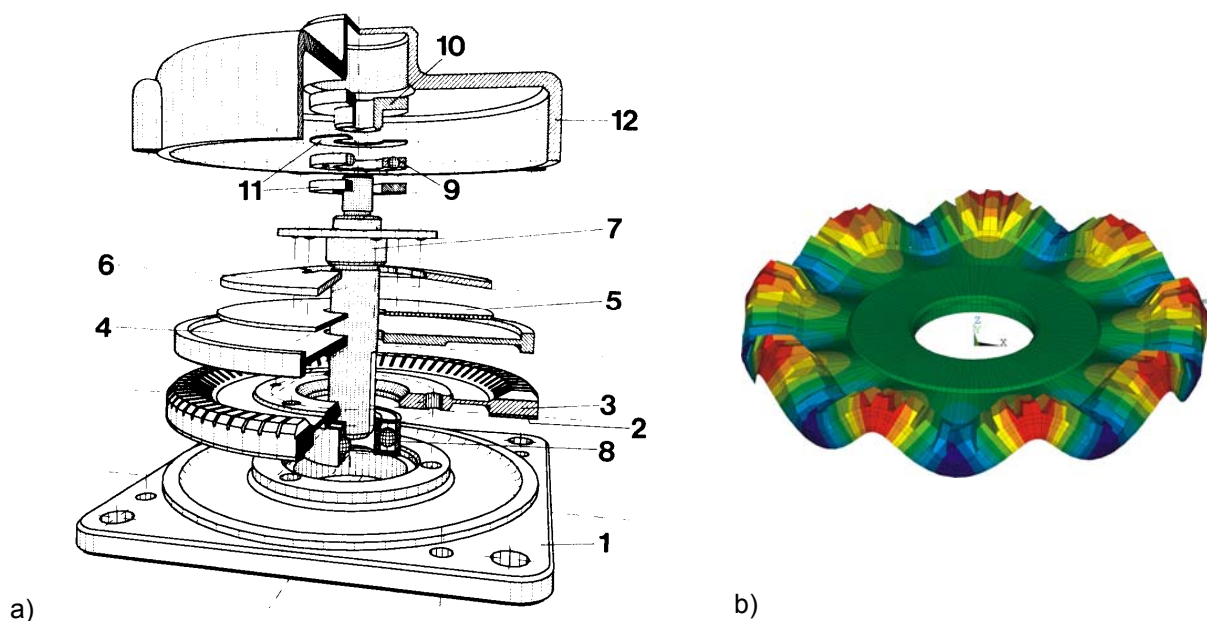


Abb. 5.30: Piezoelektrischer Wanderwellenmotor /27/

a) Motoraufbau; b) Momentaufnahme der Wanderwelle des Stators (FEM-Simulation, Verformungen stark überhöht)

1 Motorflansch; 2 Anregungsbereich (Piezokeramik); 3 Stator; 4 Rotor; 5 Gummischeibe; 6 Tellerfeder; 7 Abtriebswelle; 8 bis 11 Lager und Zubehör; 12 Gehäuse

Für die Bewegungserzeugung ist bei diesem Ultraschallmotor eine Wanderwelle verantwortlich, die im Stator umläuft. Bei Körpern die geometrisch begrenzt sind, treten in der Natur Schwingungen als stehende Wellen auf. Für die Erregung einer Wanderwelle müssen besondere Maßnahmen ergriffen werden. Eine Möglichkeit zur Erzeugung einer wandernden Biegewelle besteht in der Überlagerung zweier stehender Wellen.

Die Addition von zwei stehenden Wellen mit gleicher Amplitude ergibt:

$$y = y_1 + y_2$$

$$= A \sin(kx) \sin(\omega t) + A \sin(kx + kx_0) \sin(\omega t + \varphi_0) \quad (5.14)$$

kx_0 steht für eine räumliche und φ_0 für eine zeitliche Phasenverschiebung der beiden Wellen. Durch trigonometrische Umformungen erhält man:

$$y = A/2 \cos(kx - \omega t) - A/2 \cos(kx + \omega t)$$

$$+ A/2 \cos(kx - \omega t + kx_0 - \varphi_0) - A/2 \cos(kx + \omega t + kx_0 + \varphi_0) \quad (5.15)$$

Diese Gleichung ist eine Kombination von vier Wanderwellen die sich in positiver x-Richtung ($-\omega t$) bzw. negativer x-Richtung ($+\omega t$) ausbreiten. Die Wahl der Parameter für die Phasenverschiebung führt zu zwei ausgezeichneten Zuständen, für die eine reine Wanderwelle entsteht:

- a) Wird $\varphi_0 = \pi/2$ (90°) und $x_0 = \pi/2$ (90° bzw. $\lambda/4$) gewählt, so bleibt nur der Term **$y = A \cos(kx - \omega t)$** , der eine in positiver x-Richtung wandernde Welle beschreibt.
- b) Wird $\varphi_0 = \pi/2$ (90°) und $x_0 = -\pi/2$ (-90° bzw. $-\lambda/4$) gewählt, so bleibt nur der Term **$y = -A \cos(kx - \omega t)$** , der eine in negativer x-Richtung wandernde Welle beschreibt.

Für alle anderen Phasenverschiebungen bleibt eine Kombination von verschiedenen Wanderwellen erhalten. Diese können sich z. B. zu einer stehenden Welle mit doppelter Amplitude oder zu einer Kombination einer resultierenden Wanderwelle mit einer stehenden Welle überlagern.

Die Wanderwelle im Stator des Shinsei-Motors wird mit einem Piezokeramikring erregt. Eine stehende Biegewelle kann durch unterschiedliche Polarisierung einzelner Bereiche erreicht werden. Abb. 5.31a zeigt die Polarisierung zweier benachbarter Bereiche. Liegt an allen Bereichen dieselbe Spannung U an, verlängern bzw. verkürzen sich die benachbarten Bereiche entsprechend ihrer Polarisierung, Abb. 5.31b. Jeder Polarisationsbereich erzeugt eine halbe Wellenlänge der sinusförmigen Biegung.

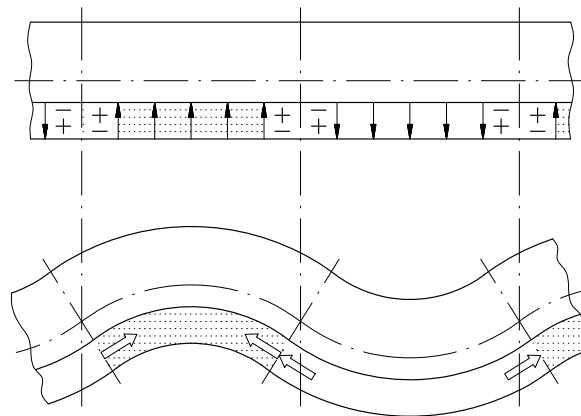


Abb. 5.31: Biegung des Stators, aus /27/

oben: Polarisierung (ohne angelegte Spannung); unten: Verformung bei angelegter Spannung

Für die Erregung der Wanderwelle müssen im Stator zwei stehende Wellen angeregt werden. Dies kann mit der in Abb. 5.32 gezeigten Polarisierung der Piezokeramikscheibe erfolgen. Die Scheibe ist auf ihrem Umfang in zwei Anregungsbereiche unterteilt, von denen jeder eine stehende Welle im Stator erzeugt. Jeder Anregungsbereich beinhaltet 8 Segmente, deren abwechselnde Polarisierung mit unterschiedlichem Vorzeichen gekennzeichnet ist. Die Bedingung für das Entstehen einer reinen Wanderwelle ist die Einhaltung der räumlichen und zeitlichen Phasenverschiebung von $\pi/2$. Die räumliche Phasendifferenz ist durch ein zusätzliches Segment der Länge $\lambda/4$ zwischen den beiden Anregungsbereichen realisiert. Der Stator wird bei der 9. Biegeeigenfrequenz betrieben. Auf dem Umfang befinden sich dementsprechend 9λ , weshalb ein zweites Zwischensegment der Länge $\frac{3}{4}\lambda$ zwischen den beiden Anregungsbereichen erforderlich ist.

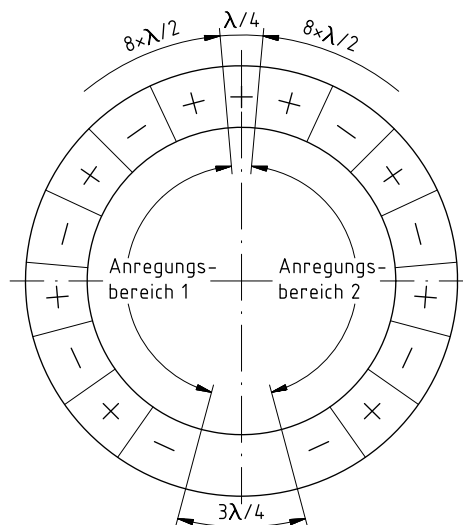


Abb. 5.32: Polarisierung der Piezokeramikscheibe, aus [27]

Die zeitliche Phasendifferenz wird durch die getrennte Ansteuerung der beiden Anregungsbereiche mit $U_1 = \hat{U} \sin(\omega t)$ und $U_2 = \hat{U} \cos(\omega t)$ realisiert. Durch Vertauschen der beiden Anregespannungen kann die Laufrichtung der Wanderwelle und damit die Drehrichtung des Motors umgeschaltet werden. Das Zwischensegment der Länge $\lambda/4$ dient gleichzeitig als Sensor zur Kontrolle des Schwingungszustandes.

Der Rotor wird auf die Oberseite des Stators angepresst. Für die Bewegung des Rotors ist deshalb die Schwingung der Punkte an der Statoroberfläche entscheidend. Alle Oberflächenpunkte des Stators durchlaufen während eines Schwingungszyklus eine elliptische Ortskurve (elliptische Trajektorien). Abb. 5.33 veranschaulicht das Entstehen der Ortskurve während dem Fortschreiten der Wanderwelle.

