

Carsten Fräger, Wolfgang Amrhein (Hrsg.)
Handbuch Elektrische Kleinantriebe

Weitere empfehlenswerte Titel



*Handbuch Elektrische Kleinantriebe
Band 1: Kleinmotoren, Leistungselektronik*
Herausgegeben von: Casten Fräger, Wolfgang Amrhein, 2020
ISBN 978-3-11-056247-7, e-ISBN 978-3-11-056532-4,
e-ISBN (EPUB) 978-3-11-056248-4



*Protecting Electrical Equipment
New Practices for Preventing High Altitude Electromagnetic Pulse
Impacts*
Vladimir Gurevich, 2021
ISBN 978-3-11-072309-0, e-ISBN 978-3-11-072314-4,
e-ISBN (EPUB) 978-3-11-072319-9



Maschinenelemente 1–3
Hubert Hinzen
Maschinenelemente 1, 2017
ISBN 978-3-11-054082-6, e-ISBN 978-3-11-054087-1,
e-ISBN (EPUB) 978-3-11-054104-5
*Maschinenelemente 2: Lager, Welle-Nabe-Verbindungen,
Getriebe*, 2018
ISBN 978-3-11-059707-3, e-ISBN 978-3-11-059708-0,
e-ISBN (EPUB) 978-3-11-059758-5
*Maschinenelemente 3: Verspannung, Schlupf und
Wirkungsgrad, Bremsen, Kupplungen, Antriebe*, 2019
ISBN 978-3-11-064546-0, e-ISBN 978-3-11-064707-5,
e-ISBN (EPUB) 978-3-11-064714-3



*Electrical Machines
A Practical Approach*
Satish Kumar Peddapelli, Sridhar Gaddam, 2020
ISBN 978-3-11-068195-6, e-ISBN 978-3-11-068227-4,
e-ISBN (EPUB) 978-3-11-068244-1

Handbuch Elektrische Kleinantriebe

Band 2: Kleinantriebe, Systemkomponenten, Auslegung

Carsten Fräger, Wolfgang Amrhein (Hrsg.)

5., stark überarbeitete, erweiterte und aktualisierte
Auflage

DE GRUYTER
OLDENBOURG

Herausgeber

Prof. Dr.-Ing. Carsten Fräger
Hochschule Hannover
Fakultät 2 Mechatronik – Elektrische Antriebe
Ricklinger Stadtweg 120
30459 Hannover
Carsten.Fraeger@HS-Hannover.de

Univ.-Prof. Dr. Wolfgang Amrhein
Johannes Kepler Universität Linz
Institut für Elektrische Antriebe
und Leistungselektronik
Altenberger Str. 69
4040 Linz
Österreich
wolfgang.amrhein@jku.at

Alle in diesem Buch enthaltenen Berechnungsverfahren, Grafiken, Tabellen, Programme, Verfahren und elektronischen Schaltungen wurden nach bestem Wissen erstellt und mit Sorgfalt getestet. Dennoch sind Fehler nicht ganz auszuschließen. Aus diesem Grund ist das im vorliegenden Buch enthaltene Material mit keiner Verpflichtung oder Garantie irgendeiner Art verbunden. Autor und Verlag übernehmen infolgedessen keine Verantwortung und werden keine daraus folgende oder sonstige Haftung übernehmen, die auf irgendeine Art aus der Benutzung dieses Programm-Materials oder Teilen davon entsteht. Die Wiedergabe von Gebrauchsnamen, Handelsnamen, Warenbezeichnungen usw. in diesem Werk berechtigt auch ohne besondere Kennzeichnung nicht zu der Annahme, dass solche Namen im Sinne der Warenzeichen- und Markenschutz-Gesetzgebung als frei zu betrachten wären und daher von jedermann benutzt werden dürften.

ISBN 978-3-11-044147-5

e-ISBN (PDF) 978-3-11-044150-5

e-ISBN (EPUB) 978-3-11-043324-1

Library of Congress Control Number: 2021942118

Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek

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

© 2022 Walter de Gruyter GmbH, Berlin/Boston

Coverabbildung: Fa. Faulhaber, Schönaich

Satz: VTeX UAB, Lithuania

Druck und Bindung: CPI books GmbH, Leck

www.degruyter.com

Vorwort

Mit der stetig wachsenden Technisierung und Automatisierung haben die elektromagnetischen Kleinantriebe heute eine fast unübersehbare Anwendungsvielfalt erreicht. Die Ursache dafür sind zum einen Fortschritte in der Werkstofftechnik, in der Mikro- und Leistungselektronik sowie in der Regelungs- und Steuerungstechnik, die eine außergewöhnliche Variationsbreite der Antriebsausführungen schaffen. Zum anderen sind es aber auch moderne Berechnungs-, Simulations- und Messverfahren, die zu verbesserten und neuartigen Antrieben führen.

Vielfach gibt es für ein Antriebsproblem mehrere Lösungsmöglichkeiten. Der Anwender von Kleinantrieben muss deshalb über Wissen und Urteilsvermögen verfügen, um die unter den Gesichtspunkten von Funktion, Integration, Bedienung, Zuverlässigkeit, Geräuschen und Schwingungen sowie Beschaffung und Kosten zu realisierende Problemlösung zu erarbeiten. Dieses Buch soll bei der Antriebsauswahl helfen, um die jeweiligen Anforderungen an einen Antrieb optimal mit dem erforderlichen Aufwand zu erfüllen.