Da auf dem Umfang 9λ verteilt sind, sind immer 9 Punkte gleichzeitig in positiver y -Richtung maximal ausgelenkt. Auf diesen 9 Punkten ist der Rotor momentan angepresst. Für die Bewegung des Rotors ist die Momentangeschwindigkeit dieser maximal ausgelenkten Punkte in Umfangsrichtung maßgebend. Die Drehzahl des Rotors ist also direkt von der Amplitude A der Wanderwelle, der Wellenzahl k , der Kreisfrequenz ω und der Dicke des Stators abhängig. In Abb. 5.30 sind an der Oberseite des Stators Schlitze eingezeichnet. Diese dienen dazu, den Abstand von der neutralen Faser zu vergrößern, ohne die Biegesteifigkeit des Stators wesentlich zu verändern. Durch diese Maßnahme wird die erzielbare Drehzahl des Motors erhöht. Zu beach-

ten ist, dass die Drehung des Motors in entgegengesetzter Richtung zur Ausbreitungsrichtung der Wanderwelle erfolgt.

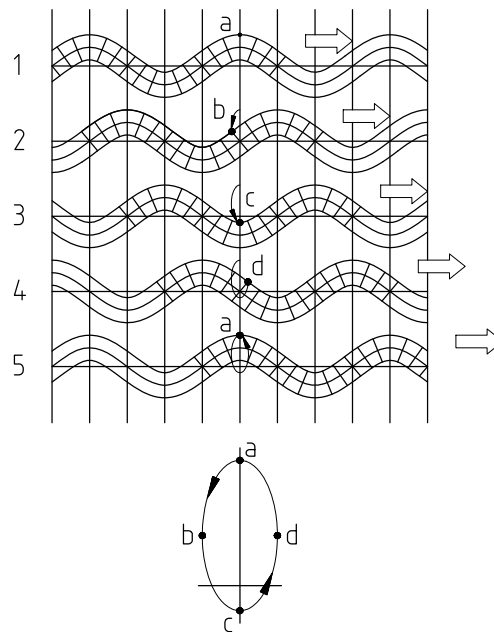


Abb. 5.33: Elliptische Ortskurve, aus /27/

Reale Bauformen von Wanderwellenmotoren mit umlaufender Biegewelle zeigen Abb. 5.34 und 5.35.

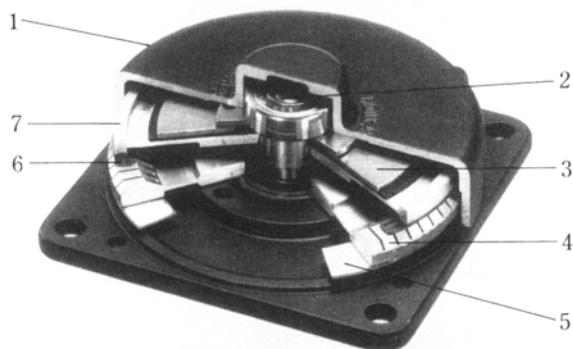


Abb. 5.34: Shinsei-Motor USR-60

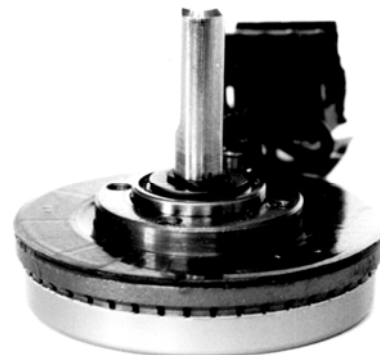


Abb. 5.35: Shinsei-Motor USR-30

Andere Bauformen von Wanderwellenmotoren nutzen statt einer umlaufenden Biegewelle beispielsweise eine umlaufende Biegung oder eine umlaufende Dehnungswelle. Abb. 5.36 verdeutlicht einen Motor, der die Dehnungseigenformen eines Hohlzylinders nutzt. Während es sich bei den beiden zuvor erläuterten Bauformen um Verbundschwinger aus Piezokeramik und Metallkörpern handelt, besteht bei diesen Motoren der gesamte Stator aus Piezokeramik. Es sind Motoren mit Durchmessern ab ca. 3 mm bis ca. 100 mm und auch Hohlläufermotoren realisierbar /38/.

Der Stator in Form eines Piezokeramikhohlzylinders trägt an der oberen Stirnfläche eine Reibschicht. Zur Lagerung wird der Zylinder lose über das Befestigungsteil gestülpt. Damit das Befestigungsteil die Schwingung nicht zu stark beeinflusst und um das Reaktionsmoment des Stators aufzunehmen, wird zwischen die beiden Teile

eine elastische Reibschicht gebracht. Im dargestellten Motor ist keine Lagerung vorgesehen, da die Lagerung des Rotors auch mit der Abtriebsachse erfolgen kann. Die Lagerung muss auch die axiale Anpresskraft zwischen Rotor und Stator und damit die Reaktionskraft zwischen Stator und Befestigung aufbringen.

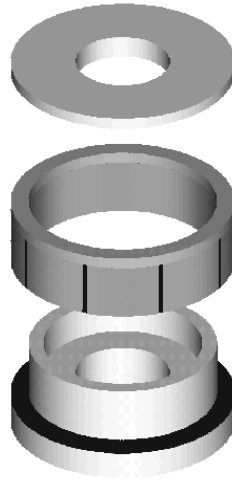


Abb. 5.36: Prinzipieller Aufbau eines Motors mit Dehnungswelle, nach /38/

Die Erzeugung der wandernden Dehnungswelle erfolgt bei diesem konkreten Motor durch die Überlagerung von drei stehenden Wellen. Ähnlich wie bei einem Drehfeldmotor müssen hier drei, zeitlich um $\varphi_0 = 2/3 \pi$ bzw. $\varphi_1 = 4/3 \pi$ phasenverschobene Ansteuersignale bereitgestellt werden (Drei-Phasen-Ansteuerung). Dazu sind drei Anregungsbereiche für die Erregung der drei stehenden Wellen räumlich mit einer Phasenverschiebung von $x_0 = 2/3 \lambda$ bzw. $x_1 = 4/3 \lambda$ anzuordnen. Durch Vertauschen von zwei der drei Ansteuersignale wird die Ausbreitungsrichtung der Wanderwelle des Motors umgeschaltet. Eine Momentaufnahme der Dehnungswelle enthält Abb. 5.37. Die Oberflächenpunkte durchlaufen ebenfalls elliptische Trajektorien in der axial-tangentialen Ebene.

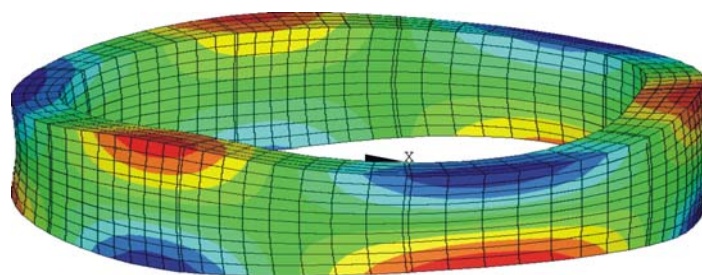


Abb. 5.37: Momentaufnahme einer wandernden Dehnungswelle (stark überhöht) /35/

Rotatorische Wanderwellenmotoren werden bereits in Großserienprodukten, wie z. B. Autofokusobjektiven eingesetzt, Abb. 5.38. Rotatorische Wanderwellenmotoren sind insbesondere für Anwendungen mit niedrigen Drehzahlen geeignet und können wegen der hohen Drehmomente, die bereits bei niedrigen Drehzahlen zur Verfügung stehen, meist als Direktantrieb eingesetzt werden. Als Direktantrieb ist der maximale Wirkungsgrad von 35 % nicht sehr viel schlechter als bei einer Kombination aus DC-Motor und hoch untersetzendem Getriebe.

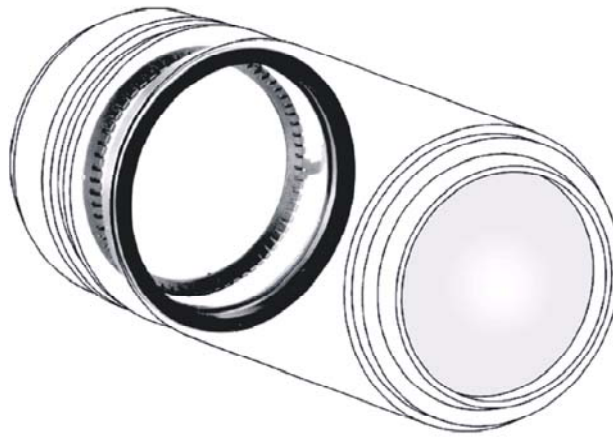


Abb. 5.38: Ringförmiger Wanderwellenmotor in einem Objektiv /37/

Auch lineare Wanderwellenmotoren sind realisierbar. Abb. 5.39 zeigt ein Beispiel dafür. Zur Realisierung einer umlaufenden Wanderwelle sind genau wie bei den rotatorischen Motoren geschlossene Wellenleiter nötig. Für die lineare Bewegung wird dann nur der lineare Abschnitt (oberer Abschnitt im Bild) genutzt. Die beiden Anregungsbereiche sind im unteren linearen Abschnitt in der Abbildung zu sehen.

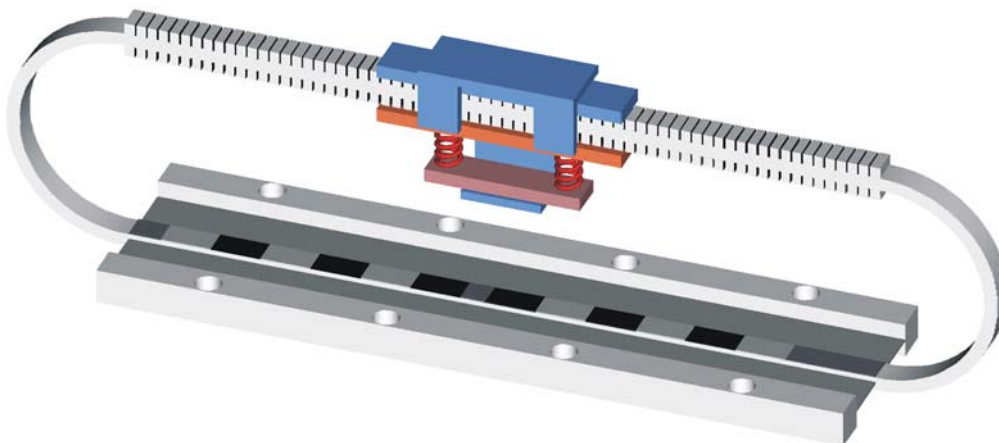


Abb. 5.39: Linearer Wanderwellenmotor /35/

Die meisten Motorbauformen erreichen bei den zur Bewegungserzeugung maßgebenden tangentialen Auslenkungen Größenordnungen zwischen $0,4$ und $1,5 \mu\text{m}$. Die axialen Amplituden sind beim Motor mit Dehnungswelle jedoch deutlich kleiner.

Ein Vorteil der Wanderwellenmotoren sind ihre kleinen Start-/Stop-Zeitkonstanten in der Größe von ca. 1 ms aufgrund ihrer hochfrequenten Anregung. Bei den schnellsten elektromagnetischen Motoren, den Hohlläufermotoren, liegt die Zeitkonstante um den Faktor 5 bis 10 höher. Der Wanderwellenmotor hat wegen des Reibschlusses zwischen Stator und Rotor auch im abgeschalteten Zustand ein Haltemoment, das infolge der Haftreibung größer als das maximale Drehmoment im Betrieb ist. Eine Einschränkung in der Lebensdauer ist den Wanderwellenmotoren durch den Verschleiß der Reibpartner auferlegt. Eine Dauerlaufleistung von größer 2000 h wird derzeit erreicht.

5.6 Betriebsverhalten – Ansteuerung

5.6.1 Ansteuerung quasistatischer Aktoren

Die Längenänderung piezoelektrischer Systeme erfolgt sehr schnell, nahezu verzögerungsfrei, wobei das Piezoelement einen Kondensator mit hohem Leckwiderstand (100 M Ω) darstellt. Es müssen lediglich Ladungen aufgebaut und abgeführt werden, so dass die Parameter des Verstärkers für die Dynamik zunächst entscheidend sind.

Es kann dabei entweder die Spannung am Aktor oder die Ladung zur Steuerung des Antriebes genutzt werden. Die Spannungssteuerung hat den Vorteil, dass sie einfacher im Aufbau ist, jedoch der nichtlineare Spannungs-Dehnungs-Zusammenhang in der Aktorkennlinie zu erkennen ist. Die Ladungssteuerung ergibt eine nahezu lineare Kennlinie des Aktors, Abb. 5.40.

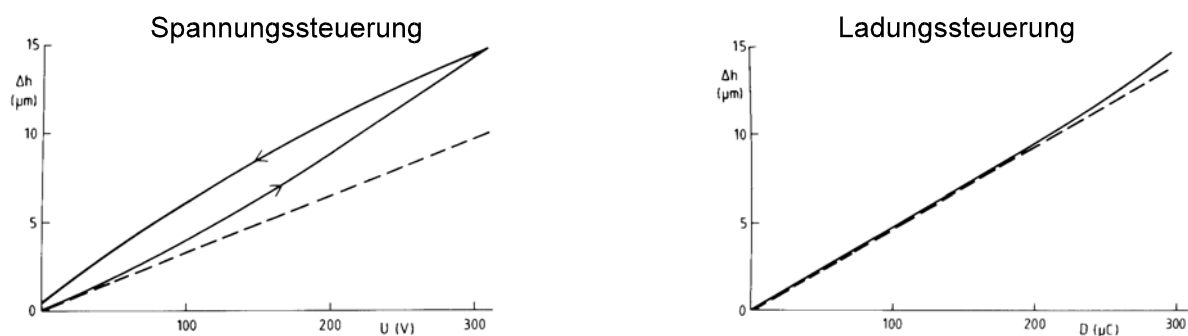


Abb. 5.40: Links: Spannungsansteuerung. Rechts: Ladungsansteuerung eines Piezoaktors, aus [24/

Statisch wird die Position nahezu leistungslos gehalten, lediglich Leckstromverluste sind auszugleichen. Drift und Hysterese erfordern im Allgemeinen das Einbinden in einen geschlossenen Regelkreis, da die Absolutgenauigkeit sonst nicht ausreicht. Häufig werden Stapelaktoren deshalb mit aufgeklebten Dehnmessstreifen oder integriertem Differentialtrafo-Wegmesssystem angeboten.

5.6.2 Ansteuerung resonanter Ultraschallantriebe

Die Erregung piezoelektrischer Resonatoren erfordert Wechselspannungen mit Frequenzen von 20 kHz ... 500 kHz. Dabei steigt die Betriebsfrequenz mit zunehmender Miniaturisierung der Antriebe. Die notwendigen Betriebsspannungen gehen in der Regel gleichzeitig zurück. Für industrielle Anwendungen werden getaktete Wechselrichter eingesetzt, während bei experimentellen Ansteuerungen auch mit schnellen Funktionsgeneratoren und Vierquadrantenverstärkern gearbeitet wird.

Für die Erzeugung der Wechselspannungen können Gegentaktwechselrichter sowie Halb- und Vollbrückenwechselrichter eingesetzt werden. Der Gegentaktwechselrichter benötigt einen Übertrager mit Mittelanzapfung dessen Fertigung problematisch sein kann, da mit der doppelten Primärwicklung häufig höhere magnetische Streuflüsse verbunden sind. Diese Induktivitäten können allerdings mit der kapazitiven Last der piezokeramischen Anregungsbereiche so abgestimmt werden, dass an den

Eingängen ein sinusförmiges Anregungssignal entsteht. Der Vorteil dieser Topologie ist der einfache Aufbau und die Tatsache, dass beide Leistungsschalter ausgehend vom Bezugspotenzial der Schaltung gesteuert werden können. Halb- und Vollbrückenwechselrichter unterscheiden sich vor allem durch das Leistungsvermögen.

Die Zahl der erforderlichen Leistungsschalter ist bei der Halbbrückentopologie geringer, doch erzeugt sie als Ausgangsspannung nur die Hälfte der Versorgungsspannung. Beide Topologien benötigen einen Übertrager, um eine echte Wechselspannung zu erzeugen und diese auf das Betriebsspannungsniveau des Resonators zu erhöhen. Alle Wechselrichter können aufgrund der Übertrager unipolar versorgt werden und liefern eine potenzialfreie Wechselspannung. Weitere Informationen dazu enthalten das Aktorik-Skript Teil 2 und /43/.

In der Praxis kommen zwei Konzepte für die Steuerung der mechanischen Ausgangsleistung über die Schwingungsamplituden und damit die Motorgeschwindigkeit zur Anwendung, nämlich die Steuerung der Betriebsfrequenz oder die Steuerung der erregenden Spannungsamplitude durch Pulsweitenmodulation bzw. die direkte Einstellung der Amplitude bei analogen Erregerschaltungen.

Die Steuerung durch Änderung der Betriebsfrequenz ist nur beim Wanderwellenmotor in Verwendung. Sie erleichtert insbesondere den Umgang mit Verbundresonatoren aus Keramik und Metall, die durch die Temperaturabhängigkeit des E-Moduls von Metallen eine starke Frequenzdrift aufweisen. Derartige Schaltungen lassen sich mit spannungsgesteuerten Oszillatoren aufbauen. Der Nachteil ist allerdings, dass der elektrische Wirkungsgrad bei Frequenzänderungen sinkt, da die erforderlichen elektrischen Filter zur Erzeugung harmonischer Ausgangssignale nicht in der Frequenz nachgeführt werden können und zu einer starken Dämpfung der elektrischen Leistung führen.

In den meisten Fällen kommen bei kommerziellen Motoren pulsweitenmodulierte Wechselrichter zur Anwendung. Sie eignen sich insbesondere gut für vollkeramische Resonatoren, die eine höhere Frequenzstabilität besitzen, so dass die Änderung der Betriebsfrequenz aufgrund von Erwärmung durch Erhöhung der zugeführten Leistung ausgleichbar ist.

Zweiphasige Ultraschallmotoren stellen eine Besonderheit dar, da für die Ansteuerung der Resonatoren ein zweiphasiger Wechselrichter erforderlich ist. Die Phasenlage seiner Ausgangssignale bestimmt die Transportrichtung des Antriebs und beträgt bei zweiphasigen Systemen $\pm \pi/2$. Ein solches Konzept erlaubt die Verstellung der Motorgeschwindigkeit nur durch Veränderung der Frequenz, d. h. eine Entfernung oder Näherung an die Resonanzfrequenz des Resonators.

Am Beispiel der Shinsei-Ansteuerung sei eine solche Ansteuerung für einen Wanderwellenmotor gezeigt, Abb. 5.41. Für die Ansteuerung müssen aus einer Gleichspannung die hochfrequenten Ansteuersignale erzeugt, die zeitlichen Phasenverschiebungen zwischen den benötigten Phasen hergestellt und die Ausgangssignale auf die erforderlichen Spannungspotentiale (typisch 100-200 V) transformiert werden.

Der VCO (Voltage Controlled Oscillator) erzeugt aus der Versorgungsgleichspannung ein hochfrequentes Rechtecksignal, dessen Frequenz durch einen Spannungseingang eingestellt werden kann. Die Zeitsteuerung realisiert ein Frequenzteiler, der hier im Falle einer zweiphasigen Ansteuerung vier verschiedene Signale mit jeweils 90° Phasenverschiebung zwischen den Signalen erzeugt. Jeweils zwei um 180° phasenverschobene Signale werden dann mit Transistoren auf eine Gegentaktendstufe geschaltet.