Um den kompletten Antrieb in all seinen Facetten erarbeiten zu können, behandelt Band 1 die Komponenten des Antriebs, also die Motoren und die Leistungselektronik. Hier werden relevante Motorarten und Elektronikschaltungen für kleine Leistungen behandelt.

Band 2 behandelt die kompletten Antriebe aus Motoren, antriebsspezifischen Sensoren, Elektronik und mechanischen Übertragungselementen sowie elektromagnetische Linearantriebe, piezoelektrische Antriebe, Elektromagnete und Magnetlager. Besonderes Augenmerk wird den geregelten Antrieben gewidmet. Hierzu gehören die Servoantriebe mit ihrer hochdynamischen Winkel- und Drehzahlregelung, aber auch die drehzahlgeregelten Gleichstrom- und Wechselstromantriebe.

Die Antriebsprojektierung wird anhand von Beispielen dargestellt. Zahlreiche Literaturstellen und die Angabe der wichtigsten Vorschriften und Normen sollen helfen, bei Bedarf tiefer in die Technik und Normung der einzelnen Antriebe einzudringen.

Das Buch ist für Ingenieure gemacht, die zur Lösung von Projektierungsaufgaben Kleinantriebe einsetzen wollen, beispielsweise in der Kfz-Technik, im Werkzeugmaschinenbau, in der Hausgerätetechnik, in der Büro- und Datentechnik, in der Medizin- und Labortechnik sowie in der Robotertechnik.

In der 5. Auflage sind Themen der geregelten Antriebe (Servoantriebe, Sensoren) und der elektromagnetischen Verträglichkeit neu hinzugekommen. Alle bestehenden Kapitel sind aktualisiert und größtenteils stark überarbeitet worden. Aufgrund der Fülle an neuen Themen und Beiträgen haben sich die Herausgeber in Abstimmung mit dem Verlag entschlossen, das Handbuch Elektrische Kleinantriebe in zwei Bänden herauszugeben.

Die Autoren aus Industrie und Hochschule haben ihre Kenntnisse und Erfahrungen in gestraffter Form dargestellt und sich um eine einheitliche Darstellung bemüht. Gleichwohl werden individuelle Schwerpunkte bei den verschiedenen Themen gesetzt.

Hannover, Linz, im November 2021

Carsten Fräger
Wolfgang Amrhein

Inhalt

Vorwort — V

Eberhard Kallenbach und Gerald Puchner

1 Elektromagnete — 1

- 1.1 Elektromagnete als Antriebselemente — **1**
- 1.2 Gleichstrommagnete — **4**
 - 1.2.1 Besonderheiten — **4**
 - 1.2.2 Stationäres Verhalten von Gleichstrommagneten — **4**
 - 1.2.3 Dynamisches Verhalten von Gleichstrommagneten — **11**
 - 1.2.4 Einfluss der Wirbelströme auf das dynamische Verhalten von Gleichstrommagneten — **15**
 - 1.2.5 Maßnahmen zur Beeinflussung des dynamischen Verhaltens von Gleichstrommagneten — **17**
- 1.3 Wechselstrommagnete — **23**
 - 1.3.1 Berechnung der Magnetkraft von Einphasenwechselstrommagneten — **24**
 - 1.3.2 Zeitabhängigkeit der Magnetkraft von Einphasenwechselstrommagneten — **26**
 - 1.3.3 Magnetkraft des Dreiphasenwechselstrommagneten — **28**
 - 1.3.4 Dynamisches Verhalten von Wechselstrommagneten — **29**
- 1.4 Polalisierte Elektromagnete — **32**
 - 1.4.1 Besonderheiten — **32**
 - 1.4.2 Magnetkraft polarisierter Elektromagnete mit einem Reihenkreis — **33**
 - 1.4.3 Anwendung von polarisierten Elektromagneten — **35**
- 1.5 Anwendung der Elektromagnete — **36**
 - 1.5.1 Elektromagnetantriebe als mechatronische Baugruppe — **36**
 - 1.5.2 Bauformen und Funktionen von Elektromagneten — **37**
 - 1.5.3 Ausführungsformen und Applikationsbeispiele — **42**
 - 1.5.4 Elektrische Ansteuerverfahren und ihr Einfluss auf die Funktion des Elektromagneten — **49**
- 1.6 Entwurf von Elektromagnetantrieben — **54**
 - 1.6.1 Entwurfsprozess — **54**
 - 1.6.2 Analytische Abschätzung der Haltekraft von Haltemagneten — **55**
 - 1.6.3 Numerische Feldberechnungsverfahren – FEM — **56**

Wolfgang Schinköthe, Hans-Jürgen Furchert und Christoph Schäffel

2 Linear- und Mehrkoordinatenantriebe — 63

- 2.1 Elektrodynamische Linear- und Mehrkoordinatenantriebe — **63**
 - 2.1.1 Wirkprinzip und Grundstruktur — **64**
 - 2.1.2 Bauformen elektrodynamischer Linearmotoren — **68**

2.1.3	Bauformen integrierter elektrodynamischer Mehrkoordinatenantriebe mit Einmassenläufern für xy -, $x\varphi$ -, $xy\varphi$ - und xyz - Bewegungen — 84
2.1.4	Betriebsverhalten elektrodynamischer Linear- und Mehrkoordinatenmotoren — 99
2.1.5	Ansteuerung elektrodynamischer Linear- und Mehrkoordinatenmotoren — 104
2.1.6	Linear- und Mehrkoordinatenantriebe nach dem Asynchronmotorprinzip — 113
2.1.7	Kommerziell angebotene Systeme — 116
2.2	Lineare und planare Hybridschrittmotoren — 117
2.2.1	Lineare Hybridschrittmotoren — 117
2.2.2	Mehrkoordinatenhybridschrittmotoren — 121
2.2.3	Dynamische Eigenschaften von linearen Hybridschrittmotoren — 123
2.2.4	Prinzip der elektronischen Schrittteilung — 128
2.2.5	Lineare Hybridschrittmotoren als magnetisch nichtlineare Antriebselemente — 129

Hartmut Janocha und Stefan Seelecke

3	Piezelektrische Antriebe — 131
3.1	Physikalischer Effekt — 131
3.1.1	Einführung — 131
3.1.2	Analytische Beschreibung — 132
3.2	Piezelektrische Bauelemente — 134
3.2.1	Piezelektrische Werkstoffe — 134
3.2.2	Piezokeramische Elemente — 136
3.3	Piezoantriebe mit begrenzter Auslenkung — 137
3.3.1	Stapeltranslatoren — 138
3.3.2	Streifentranslatoren — 141
3.3.3	Biegeelemente — 142
3.3.4	Tubusse — 143
3.3.5	Piezowandler mit Wegübersetzung — 144
3.4	Piezoantriebe mit unbegrenzter Auslenkung — 145
3.4.1	Wurm- und Schreitantriebe — 146
3.4.2	Trägheitsantriebe — 149
3.4.3	Piezo Actuator Drive (PAD) — 150
3.4.4	Ultraschallmotoren — 151
3.4.5	Einige Auswahl- und Entwurfskriterien — 158
3.5	Steuerelektronik für Piezoantriebe — 160
3.5.1	Leistungsverstärker — 160
3.5.2	Controller — 162
3.5.3	Linearisierung des Aktor-Übertragungsverhaltens — 163
3.6	Realisierungsbeispiele — 164

- 3.6.1 Positioniertisch — **164**
- 3.6.2 Hexapod — **166**

Carsten Fräger

- 4 Servoantriebe — 169**
 - 4.1 Übersicht — **169**
 - 4.2 Anwendungen für Servoantriebe — **170**
 - 4.2.1 Dynamische Positionieranwendungen in Produktionsmaschinen — **171**
 - 4.2.2 Präzise Anwendungen in Produktionsmaschinen — **172**
 - 4.2.3 Ventilverstellungen, Klappenverstellungen, Leitradeinstellungen an Turbinen — **173**
 - 4.2.4 Anwendungen im Kraftfahrzeug — **174**
 - 4.2.5 Drucker, Plotter, Scanner — **174**
 - 4.2.6 Modellbau — **175**
 - 4.3 Aufbau und Eigenschaften von Servoantrieben — **175**
 - 4.3.1 Stellervoantrieb – Gleichstrommotor, Getriebe, 3-Punkt-Regler — **178**
 - 4.3.2 Gleichstromservoantrieb – PM-Gleichstrommotor, Getriebe, Gleichstromsteller, Regler — **181**
 - 4.3.3 Bürstenloser Gleichstromservoantrieb BLDC – bürstenloser Permanentmagnetmotor, Getriebe, Blockumrichter, Regler — **186**
 - 4.3.4 Synchronmotor-Servoantrieb BLAC – Permanentmagnetmotor mit Sinuskommutierung, Getriebe, Pulsumrichter, Regler mit Vektorsteuerung — **191**
 - 4.3.5 Servodirektantrieb – Permanentmagnet-Synchron-Direktantriebsmotor/BLAC, Pulsumrichter, Regler mit Vektorsteuerung — **200**
 - 4.3.6 Synchronmotor-Servolinearantrieb – Permanentmagnet-Linearmotor, Pulsumrichter, Regler mit Vektorsteuerung — **204**
 - 4.3.7 Asynchronmotor-Servoantrieb, Getriebe, Pulsumrichter, Regler mit feldorientierter Regelung — **207**
 - 4.4 Stationäre und dynamische Kenngrößen für Servoantriebe — **215**
 - 4.4.1 Abtastzeiten, Zykluszeiten und Bandbreiten der Regelung — **217**
 - 4.4.2 Minimale Hochlaufzeit — **218**
 - 4.4.3 Maximaltakttrate — **220**
 - 4.4.4 Dynamischer Kennwert — **222**
 - 4.4.5 Zusammenfassung der dynamischen Kenngrößen — **224**

Carsten Fräger und Wolfgang Amrhein

- 5 Sensoren für elektrische Antriebe — 227**
 - 5.1 Temperatursensoren — **228**
 - 5.1.1 Temperaturschalter — **229**
 - 5.1.2 Kaltleiter PTC — **230**

- 5.1.3 Heißleiter NTC — **232**
- 5.1.4 Widerstände und Halbleiterfühler mit etwa linearem
Temperaturverhalten — **233**
- 5.2 Drehzahlsensoren — **233**
- 5.2.1 Bürstenbehaftete Gleichstromtachogeneratoren — **234**
- 5.2.2 Bürstenlose Wechselstromtachogeneratoren — **235**
- 5.3 Winkelsensoren, Wegsensoren — **235**
- 5.3.1 Potentiometer — **237**
- 5.3.2 Kapazitive Sensoren — **240**
- 5.3.3 Elektromagnetische Sensoren — **245**
- 5.3.4 Resolver — **250**
- 5.3.5 Permanentmagnetische Sensoren — **257**
- 5.3.6 Optische Sensoren — **262**