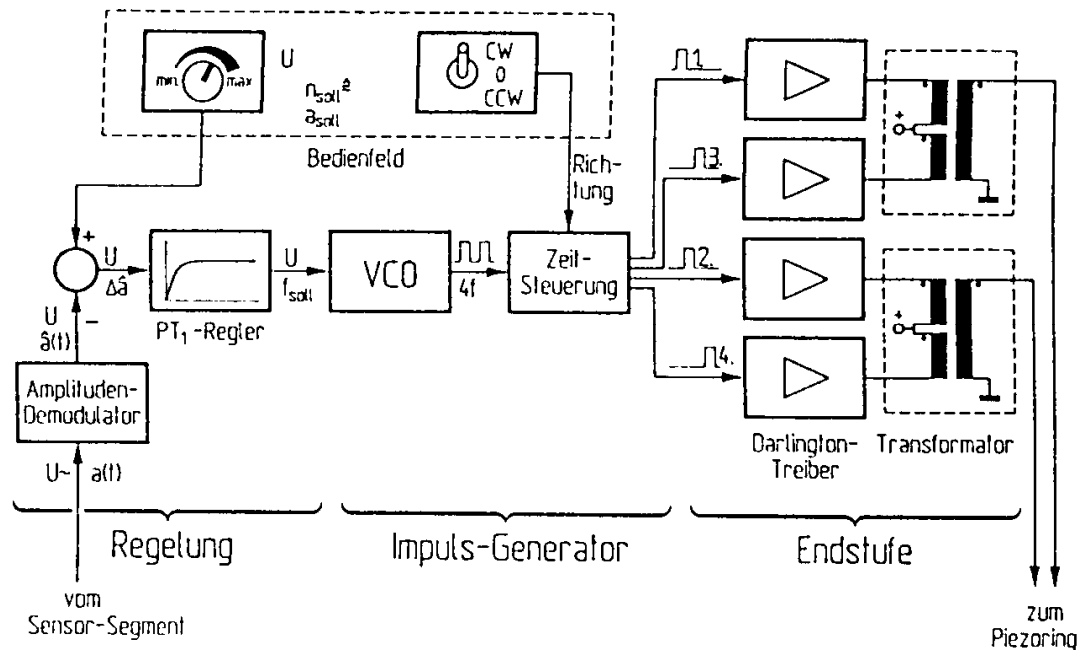


Abb. 5.41: Signalfloss der Ansteuerschaltung eines Wanderwellenmotors, aus [28/

Die Induktivitäten der Gegentakttransformatoren können mit der kapazitiven Last der piezokeramischen Anregungsbereiche so abgestimmt werden, dass an den Eingängen des Wanderwellenmotors eine sinusförmige Spannung entsteht, wobei zwischen den beiden Phasen eine Phasenverschiebung von 90° vorhanden ist. Durch einen Schalter kann die Zeitsteuerung beeinflusst werden, um die Drehrichtung des Motors umzukehren (Phasenbedingung -90°).

Für eine gleichbleibende Drehzahl des Motors ist eine Regelung erforderlich, da sich die Resonanzfrequenzen des Stators aufgrund von Temperatureinflüssen oder Lastschwankungen verschiebt. Hierzu wird der Schwingungszustand durch ein Sensorsegment auf dem Piezoring erfasst und mit einem vorgegebenen Sollwert für die der Drehzahl proportionale Amplitude verglichen. Ein Regler wirkt einer Sollwertabweichung entgegen, indem er eine proportionale Spannung an den VCO ausgibt, welche die Frequenz der anregenden Spannung beeinflusst. Läuft der Motor zu langsam, wird die Betriebsfrequenz f_B in Richtung Resonanzfrequenz gesenkt, d. h. die Amplitude und somit die Drehzahl steigen. Für den Fall des zu schnellen Laufes wird f_B erhöht und damit die Amplitude und Drehzahl reduziert. Abb. 5.42 zeigt den Regelkreis.

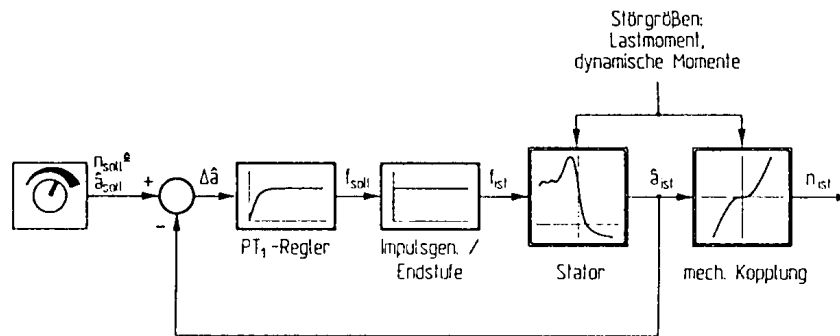


Abb. 5.42: Amplitudenregelung des Shinsei-Motors, aus /28/

5.7 Zusammenfassende Bewertung piezoelektrischer Stelltechnik

Vorteile der Piezo-Stelltechnik

Unbegrenzte Auflösung - Die spannungsproportionale Längenänderung erlaubt feinste Positionsänderungen im nm-Bereich. Es gibt keine Schwellspannungen, die den gleichförmigen Bewegungsablauf beeinträchtigen könnten.

Schnelle Ausdehnungen - Piezo-Translatoren sind die am schnellsten ansprechenden Stellemente. Ihre Ausdehnungsgeschwindigkeit wird allein durch die Schallgeschwindigkeit im Piezostapel bestimmt. Dabei lassen sich leicht Beschleunigungen von einigen tausend g erreichen.

Große Kräfte - Piezoaktoren können extreme Kräfte erzeugen. Hochlast-Translatoren können bis zu 5 Tonnen Gewicht tragen und innerhalb eines Bewegungsbereiches von 100 µm submikrometergenau positionieren.

Hohe Steifigkeit des Aktors - Piezoelektrische Materialien und Wandler weisen i. Allg. eine sehr hohe Steifigkeit auf.

Meistens keine Verschleißteile - Ein linearer Piezotranslator hat weder Getriebe noch drehende Wellen. Seine Ausdehnung beruht auf einer reinen Festkörperverformung und zeigt keine Alterungserscheinungen. Bei Antrieben mit Hubaddition oder Ultraschallmotoren gehen diese Vorteile jedoch verloren.

Hoher Wirkungsgrad im quasistatischen Betrieb - Der Piezoeffekt setzt die elektrische Energie direkt in lineare Bewegungen um. Nur während des Ausdehnungsvorgangs nimmt er Energie auf und fließt Strom. Zur Aufrechterhaltung der Ausdehnung ist praktisch kein weiterer Strom und damit auch keine Energie erforderlich.

Nachteile der Piezo-Stelltechnik

Sehr kleine Stellwege - Piezoaktoren zeigen relative Längenänderungen von $\Delta l/l_0 = 10^{-3}$. Bei aktiven Schichtdicken von 0,1 mm (Niedervoltelemente) bis 1 mm (Hochvoltelement) entspricht dies Längenänderungen von 0,1...1 μm . Selbst mit geschichteten/gestapelten Elementen sind damit nur Ausdehnungen bis ca. 100 μm möglich.

Größere Stellwege sind nur mit hohem Aufwand realisierbar - Hebelübersetzungen (bis ca. 1:10) sind bis ca. 1 mm Stellweg nutzbar. Noch größere Stellwege erfordern eine Hubaddition. Verschleiß- und Geräuschprobleme haben bisher eine breite Nutzung von Systemen mit Hubaddition behindert.

Relativ hohe Betriebsspannungen - Niedervoltelemente (100 V) bzw. Hochvoltelemente (1000 V) erfordern Schutzmaßnahmen gegen berührgefährliche Spannungen.

Große Ströme bei dynamischem Betrieb - Im dynamischen Betrieb sind sehr schnelle Ladungsänderungen erforderlich und somit sehr große Stromstärken zu steuern.

Absolutpositionierung nur im geschlossenen Regelkreis - Piezotranslatoren zeigen Hysterese- und in geringem Maße Drifterscheinungen. Zur Absolutpositionierung werden Systeme mit integrierten Messsystemen angeboten.

Anwendungsgebiete

Feinwerktechnik und Maschinenbau:

- Werkzeugeinstellung,
- Verschleißkorrektur,
- Steuerung von Einspritzdüsen in Kfz,
- Mikropumpen,
- Linearantriebe,
- Schlagwerkzeuge,
- Extrusionswerkzeuge,
- Mikrograviersysteme,
- aktive Schwingungsdämpfung.

Medizin:

- Mikromanipulation,
- Zellpenetration,
- Mikrodosiereinrichtungen,
- audiophysikalische Stimulation,
- Stoßwellenerzeugung.

Mikroelektronik:

- Wafer- und Maskenpositionierung,
- Mikrolithographie,
- Inspektionssysteme.

Optik und Messtechnik:

- Spiegelpositionierung,
- Holographie,
- Interferometrie,
- Lasertuning,
- LWL-Positionierung,
- schnelle Spiegelscanner,
- adaptive und aktive Optik,
- Bildstabilisierung,
- Autofokus,
- Vibrationsanregung.

6 Magnetostruktive Stelltechnik

6.1 Magnetostruktiver Effekt (Joule 1842)

Ähnlich dem piezoelektrischen Effekt zeigen bestimmte Materialien eine Längenänderung unter Einwirkung eines magnetischen Feldes. Physikalisch handelt es sich dabei um Elektrostriktion (auch Joulescher Effekt), formal mathematisch lässt sich jedoch eine zum piezoelektrischen Effekt analoge Schreibweise anwenden.

6.2 Magnetostruktive Werkstoffe

Magnetostruktive Erscheinungen sind von Eisen, Nickel und Cobalt bekannt, werden dort jedoch kaum technisch genutzt, sondern stellen meist eine störende Eigenschaft dar. Erst mit der aus der militärischen Forschung hervorgegangenen Entwicklung des Werkstoffes Terfenol-D (Tb-Dy-Fe-Verbindung) wurde die Magnetostruktion technisch wieder interessant, da Terfenol-D relative Längenänderungen zeigt von

$$\Delta l / l \approx 2 \cdot 10^{-3}.$$

Die magnetischen Hystereseerscheinungen wurden im Abschnitt 2 behandelt. Analog der Schmetterlingskurve piezoelektrischer Werkstoffe (Abb. 5.3) bei lässt sich auch hier eine zur Hysterese zugehörige mechanische Deformation zeigen, Abb. 6.1.

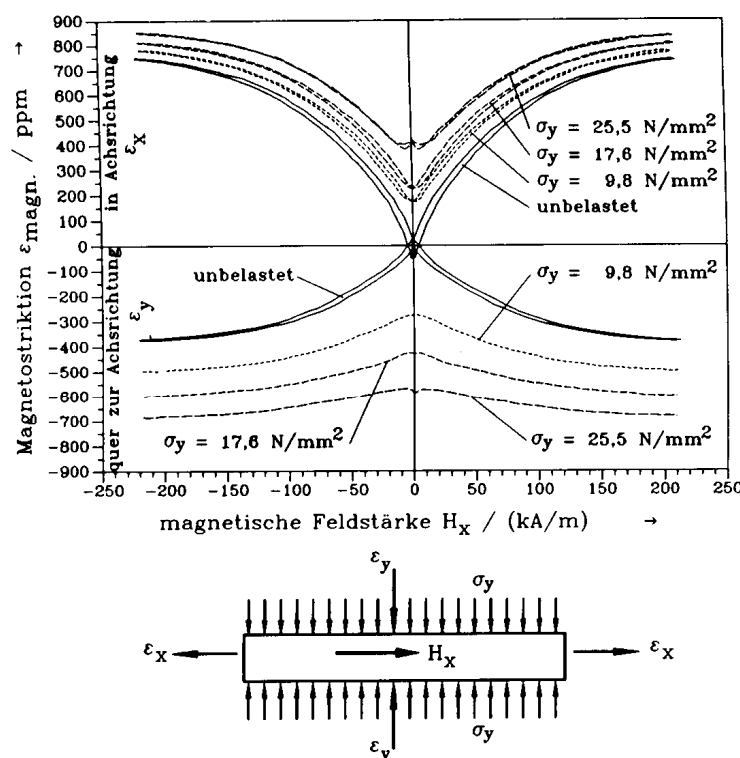


Abb. 6.1: Längs- und Querdehnung von Terfenol-D nach /44/

Im Vergleich zum piezoelektrischen Werkstoff fällt jedoch die äußerst geringe negative Aussteuerbarkeit bezogen auf den Nulldurchgang der Hysteresekurve auf, d. h. bei negativem magnetischem Feld erfolgt sofort eine Depolarisation.

6.3 Mathematische Beschreibung

Für das magnetostruktive Material gilt die bekannte Beziehung im Magnetfeld

$$B = \mu H = \mu_0 \mu_r H = \mu_0 H + J. \quad (6.1)$$

Wegen der formalen Übereinstimmung folgt für die Magnetostruktion nun das Gleichungssystem

$$B = \mu^T H + d T, \quad (6.2)$$

$$S = s^H T + d H, \quad (6.3)$$

wobei μ^T und s^H die Permeabilität bzw. den Kehrwert des Elastizitätsmoduls bei Konstanthalten des hochgestellten Parameters darstellen.

Zum Verhalten in den unterschiedlichen Koordinaten sei auf Abschnitt 5.3 verwiesen. Längs- und Quereffekte mit d_{33} bzw. d_{31} als Proportionalitätskonstanten (aber nicht identischen Werten zu Piezokeramiken) sind hier analog zu betrachten

$$S_3 = \frac{\Delta l}{l_0} = d_{33} \cdot H_3 \quad \text{für den Längseffekt} \quad (6.4)$$

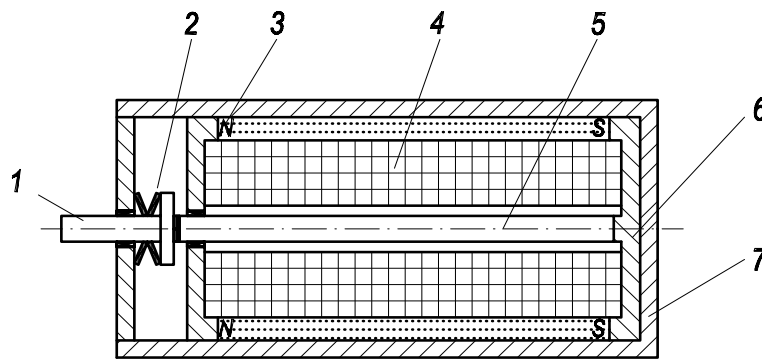
$$S_1 = \frac{\Delta d}{d_0} = d_{31} \cdot H_3 \quad \text{für den Quereffekt} \quad (6.5)$$

$$\text{mit } d_{31} \approx -0,5 d_{33}.$$

Allerdings sind die Kennlinien deutlich nichtlinear und die Kennwerte d_{33} bzw. d_{31} auch von der anliegenden mechanischen Spannung abhängig. Terfenol-D ist außerdem ein sehr sprödes, teures und schlecht bearbeitbares Material, das außerdem sehr zugkraftempfindlich und korrosionsgefährdet ist.

6.4 Bauformen magnetostruktiver Aktoren

Die Bauformen magnetostruktiver Aktoren sind keineswegs so vielfältig wie die piezoelektrischer Systeme. Da nur positive Magnetfelder zugelassen werden dürfen, ist zunächst eine magnetische Vorspannung des Arbeitspunktes durch einen Dauermagneten nötig. Wegen der Zugkraftempfindlichkeit muss das magnetostruktive Material auch mechanisch vorgespannt werden, wobei wegen der Sprödhheit des Materials die Krafteinleitung nicht unkritisch ist. Außerdem kommt derzeit als Materialgeometrie vorzugsweise die Stabform in Betracht. Abb. 6.1 zeigt eine prinzipielle Bauform eines magnetostruktiven Wandlers. Das Magnetfeld, das steuerbar sein muss, wird von einer elektrischen Wicklung erzeugt. Der relativ hohe Feldstärkebedarf erfordert hohe Durchflutungen. Dies führt zu vergleichsweise starker Wärmeentwicklung, die letztlich eine Kühlung des Aktors nötig macht. Auch erfolgt das Halten bestimmter Positionen nicht leistungslos, sondern ist mit ständigem Stromfluss und damit ständiger Erwärmung verbunden.

**Abb. 6.2:** Grundsätzlicher Aufbau eines magnetostruktiven Aktors /45/

1 Abtrieb; 2 Vorspannfeder; 3 Permanentmagnet; 4 Wicklung; 5 magnetostruktives Material (Terfenol-D-Stab); 6 Magnetkreis (Eisenrückschluss); 7 Gehäuse

Trotzdem sind magnetostruktive Aktoren interessant, da ihre Energiedichte einen vielfachen Wert der von piezoelektrischem Material aufweist und damit wenig aktives Material erforderlich wird. Tabelle 6.1 zeigt einen Datenvergleich.

Tabelle 6.1 Vergleich Magnetostruktion - Piezoelektrizität (nach /25/)

Eigenschaft	Magnetostruktion (TERFENOL-D)	Piezoelektrizität (PXE 52)	Einheit
Maximale Dehnung	... 1500	... 1500	10^{-6} m/m
Kopplungsfaktor	... 0,75	... 0,75	
Elastizitätsmodul	25 ... 35	≈ 110	10^3 N/mm ²
Schallgeschwindigkeit	1700... 2500	2800... 3800	m/s m/s
Energiedichte	14 ... 25	1	10^3 Ws/m ³
Curie-Temperatur	380	165 ... 300	°C
Dichte	9,25	7,8	10^3 kg/m ³
Ansteuerung	Strom	Spannung	
Feld	<i>H</i> -Feld quellenfrei	<i>D</i> -Feld Quellenfeld	

Am Markt angeboten werden konfektionierte Steller, die äußerlich ähnlich Piezo-Stapelwandlern aussehen. Haupteinsatzgebiete sind jedoch die Sonar-, Schweiß- und Reinigungstechnik sowie die aktive Schwingungsdämpfung. Auch Schrittmotoranwendungen, sogenannte Inch-Worm-Motoren, wurden untersucht, Abb. 6.3.

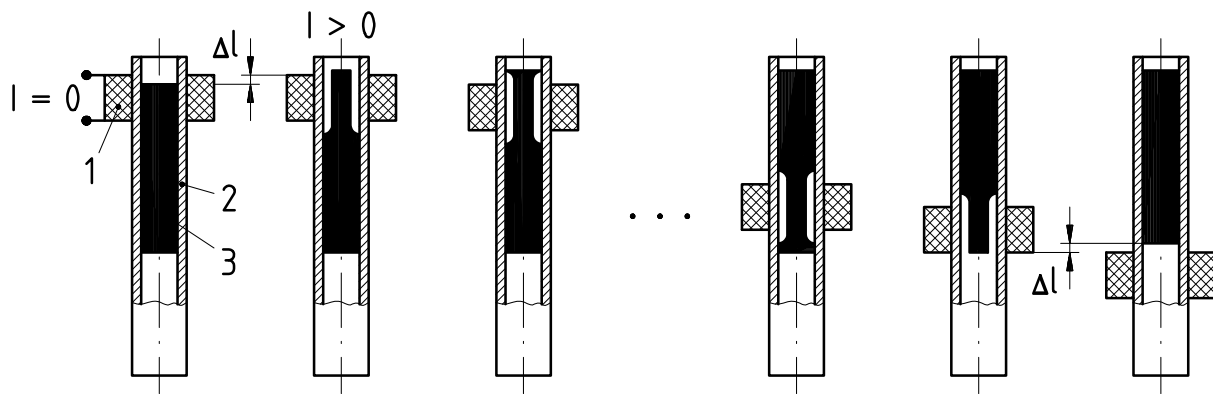


Abb. 6.3: Magnetostruktiver Inch-Worm-Motor nach /44/

1 durchwandernde Erregung über Einzelspulen; 2 Rohr mit Presspassung; 3 Terfenol-D-Stab

6.5 Zusammenfassende Wertung magnetostruktiver Stelltechnik

Vorteile:

- höhere Energiedichte und Curietemperatur als Piezo-Materialien,
- nach Überschreitung der Curietemperatur kehren die Eigenschaften mit Abkühlung zurück,
- günstige Anpassung für akustische Aufgaben möglich.

Nachteile:

- Feldspule und ständige Erregung nötig,
- damit kein leistungslosen Halten einer Position möglich,
- ohne Vorspannung nur positive Längenänderungen erzielbar,
- realer Betrieb nur mit magnetischer und mechanischer Vorspannung möglich,
- sehr zugkraftempfindliches, sprödes, teurer, schlecht bearbeitbares Material,
- hohe magnetische Feldstärken nötig und damit hoher Leistungsbedarf (Verlustwärme).

Anwendungsgebiete:

- konfektionierte Steller (analog Piezostellern),
- Stellelemente für eine aktive Schwingungsdämpfung,
- Sonartechnik,
- Ultraschallreinigungsanlagen,
- Ultraschallschweißtechnik,
- Mikrowelle,
- Inch-Worm-Motor.