Wolfgang Amrhein, Wolfgang Gruber, Gerald Jungmayr, Edmund Marth und Siegfried Silber

- 6 Magnetlagertechnik — 269**
- 6.1 Einleitung — **269**
- 6.2 Ausführungsarten von Magnetlagern — **269**
- 6.2.1 Passive Stabilisierung — **270**
- 6.2.2 Aktive Stabilisierung — **272**
- 6.2.3 Aktive vs. passive Stabilisierung — **273**
- 6.3 Anwendungsgebiete — **273**
- 6.4 Passive Magnetlagersysteme — **274**
- 6.4.1 Der Magnet als Hochtemperatursupraleiter — **274**
- 6.4.2 Grundanordnungen permanentmagnetischer Ringlager — **275**
- 6.4.3 Eigenschaften permanentmagnetischer Ringlager — **277**
- 6.4.4 Stapelung, Skalierung und optimale Auslegung von
permanentmagnetischen Radiallagern — **279**
- 6.4.5 Dämpfung — **282**
- 6.4.6 Beispiel: Lüfter mit passiver Radial- und Kippstabilisierung — **283**
- 6.5 Aktive Magnetlagersysteme — **285**
- 6.5.1 Elektromagnetlager — **285**
- 6.5.2 Lagerlose Motoren — **293**

Werner Krause

- 7 Mechanische Übertragungselemente — 307**
- 7.1 Getriebe — **308**
- 7.1.1 Getriebearten — **309**
- 7.1.2 Zahnradgetriebe — **311**
- 7.1.3 Zugmittelgetriebe — **338**
- 7.1.4 Schraubengetriebe — **347**

7.1.5	Koppelgetriebe —	351
7.1.6	Kurvengetriebe —	354
7.1.7	Schrittgetriebe —	356
7.2	Kupplungen —	358
7.2.1	Feste Kupplungen —	359
7.2.2	Ausgleichskupplungen —	360
7.2.3	Schaltkupplungen —	364
7.2.4	Selbstschaltende Kupplungen —	366
7.3	Achsen und Wellen —	369
7.3.1	Entwurfsberechnung —	369
7.3.2	Nachrechnung —	371
7.4	Lager —	376
7.4.1	Gleitlager —	377
7.4.2	Wälzlager —	383
7.4.3	Vergleich von Gleitlagern und Wälzlagern —	387
7.5	Führungen —	388
7.5.1	Gleitführungen —	389
7.5.2	Wälzführungen —	392
7.6	Hinweise zu Werkstoffangaben —	395

Thomas Roschke, Marcus Herrmann und Carsten Fräger

8	Auslegung und Projektierung von Antriebssystemen —	397
8.1	Anforderungen an Antriebe und Auslegungskriterien —	397
8.1.1	Funktion unter Normalbedingungen —	398
8.1.2	Funktion über der Lebenszeit —	399
8.1.3	Sichere Funktion unter Überlast und absehbaren Fehlbedingungen —	400
8.1.4	Gewährleistung der Funktion durch Anforderungen aus Richtlinien, Montage und übergeordneten Applikationseinheiten —	401
8.1.5	Lastenheft und Pflichtenheft —	403
8.2	Lösungsweg für Antriebsaufgaben —	404
8.3	Systematik typischer Antriebsaufgaben —	405
8.3.1	Systematik nach der Bewegung —	405
8.3.2	Systematik nach der Betriebsweise —	407
8.4	Aspekte der Antriebsauswahl —	411
8.4.1	Übersicht möglicher Antriebe —	411
8.4.2	Thermische Randbedingungen —	411
8.4.3	Ansteuerelektronik —	414
8.4.4	Geräusch und Akustik —	415
8.5	Vergleich lage geregelter Gleichstrom- und Schrittantriebe als Servoantriebe —	417