7 Stelltechnik auf Basis thermischer Effekte

Neben den dargestellten Festkörpereffekten nutzt man in der Feinwerktechnik auch thermische Wirkprinzipie zur Bewegungserzeugung /25//26/. Bekannt sind beispielsweise Bimetallkonstruktionen für Überlastschalter bzw. in Anzeigeeinstrumenten oder auch Dehnstoff-Aktoren in Thermostaten. Sie nutzen Wärmedehnung für Stellzwecke. Neuerdings werden auch thermo-mechanische Formgedächtnislegierungen (Shape-Memory-Effekt) eingesetzt, die in technisch üblichen Temperaturbereichen reversible thermoelastische Umwandlungen mit sprunghaftem Verhalten aber sehr hoher relativer Energiedichte und damit hohem Arbeitsvermögen zeigen /46//47/. Neben Verbindungsaufgaben (also einmaligen Bewegungen) realisiert man damit zunehmend auch Stellaufgaben /48-52/. Eine breite Anwendung beispielsweise auch für Positioniersysteme ist jedoch noch nicht absehbar. Darüber hinaus gibt es auch einen magneto-mechanischen Shape-Memory- bzw. Formgedächtniseffekt. Dieser zeichnet sich durch die höchsten relativen Längenänderungen der Festkörpereffekte aus ($\Delta l/l \approx 10^{-1}$). Allerdings sind dazu extrem starke magnetische Felder erforderlich.

7.1 Ausnutzung der Wärmedehnung

Die Ausnutzung der Wärmedehnung für Stellaufgaben ist beispielsweise durch den Einsatz von Bimetall-Bauelemente in früheren Blinkgeber-Konstruktionen bekannt. Wenn sich für diese Anwendungen auch andere Lösungen durchgesetzt haben, sollte man die prinzipielle Einsetzbarkeit der Wärmedehnung für Aktoren nicht vergessen. Deshalb wurden hier einige wenige Hinweise dazu aufgenommen.

Als Werkstoffe und damit Dehnelemente kommen sowohl Festkörper als auch Flüssigkeiten zur Anwendung. Letztere werden als Wachs oder Silikonöl in formsteifen Behältern mit nur einem Freiheitsgrad in der gewünschten Bewegungsrichtung eingefüllt. Diese Bauweise ist recht einfach, birgt außer der Dichtungsproblematik keine wesentlichen Probleme und ermöglicht gleichzeitig eine mechanische Übersetzung. Abb. 7.1 zeigt die wohl am weitesten verbreitete Anwendung in der Bauform als Heizkörperthermostat.

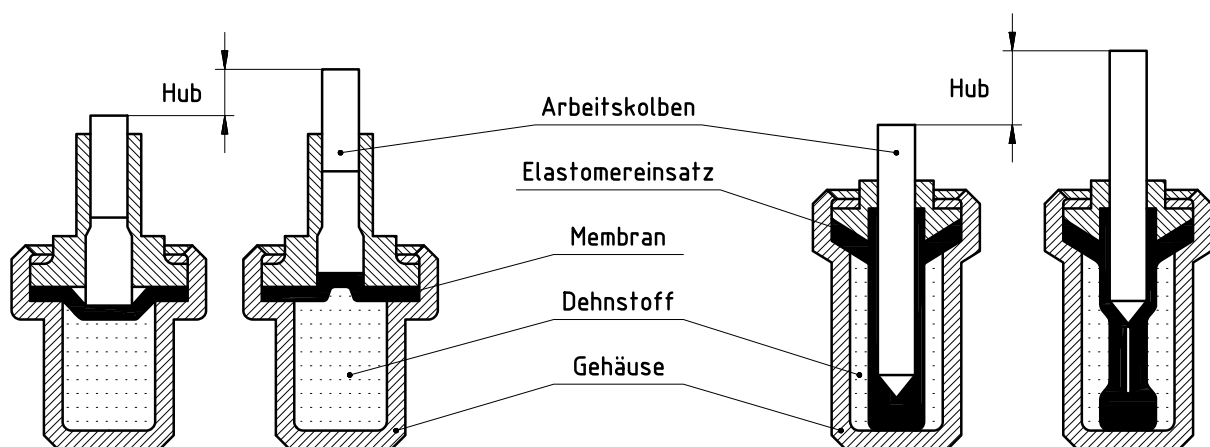


Abb. 7.1: Grundsätzlicher Aufbau von Dehnstoff-Aktoren für Thermostate nach /25/

Ohne elektrische Hilfsenergie werden Hübe von 5 ... 15 mm bei Temperaturänderungen im Bereich zwischen $-20\text{ }^{\circ}\text{C}$ und $+120\text{ }^{\circ}\text{C}$ mit allerdings sehr langen Reaktionszeiten in der Größenordnung von 8 ... 50 Sekunden erzielt.

Andere typische Anwendungen sind Dehnstoff-Thermostate zur Umschaltung zwischen großem und kleinem Kühlkreislauf im PKW bzw. früher auch zur Kaltstart-Umschaltung im Vergaser, Abb. 7.2

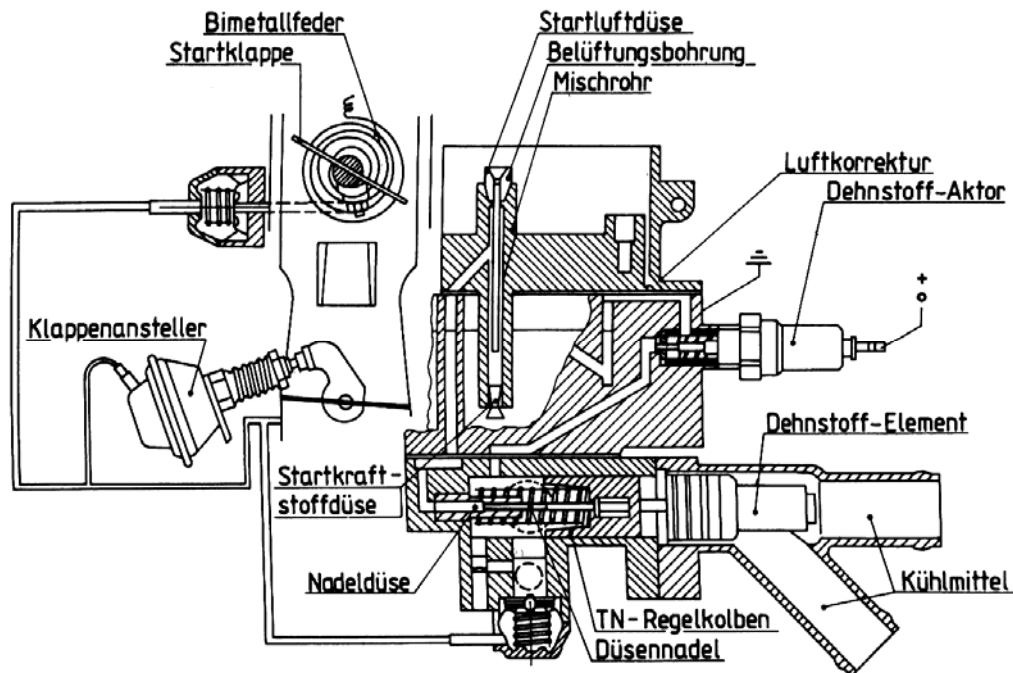


Abb. 7.2: Dehnstoff-Aktoren in der Kaltstartautomatik des KFZ-Vergasers nach /25/

Durch Dehnstoff-Aktoren lassen sich mechanisch robuste, äußerst preiswerte, ohne Hilfsenergie arbeitende Stellelemente realisieren, die jedoch vergleichsweise langsam arbeiten und für Stellaufgaben zwischen festen Endanschlägen prädestiniert sind.

Zur Regelung einer bestimmten Lage bietet sich zwar die Stellgröße Temperatur, beispielsweise in Form der Stellung des Stromes in einem Heizdraht an, wird aber für Positioniersysteme nur selten genutzt, da einerseits die Stellung langsam ist und andererseits die Kühlung meist nicht direkt als entgegenwirkende Stellgröße beeinflusst werden kann.

7.2 Ausnutzung von thermo-mechanischen Formgedächtnislegierungen

Weitere unkonventionelle Stellelemente resultieren aus der Ausnutzung des mechanischen Shape-Memory-Effektes. Spezielle Legierungen, bevorzugt Nickel-Titan sowie Kupfer-Zink-Aluminium und Kupfer-Aluminium-Nickel zeigen in technisch üblichen Temperaturbereichen ($-100\text{ °C} \dots +100\text{ °C}$) reversible thermoelastische martensitische Umwandlungen mit martensitischen Tieftemperatur- und austenitischen Hochtemperaturphasen. Tabelle 7.1 zeigt einige Werkstoffdaten.

Tabelle 7.1 Werkstoffdaten von Formgedächtnislegierungen nach /48/

Legierung	NiTi	Cu-Zn-Al	Cu-Al-Ni
Eigenschaft			
Dichte (g/cm^3)	6,4 - 6,5	7,8 - 8,0	7,1 - 7,2
Elektrische Leitfähigkeit (10^6 S/m)	1 - 1,5	8 - 13	7 - 9
Zugfestigkeit (N/mm^2)	800 - 1000	400 - 700	700 - 800
Bruchdehnung (%)	40 - 50	10 - 15	5 - 6
Maximale A_S -Temperatur ($^{\circ}\text{C}$)	120	120	170
Maximaler Einwegeffekt $\epsilon_{1\text{ max}}$ (%)	8	4	5
Maximaler Zweiwegeffekt $\epsilon_{2\text{ max}}$ (%)	5	1	1,2
Überhitzbarkeit bis ($^{\circ}\text{C}$)	400	160	300
Zulässige Spannung σ_{zul} (N/mm^2)	250	75	100
Zahl der thermischen Zyklen	100000	10000	1000
Verminderung der Effektgröße	praktisch kein Abbau	ca. 10 %	ca. 10 %

Man unterscheidet Ein- und Zweiwegeeffekte. Beim **Einwegeffekt** wird der in der martensitischen Phase vorliegende Werkstoff bei Raumtemperatur zunächst mechanisch verformt, wobei es zu einer Verschiebung der hochbeweglichen Zwillingsgrenzen im Martensit kommt, Abb. 7.3.