- 8.6 Leistungsauslegung von Antrieben – thermische Auslegung, Anlauf, Überlast, Lastkollektive — **417**
- 8.6.1 Ermittlung von Lastdrehmoment, Leistung, Massenträgheit und Beschleunigungsdrehmoment — **420**
- 8.6.2 Betriebsarten – Übersicht zu genormten Betriebsarten — **423**
- 8.6.3 Betriebsart S1 – Dauerbetrieb mit konstanter Belastung — **426**
- 8.6.4 Betriebsart S2 – Kurzzeitbetrieb — **428**
- 8.6.5 Betriebsart S3 – periodischer Aussetzbetrieb — **430**
- 8.6.6 Betriebsarten S4 und S5 – periodischer Aussetzbetrieb mit Einfluss des Anlaufvorgangs und der elektrischen Bremsung — **432**
- 8.6.7 Betriebsart S6 – ununterbrochener periodischer Betrieb mit Aussetzbelastung — **435**
- 8.6.8 Betriebsart S8 – ununterbrochener periodischer Betrieb mit Last- und Drehzahländerungen — **437**
- 8.6.9 Einfluss der Umgebungstemperatur bzw. Kühlmitteltemperatur — **443**
- 8.6.10 Einfluss der Aufstellungshöhe über Meereshöhe — **445**
- 8.7 Auslegung für den Betrieb mit fester Drehzahl – Betrieb an fester Spannung und Frequenz – Betriebsarten S1, S2, S3, S6 für einzelne Betriebspunkte — **446**
- 8.7.1 Einfluss von Spannung und Frequenz auf die Betriebsdaten — **447**
- 8.7.2 Antriebswahl nach der Leistung — **450**
- 8.7.3 Wahl der Übersetzung zwischen Antrieb und Arbeitsmaschine — **451**
- 8.7.4 Auslegung für den Anlauf — **451**
- 8.7.5 Auslegung für Überlast — **453**
- 8.8 Antriebe mit Drehzahländerung – Einfluss der Spannung auf die Betriebsdaten — **453**
- 8.9 Antriebsauslegung für die Betriebsarten S1, S2, S3, S6 — **456**
- 8.9.1 Antriebswahl nach der Leistung — **456**
- 8.9.2 Wahl der Übersetzung zwischen Antrieb und Arbeitsmaschine — **457**
- 8.9.3 Auslegung für den Anlauf — **457**
- 8.9.4 Auslegung für Überlast — **458**
- 8.10 Antriebsauslegung für den periodischen Betrieb mit variabler Drehzahl und Belastung S8 — **458**
- 8.10.1 Antriebswahl nach der Leistung — **459**
- 8.10.2 Wahl der Übersetzung zwischen Antrieb und Arbeitsmaschine — **460**
- 8.10.3 Thermische Überprüfung des Antriebs — **460**
- 8.11 Antriebsauslegung für den dynamischen periodischen Betrieb mit variabler Drehzahl und Belastung S8 — **463**
- 8.11.1 Antriebsauswahl mit dem dynamischen Kennwert — **463**
- 8.12 Beispiele für Antriebsaufgaben — **469**
- 8.12.1 Pumpenantrieb mit Asynchronmotor in den Betriebsarten S1, S2 und S3 — **469**

- 8.12.2 Rollenheber mit Permanentmagnetmotor — **476**
- 8.12.3 Dynamische Auslegung eines rotativen Querschneiders in Betriebsart S8 — **486**
- 8.12.4 Energiearmer Antrieb für ein autarkes Gasventil — **501**
- 8.12.5 Schnell schaltendes Auslösemodul für eine Sicherheitsvorrichtung — **507**
- 8.12.6 Dosiermodul für eine Insulinpumpe — **517**
- 8.12.7 Miniaturantriebe für ein Lungenbiopsiegerät — **520**
- 8.12.8 Direktantrieb eines Festplattenlaufwerks — **523**
- 8.12.9 Antrieb einer Schlauchpumpe — **529**
- 8.12.10 Antrieb einer Trommel — **534**

Formelzeichen und Formelschreibweise — 545

Abbildungsverzeichnis — 549

Tabellenverzeichnis — 569

Die Autoren — 573

Literatur — 579

Stichwortverzeichnis — 601

1 Elektromagnete

Schlagwörter: Eigenschaften, Einsatzgebiete, Magnetkreis, Ausführungsarten, Wirkungsweise

1.1 Elektromagnete als Antriebselemente

Elektromagnete sind einfach aufgebaute, robuste Antriebselemente, die in wachsendem Umfang und großen Stückzahlen im Maschinenbau, der Fahrzeugtechnik und der Automatisierungstechnik eingesetzt werden. Sie dienen insbesondere zur Erzeugung begrenzter Stellwege ($0,1 \dots 100 \text{ mm}$) oder Stellwinkel ($0,1 \dots 90^\circ$). Oft sind sie nicht als Einzelelement ausgeführt, sondern integraler Bestandteil komplexerer Funktionskomponenten (z. B. von Magnetventilen, Magnetkupplungen, Relais).

Hauptbestandteile der Elektromagnete sind

- der *Anker* als bewegliches Organ,
- das *Joch*, das als Eisenrückschluss dient, und
- die *Erregerspule* (Abb. 1.1).

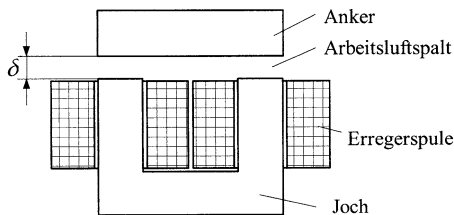


Abb. 1.1: Grundaufbau eines Elektromagneten mit U-förmigem Magnetkreis.

Die *Wirkungsweise von Elektromagneten* beruht auf der Kraftwirkung, die in inhomogenen magnetischen Feldern auf magnetische Grenzflächen ausgeübt wird.¹ Aus der Sicht der Energiewandlung sind es *elektro-magneto-mechanische Energiewandler*, die die zugeführte elektrische Energie über die Zwischenform der magnetischen Energie in mechanische Energie umwandeln, die zur Bewegungserzeugung dient.

Von entscheidender Bedeutung für ihre Wirkungsweise sind die konstruktive Gestaltung des magnetischen Kreises, der Arbeitsluftspalt zwischen Anker und Stator sowie die in Abhängigkeit von der gewünschten Bewegungsform realisierte Führung

¹ In einem homogenen B-Feld springt die Feldstärke H an der Grenzfläche verschiedener Werkstoffe. Damit ist das H -Feld inhomogen.

bzw. Lagerung des Ankers, die besonders bei Elektromagneten mit Kennlinienbeeinflussung das Entstehen von Magnetkräften senkrecht zur Wirkungsrichtung vermeidet. An den die Arbeitsluftspalte begrenzenden Grenzflächen zwischen Eisen und Luft entstehen die Magnetkraftkomponenten, deren vektorielle Summe am Magnetanker die nach außen wirksame summarische Magnetkraft F_m ergibt. Die Abhängigkeit der Magnetkraft vom Hub bei konstantem Erregerstrom heißt Magnetkraftkennlinie. Sie ist entscheidend für die Anwendung der Elektromagnete und sollte über der Belastungskennlinie $F_{geg} = f(\delta)$ liegen (Abb. 1.2).

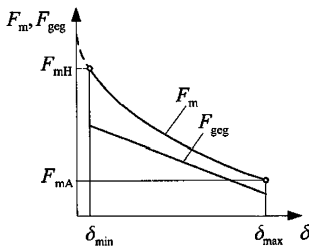


Abb. 1.2: Arbeitsdiagramm eines Elektromagneten für den stationären Fall. F_m Magnetkraft, F_{mA} Anzugskraft, F_{mH} Haltekraft, F_{geg} Gegenkraft.

Die *Arbeitsweise der Elektromagnete* trägt zyklischen Charakter, d. h. der Anker bewegt sich bei Erregung aus einer Anfangslage (δ_{max}) in eine Endlage (δ_{min}) und wird nach Abschalten der Erregung durch Umkehr der Bewegungsrichtung von äußeren Kräften (Federkräfte, Gewichtskräfte, Magnetkraft eines zweiten Elektromagneten) wieder in die Anfangslage zurückbewegt (Abb. 1.3). In den meisten Fällen bewegt der Anker unmittelbar das Wirkelement. Magnetantriebe sind vorzugsweise Direktantriebe (Abb. 1.14).

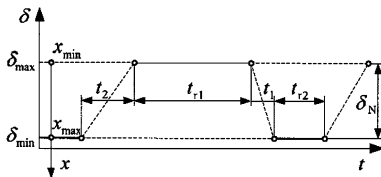


Abb. 1.3: Bewegungsablauf von Elektromagneten. t_{r1} , t_{r2} Rastzeiten, t_1 Anzugszeit, t_2 Abfallzeit.

Für eine zuverlässige und effektive Arbeitsweise der Direktantriebe ist es erforderlich, dass Magnetkraftkennlinien und Kennlinien der Rückstellkräfte gut aufeinander abgestimmt werden.

Durch vielseitige Anwendung und die Notwendigkeit der Anpassung der Elektromagneten an spezielle Bewegungsaufgaben bzw. die funktionelle Integration der Elektromagneten mit anderen Funktionselementen (z. B. den Kontakten von Relais) sind sehr unterschiedliche Magnetarten entstanden, die charakteristische Vor- und Nachteile besitzen.

Elektromagnete kann man z. B. einteilen nach:

- *Art der Erregung* in Gleichstrom-, Wechselstrom- und Impulsmagnete,
- *Kraftwirkung* in Zug-, Stoß-, Dreh-, Schwing- und Haltemagnete,
- *konstruktivem Aufbau* des magnetischen Kreises in U-, E- und Topfmagnete,
- *Länge des Hubes* im Verhältnis zum Ankerdurchmesser in Langhub-, Mittelhub- und Kurzhubmagnete,
- *Anwendung* in Hydraulikmagnete, Schützmagnete, Druckmagnete, Verriegelungsmagnete usw.

Elektromagnete werden im Allgemeinen als Antriebselemente mit begrenztem Hub- oder Winkelbereich in offener Steuerkette betrieben. Ausnahmen sind Proportionalmagnete zum Stellen von Pneumatik- und Hydraulikventilen, die bei höheren Genauigkeitsanforderungen Bestandteil von geregelten Antrieben sind. Die exakte Berechnung von Elektromagneten verlangt die Kenntnis des magnetischen Feldes, der Ausgleichsvorgänge beim Ein- und Ausschalten sowie der Erwärmung. In der Vergangenheit wurden auf Grund von Beschränkungen in der Rechenleistung häufig Netzwerkberechnungen mit Hilfe der Integralparameter des magnetischen Feldes (Φ , ψ , R_m , Θ) durchgeführt [64, 65].

Das einfachste Ersatznetzwerk, das sowohl die elektrischen, magnetischen und mechanischen Erscheinungen qualitativ erfasst, ist die Grundstruktur.

Abbildung 1.4 zeigt die vollständige Grundstruktur von Elektromagneten, die durch Modifikation Gleichstrommagnete, Wechselstrommagnete und polarisierte Elektromagnete zu beschreiben gestattet. Die Beschreibung der polarisierten Elektromagnete ist hierbei auf den magnetischen Reihenkreis bezogen, d. h. Spule und Permanentmagnet sind seriell geschaltet (Abschnitt 1.4, Abb. 1.28). Dies entspricht dem Aufbau vieler polarisierter Haltemagnete.

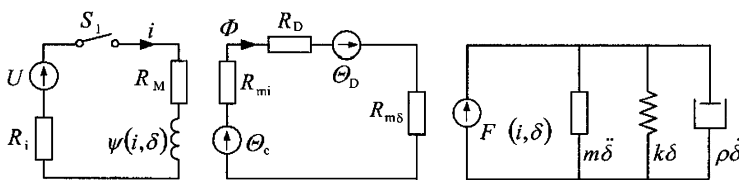


Abb. 1.4: Grundstruktur von Elektromagneten: Neutraler Gleichstrommagnet $\Theta_D = 0$, $R_D = 0$, Wechselstrommagnet $\Theta_D = 0$, $R_D = 0$, $U = \hat{U} \cdot \sin \omega t$, polarisierter Elektromagnet (Reihenkreis) $\Theta_D \neq 0$, $R_D \neq 0$, R_i Innenwiderstand der Spannungsquelle, R_M Widerstand der Spule, $\psi(i, \delta)$ magnetische Flussverkettung der Spule, Θ_e Durchflutung der Spule, R_{mi} magnetischer Widerstand des Magnetkreises, Θ_D Ersatzdurchflutung des Permanentmagneten, R_D magnetischer Widerstand des Permanentmagneten, $R_{m\delta}$ magnetischer Widerstand des Arbeitsluftspalts, $F_m(i, \delta)$ Magnetkraft.