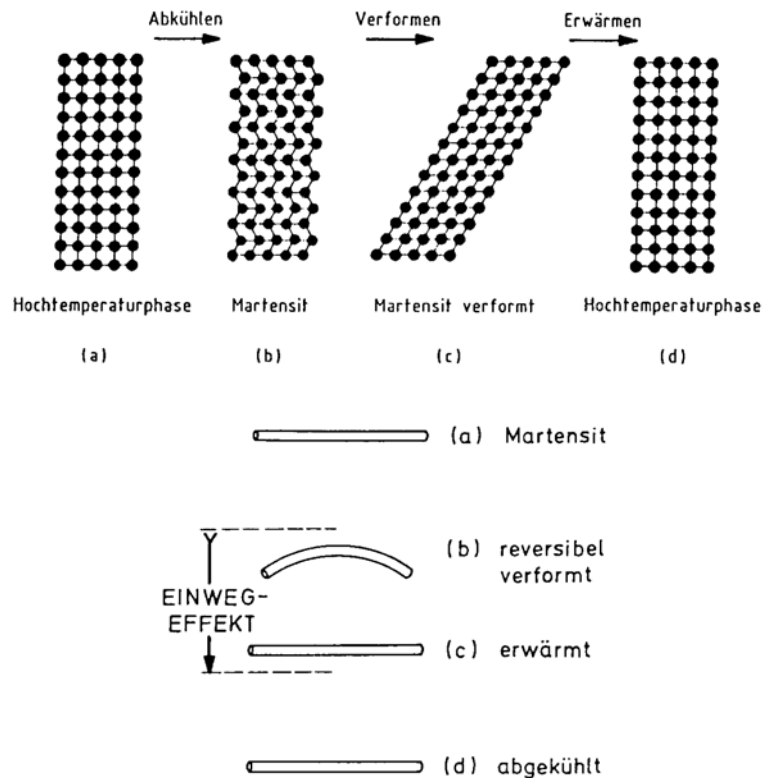


Abb. 7.3: Einweg-Effekt bei Formgedächtnislegierungen nach /48/

Das Erwärmen über eine bestimmte Temperatur hinaus führt zu einer reversiblen thermoelastischen Umwandlung, wobei die vor der mechanischen Verformung vorhandene makroskopische Form und eine ursprüngliche Kristallorientierung wieder eingenommen werden. Beim Abkühlen verbleibt der zunächst austenitische Werkstoff in seiner äußeren Form und nimmt wieder eine "verzwillingte" Martensitstruktur ein, ohne eine makroskopische Formänderung zu erfahren.

Der Einwegeffekt zeigt nur in einem Prozessschritt, nämlich beim Erwärmen, eine thermisch induzierte Formänderung. Die Temperaturschwelle für den Verformungsbeginn (A_S) ist in gewissen Grenzen durch die Legierungszusammensetzung einstellbar. Der Temperaturbereich, in dem die Verformung relativ schlagartig abläuft, liegt meist bei 10 bis 20 K.

Der **Zweiwegeffekt** durchläuft nach einer so genannten Einpräg- oder Lernphase mit starker mechanischer Verformung mit irreversiblen Anteilen eine innere Schleife, Abb. 7.4. Diese innere Schleife führt zu einem mechanischen Umklappen in beiden Richtungen, kann also vollständig thermisch induziert werden.

Im Gegensatz zur Wärmedehnung ist der thermo-mechanische Shape-Memory-Effekt nicht proportional zur Temperatur, sondern er zeigt ein relativ sprungförmiges Verhalten in einem kleinen Temperaturbereich. Dabei besitzt das Material eine vergleichbar hohe relative Energiedichte und damit ein hohes Arbeitsvermögen.

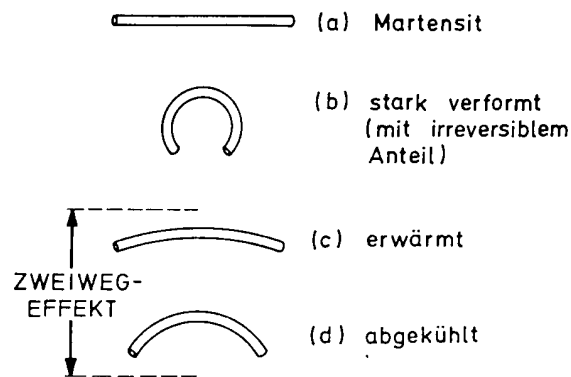


Abb. 7.4: Zweiweg-Effekt bei Formgedächtnislegierungen nach /48/

Typische Einsatzgebiete sind Stellaufgaben gegen feste Anschläge, z. B.:

- Klappenbetätigung vor Lüftern/Ventilatoren,
- Schutzklappenbetätigung vor Scheinwerfern im PKW (Nebelscheinwerfer),
- thermische Überstromschutzschalter in Motoren,
- Lesekopfabsenkung in Plattenspeichern,
- Sprengler-Ventile in Brandschutzeinrichtungen.

Als Bauform werden dabei vorwiegend Shape-Memory-Federn eingesetzt. Für Positionieraufgaben gibt es erste Untersuchungen zur Anwendung von Formgedächtnislegierungen, beispielsweise für Roboter- bzw. Greifsysteme /33/.

Bekannt sind Anwendungen als Verbindungselemente, beispielsweise Rohrverbinder in der Flugzeughydraulik, Kontaktierungsfedern für Chips und Piezoelemente, wobei der Bewegungsvorgang im Rahmen der Montage jedoch nur einmalig stattfindet.

7.3 Ausnutzung von magneto-mechanischen Formgedächtnislegierungen

Der magneto-mechanische Shape-Memory-Effekt (MSM) steht erst am Anfang seiner Entwicklung und Nutzung für Positioniersysteme. Die erzielbaren Längenänderungen sind mit $\Delta/l \approx 10^{-1}$ sehr groß, die dafür nötigen magnetischen Feldstärken jedoch ebenfalls. Materialien sind Ni-Mn-Ga-Legierungen.

Abb. 7.5 zeigt die prinzipielle Wirkungsweise magneto-mechanischer Formgedächtnislegierungen. Starke Magnetspulen erzeugen im aktiven Material (graues Element zwischen den Spulen) ein sehr hohes Magnetfeld, das die Formänderung des mechanisch vorgespannten Materials bewirkt.

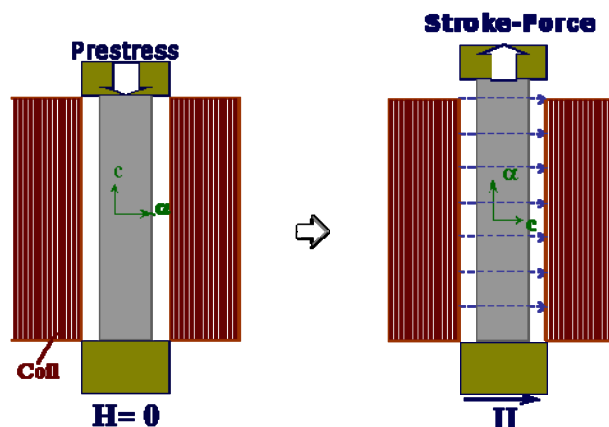


Abb. 7.5: Prinzipielle Wirkungsweise magneto-mechanischer Formgedächtnislegierungen (Quelle: AdaptaMat Ltd., Helsinki, Finland)

Abb. 7.6 zeigt beispielhaft einen Aktor auf Basis von magneto-mechanischen Formgedächtnislegierungen inklusive Prinzip der Erregung und aktivem Material mit einer aktiven Materiallänge von 15 mm (Größe $0.55 \times 2.2 \times 20 \text{ mm}^3$) für einen Hub von 0,6 mm bei 3 N Schubkraft (Gesamtbaugröße $19 \times 25 \times 32 \text{ mm}^3$).

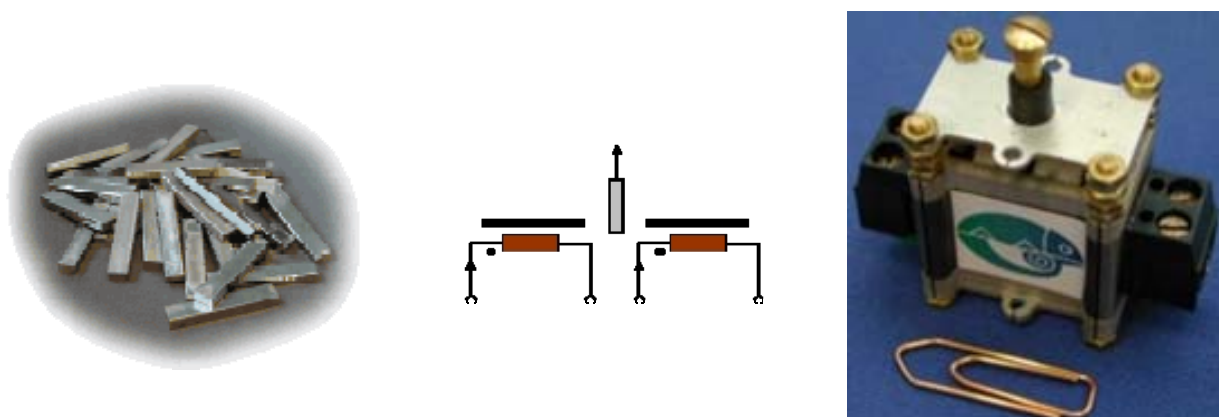


Abb. 7.6: Aktor auf Basis von magneto-mechanischen Formgedächtnislegierungen inklusive Prinzip der Erregung und aktivem Material (Quelle: AdaptaMat Ltd., Helsinki, Finland)

Die Vorteile von magneto-mechanischen Formgedächtnislegierungen liegen in den relativ großen erzielbaren Längenänderungen von $\Delta l/l \approx 10^{-1}$. Die Vorteile von thermo-mechanischen Formgedächtnislegierungen liegen insbesondere in der im Vergleich zu piezoelektrischen und magnetostriktiven Materialien extrem hohen Energiedichte. Typische Energiedichten betragen bei

- piezoelektrischen Materialien 1 ... 1,3 kJ/m³
- magnetostriktiven Materialien 14 ... 25 kJ/m³
- magneto-mechanischen Formgedächtnislegierungen 90 kJ/m³
- thermo-mechanischen Formgedächtnislegierungen 4.500 kJ/m³.

Die geschickte Umsetzung dieses Potentials wird über die weitere Anwendung entscheiden, wobei natürlich die sehr verschiedenen Frequenzgrenzen bestehen bleiben, die bei piezoelektrischen und magnetostriktiven Aktoren im kHz-Bereich, bei magneto-mechanischen Formgedächtnisaktoren im Bereich einiger hundert Hz und bei thermo-mechanischen Formgedächtnisaktoren im Hz-Bereich liegen.