1.2 Gleichstrommagnete

1.2.1 Besonderheiten

Elektromagnete, deren Erregerspule von Gleichstrom durchflossen wird, heißen Gleichstrommagnete. Sie stellen die heute am weitesten verbreitete Magnetart dar, wobei die Vielfalt ihrer Konstruktionsformen und Anwendungsgebiete besonders auffällt.

Vorteile: einfacher Aufbau, hohe Betriebssicherheit, gute Anpassung der Magnetkraftkennlinie an die Belastung durch Kennlinienbeeinflussung oder mit schaltungstechnischen Mitteln, gleichmäßige Schaltzeiten (Abschnitt 1.5.3).

1.2.2 Stationäres Verhalten von Gleichstrommagneten

Energieverhältnisse in nichtlinearen Elektromagneten

Da bei Elektromagneten im Interesse eines günstigen Masse-Leistungsverhältnisses der *magnetische Kreis* mit möglichst kleinen magnetischen Widerständen zu realisieren ist, muss bei den Energiebetrachtungen von einem nichtlinearen Elektromagneten ausgegangen werden, dessen Energiezustand von i und δ abhängt (Abb. 1.5). Wenn der Magnet eingeschaltet wird, findet ein *elektromagnetomechanischer Ausgleichsvorgang* statt, der durch die in der Spule verursachte Gegeninduktionsspannung hervorgerufen wird, die sich aus zwei Anteilen zusammensetzt: einerseits infolge der Stromänderung und andererseits aufgrund der Bewegung.

$$U = iR + \frac{\partial \psi(\delta, i)}{\partial i} \frac{di}{dt} + \frac{\partial \psi(\delta, i)}{\partial \delta} \frac{d\delta}{dt} = iR + u_1(t) + u_2(t). \quad (1.1)$$

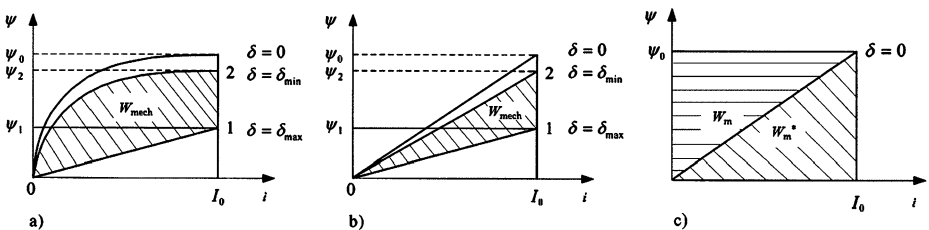


Abb. 1.5: Energiewandlung im Elektromagneten. a) nichtlinearer Fall $W_m \neq W_m^*$, b) linearer Fall, $W_m = W_m^*$, c) Darstellung der Co-Energie W_m^* und der magnetischen Feldenergie für vollständig geschlossenen Magnetkreis, linearer Fall.

Bei in der Anfangsphase ($\delta = \delta_{\max}$) festgehaltenem Anker ist $\frac{\partial \psi(\delta, i)}{\partial \delta} \frac{d\delta}{dt} = 0$; es ändert sich nur die in der Spule gespeicherte magnetische Energie W_m .

$$W_m = \int_0^{t_{11}} i u_1 dt = \int_0^{t_{11}} i \frac{\partial \psi}{\partial i} \frac{di}{dt} dt = \int_0^{\psi_1} i d\psi. \quad (1.2)$$

Die Fläche $\psi_0 I_0 - \int_0^{\psi_0} i d\psi = W_m^*$ stellt die magnetische Co-Energie dar (Abb. 1.5c).

Im $\psi-i$ -Kennlinienfeld wird die magnetische Co-Energie bei offenem Magnetkreis ($\delta_{\max}$) durch die Fläche mit den Eckpunkten $(0, I_0, 1, 0)$ bzw. bei geschlossenem Magnetkreis ($\delta_{\min}$) durch die Fläche $(0, I_0, 2, 0)$ (Abb. 1.5a,b) dargestellt.

Während der Ankerbewegung von $\delta_{\max}$ bis $\delta_{\min}$ wird außerdem dem Elektromagneten die Energie $\Delta \psi I_0$ zugeführt (Fläche $\psi_1 12 \psi_2$) und eine mechanische Arbeit frei, die der Fläche mit den Eckpunkten $(0, 1, 2, 0)$ entspricht. In linearen magnetischen Kreisen gilt für den verketteten Fluss $\psi = L(\delta)i$ (Abb. 1.5c). Dann ist wegen

$$\int_0^{\psi_0} i d\psi = \int_0^{I_0} \psi di = \frac{I_0^2}{2} L(\delta)$$

die magnetische Feldenergie W_m gleich der magnetischen Co-Energie W_m^* .