8 Zusammenfassung

Betrachtet man die dargestellten Aktoren und Antriebssysteme zusammenfassend, muss man feststellen, dass elektrodynamische und elektromagnetische Antriebe auch in der Feinwerktechnik klar dominieren. Dabei ist jeder Konstrukteur im Allgemeinen zunächst geneigt, konfektionierte Antriebe und nachgeschaltete Getriebe oder Bewegungsumformer zu nutzen. Dies ist auch richtig so und wird durch eine zunehmend größere Palette von Standardangeboten (beispielsweise rotatorische Motoren mit Außendurchmesser bis hinunter zu 2 mm) oder durch Mehrfachnutzung von Spezialentwicklungen zur Stückzahlerhöhung auch erleichtert.

Bauraumbeschränkungen, Kostenzwänge und technische Parameter erfordern jedoch gerade in der Feinwerktechnik mit ihren vielfältigen, teils völlig verschiedenen Anforderungen zunehmend auch speziell angepasste, meist integrierte Antriebslösungen. Dann ist der Blickwinkel größer anzusetzen und es treten neben Sonderlösungen konventioneller elektromechanischer Antriebe auch unkonventionelle Wirkprinzipie in Erscheinung.

Ansätze zur Lösungsfindung und einen entsprechenden Überblick dazu sollte diese Vorlesung vermitteln.

9 Literaturhinweise

Beachte generell:

Aktorik in der Feinwerktechnik - Teil 2

Skript zur Übung und zum Praktikumsversuch Piezosysteme/Ultraschallantriebe.

Aktorik in der Feinwerktechnik - Teil 3

Skript zur Übung und zum Praktikumsversuch Lineardirektantriebe.

Skript zur Vorlesung Praktische FEM Simulation mit ANSYS und MAXWELL bzw. zum Hauptfach-Praktikum FEM-Kurs ANSYS / MAXWELL.

Literatur zu Abschnitt 2:

- /1/ Kallenbach, E.; Bögelsack, G.: Gerätetechnische Antriebe. München, Wien: Carl Hanser Verlag 1991.
- /2/ Schüler, K.; Brinkmann, K.: Dauermagnete - Werkstoffe und Anwendungen. Berlin, Heidelberg, New York: Springer Verlag 1970.
- /3/ Boll, R.: Weichmagnetische Werkstoffe. Hanau: Vacuumschmelze 1990.
- /4/ Michalewsky, L.: Magnettechnik - Grundlagen und Anwendungen. Leipzig, Köln: Fachbuchverlag 1993.
- /5/ Heck, C.: Magnetische Werkstoffe und ihre technische Anwendung. Heidelberg: Dr. Alfred Hüthig Verlag 1975.
- /6/ Steingroever, E.: Magnetische Messtechnik. Firmenschrift Magnetphysik Dr. Steingroever GmbH.
- /7/ Steingroever, E.: Magnetisieren, Entmagnetisieren und Kalibrieren von Permanentmagneten. Firmenschrift Magnetphysik Dr. Steingroever GmbH.
- /8/ Firmenschrift Physikalische Grundlagen und Leistungszustand. Magnetfabrik Bonn GmbH 1990.
- /9/ Müller, G.: Grundlagen elektrischer Maschinen. Und: Theorie elektrischer Maschinen. Weinheim, u. a.: VHC Verlagsgesellschaft 1994 bzw. 1995.
- /10/ Marinescu, M.: Elektrische und magnetische Felder – Eine praxisorientierte Einführung. 3. Aufl. Berlin, Heidelberg: Springer-Verlag 2012.

Literatur zu den Abschnitten 3 und 4:

/1/ und /10/ siehe oben

- /11/ Stölting, H.-D.; Kallenbach, E.; Amrhein, W.: Handbuch Elektrische Kleinantriebe. 4. Aufl. Leipzig: Fachbuchverlag im Carl Hanser Verlag 2011.
- /12/ Krause, W.: Gerätekonstruktion in Feinwerktechnik und Elektronik. 3. Aufl. München, Wien: Carl Hanser Verlag 2001.
- /13/ Stölting, H.-O.; Beisse, A.: Elektrische Kleinmaschinen. Stuttgart: B. G. Teubner Verlag 1987.
- /14/ Moczala, M. u. a.: Elektrische Kleinmotoren. 2. Auflage, Böblingen: expert Verlag 1993.
- /15/ Draeger, J.; Moczala, H.: Linearkleinmotoren. Franzis Verlag 1985.
- /16/ Richter, Ch.: Servoantriebe kleiner Leistung. Weinheim u. a.: VHC Verlagsgesellschaft 1993.
- /17/ Kallenbach, E.; Eick, L.; Quendt, P.: Elektromagnete. Stuttgart: 2. Auflage. B. G. Teubner Verlag 2003.
- /18/ Orlowski, P. F.: Praktische Regelungstechnik. Heidelberg, Berlin: Springer Verlag 1994.
- /19/ Föllinger, O.: Regelungstechnik. Heidelberg: Hüthig Verlag 1992.
- /20/ Hartrampf, R.; Schinköthe, W.: Miniaturlinearantriebe mit integriertem Wegmesssystem. Feinwerktechnik Mikrotechnik Mikroelektronik 104(1997)9, S. 634.

Literatur zu Abschnitt 5:

- /21/ Pons, J. L.: Emerging Actuator Technologies. San Francisco: John Wiley & Sons 2005.
- /22/ Arnau, A.: Piezoelectric Transducers and Applications. Berlin, New York: Springer Verlag 2004.
- /23/ Ruschmeyer, Karl; u. a.: Piezokeramik; Grundlagen, Werkstoffe, Applikationen, Renningen: Expert Verlag 1995.
- /24/ Koch, J.: Piezokeramik (PXE); Eigenschaften und Anwendungen, Firmenschrift Valvo. Heidelberg: Dr. Alfred Hüthig Verlag 1988.
- /25/ Janocha, H.: Aktoren - Grundlagen und Anwendungen. Springer Verlag 1992.

- /26/ Jendritza, J. u. a.: Technischer Einsatz neuer Aktoren. 2. Aufl. Expert-Verlag 1998.
- /27/ Fröschle, A.: Analyse eines Piezo-Wanderwellenmotors, Dissertation, IKFF, Universität Stuttgart, 1992.
- /28/ Herzog, B.: Entwicklungsgrundlagen für modulare Ultraschallantriebe, Dissertation, IKFF, Universität Stuttgart, 1993.
- /29/ Produkte für die Mikrostelltechnik (Gesamtkatalog). Firmenschrift Physik Instrumente (PI) GmbH & Co. Waldbronn.
- /30/ Uchino, K.: Ferroelectrics. New York, Brüssel: Marcel Dekker Verlag 2000.
- /31/ Tichý, J., Gautschi, G.: Piezoelektrische Messtechnik. Berlin, Heidelberg, New York: Springer Verlag 1980.
- /32/ Uchino, K.: Micromechatronics. New York, Brüssel: Marcel Dekker Verlag 2003.
- /33/ Ragulskis, K.: Vibromotors For Precision Microrobots. New York, London; Hemisphere Publishing 1988.
- /34/ Glöß, R.: A High Resolution Piezo Walk Drive. Vortrag actuator 1994, Bremen 15.-17.06.94.
- /35/ Hermann, M.: Entwicklung und Untersuchung piezoelektrisch erregter Wanderwellenmotoren für lineare Bewegungen. Diss. Universität Stuttgart, IKFF, 1998.
- /36/ Schinköthe, W.; Hermann, M.: Wanderwellenmotoren - eine Alternative in der Feinwerktechnik. F&M Feinwerktechnik, Mikrotechnik, Mikroelektronik 105(1997)11-12, S. 854-858.
- /37/ Canon Inc.: EF Objektive für EOS-Kameras. Firmenprospekt der Fa. Canon Euro-Photo GmbH, Willich 1996.
- /38/ PI Ceramic: Piezoelektrischer Motor. DE 44 38 876 A1, 1995.
- /39/ Leinvuo, J. T.; Wilson, S. A.; Whatmore R. W.: Flexensional Ultrasonic Motor Using the Contour Mode of a Square Piezoelectric Plate. IEEE UFFC Transactions, Vol. 51, no. 8, 2004.
- /40/ Sashida, T.; Kenjo, T.: An Introduction to Ultrasonic Motors. Clarendon Press, Oxford UK, 1993.
- /41/ Wischnewski, A.: Reversierbare piezoelektrische Ultraschallmotoren auf Basis einphasig angeregter stehender Wellen. Dissertation, IKFF, Universität Stuttgart, 2008.

- /42/ Ueha, S.; Tomikawa, Y.: Ultrasonic Motors – Theory and Application. Clarendon Press, Oxford, UK, 1993.
- /43/ Rothenhöfer, E.: Entwicklungsgrundlagen für piezoelektrische Ultraschallmotoren am Beispiel eines linearen Antriebs mit gekoppelten Moden. Dissertation, IKFF, Universität Stuttgart, 2010.

Literatur zu den Abschnitten 6 und 7:

/25/ und /26/ siehe oben

- /44/ Kiesewetter, L.: Konstruktionsregeln und Dimensionierung magnetostriktiver Aktoren. Vortrag 38. IWK TU Ilmenau. Ilmenau 20.-23.09.93.
- /45/ Firmenschriften der Firmen Etrema Products, Inc. 2500 North Loop Drive, Ames, IA 50010 USA.
- /46/ Fremond, M.; Miyazaki, S.: Shape Memory Alloys. Wien: Springer Verlag 1996.
- /47/ Stöckel, D.; Hornbogen, E.: Legierungen mit Formgedächtnis: Industrielle Nutzung des Shape-Memory-Effektes. Ehningen: expert Verlag 1988.
- /48/ Tautzenberger, P.: Shape-Memory-Stellelemente. Sonderdruck aus: Legierungen mit Formgedächtnis, Kontakt & Studium, Band 259. Renningen: Expert Verlag 1988.
- /49/ Pritschow, G. u. a.: Inspektionsroboter mit Formgedächtnisantrieben. VDI-Berichte 1269. Düsseldorf: VDI Verlag 1996.
- /50/ Fischer, K.: Die Zweiweg-Formgedächtniseffekte zur Herstellung von Greifelementen. VDI-Fortschrittsberichte 5/298. Düsseldorf: VDI Verlag 1993.
- /51/ Kristen, M.: Untersuchungen zur elektrischen Ansteuerung von Formgedächtnis-Antrieben in der Handhabungstechnik. Diss. TU Braunschweig 1994.
- /52/ Yuh, B.: Entwicklung eines Aktors aus einer Formgedächtnislegierung für den Einsatz in einem flexiblen Prüfmanipulator. Diss. TH Darmstadt 1995.