Magnetkraft des nichtlinearen Gleichstrommagneten

Nach dem Satz der Erhaltung der Energie wird die dem Elektromagneten zugeführte elektrische Energie W_{el} in thermische Verlustenergie W_{therm} , magnetische Feldenergie W_m und mechanische Energie W_{mech} umgewandelt (siehe auch Band 1, Abschnitt 2.6). Für kleine Änderungen gilt:

$$dW_{el} = dW_{\text{therm}} + dW_m + dW_{\text{mech}}. \quad (1.3)$$

Die im magnetischen Feld gespeicherte Energie ist nach Gleichung (1.2) und Abb. 1.5 eine Funktion von δ und ψ :

$$W_m = W_m(\psi, \delta) = \int_0^{\psi_0} i(\psi, \delta) d\psi. \quad (1.4)$$

Für das totale Differenzial ergibt sich

$$dW_m = \frac{\partial W_m}{\partial \delta} d\delta + \frac{\partial W_m}{\partial \psi} d\psi. \quad (1.5)$$

Gleichung (1.4) in (1.5) eingesetzt ergibt

$$dW_m = \frac{\partial}{\partial \delta} \int_0^{\psi_0} i(\psi, \delta) d\psi d\delta + \int_0^{\psi_0} i(\psi, \delta) d\psi. \quad (1.6)$$

Durch Vergleich von Gleichung (1.6) mit (1.3) und unter Beachtung $dW_{\text{mech}} = F_m d\delta$ und $dW_{\text{therm}} = 0$, erhält man für die Magnetkraft

$$F_m = -\frac{\partial}{\partial \delta} \int_0^{\psi_0} i(\psi, \delta) d\psi = -\frac{\partial}{\partial \delta} W_m. \quad (1.7)$$

Die Magnetkraft wirkt der Luftspaltvergrößerung entgegen!

Geht man bei der Ableitung der Magnetkraft von der Co-Energie aus, ergibt sich

$$F_m = \frac{\partial}{\partial \delta} \int_0^{I_0} \psi(i, \delta) di = \frac{\partial}{\partial \delta} W_m^*. \quad (1.8)$$

Die Gleichungen (1.7) und (1.8) sind allgemein gültig und gleichwertig. Sie berücksichtigen sowohl die Streuung des magnetischen Kreises als auch die Sättigung und bedeuten, dass die in einem Gleichstrommagneten erzeugte Magnetkraft proportional der Änderung der magnetischen Feld- (1.7) bzw. der magnetischen Co-Energie (1.8) ist.

Ziel jeder Magnetdimensionierung ist, die magnetische Co-Energie bezogen auf das Magnetvolumen zu optimieren. Im Idealfall – die Streuung sei bei abgefallenem Anker gleich null und rechteckförmiger ψ – i -Kennlinie des geschlossenen Magnetkreises – ist die umzuwandelnde Energie $W_{\text{mech}}^* = \psi_0 I_0$. Ein Maß, wie weit man sich mit einer konkreten Magnetkonstruktion diesem Idealfall annähert, ist der *magnetische Wirkungsgrad*.

$$\kappa_m = \frac{W_{\text{mech}}}{\psi_0 I_0}. \quad (1.9)$$

Bei Gleichstrommagneten schwankt der magnetische Wirkungsgrad in einem sehr großen Bereich: $0,1 \leq \kappa_m \leq 0,75$.

κ_m hängt von der Magnetkonstruktion, der Größe des Hubes (Arbeitsluftspaltänderung), den parasitären Luftspalten bei angezogenem Anker, der Streuung in der Anfangslage des Ankers, dem verwendeten Magnetmaterial und der Ansteuerung ab.

Für Elektromagnete mit linearen ψ – i -Kennlinienfeldern im Nennhubbereich gilt immer $\kappa_m < 0,5$. Elektromagnete mit nichtlinearen ψ – i -Kennlinien besitzen im Allgemeinen einen höheren magnetischen Wirkungsgrad (Abb. 1.6c).

Besonders bei großen Arbeitsluftspalten sind die ψ – i -Kennlinien der meisten Elektromagnete linear. Dann gilt

$$\psi(\delta, i) = iL(\delta). \quad (1.10)$$

Die Gleichung (1.10) in (1.8) eingesetzt, ergibt

$$F_m = \frac{\partial}{\partial \delta} \int_0^i iL(\delta) di = \frac{i^2}{2} \frac{dL(\delta)}{d\delta}. \quad (1.11)$$

Setzt man für $L(\delta) = w^2 G_m(\delta)$, erhält man

$$F_m = \frac{i^2 w^2}{2} \frac{dG_m(\delta)}{d\delta} = \frac{\Theta^2}{2} \frac{dG_m(\delta)}{d\delta}. \quad (1.12)$$

$G_m(\delta)$ ist die magnetische Leitfähigkeit des Arbeitsluftspalts.

Mit der Annahme, dass die Erzeugung der Magnetkraft nur an den Grenzflächen des Arbeitsluftspalts stattfindet und der magnetische Spannungsabfall im Eisenkreis zu vernachlässigen ist, kann die Gleichung (1.12) weiter vereinfacht werden und man erhält

$$F_m = \frac{B^2 A_{Fe}}{2\mu_0} \quad (1.13)$$

(siehe auch Band 1, Abschnitt 2.6). Diese Gleichung ist als *Maxwellsche Zugkraftformel* bekannt. Im Vergleich zu den Kraftbeziehungen (1.12) und (1.13) besitzt (1.11) für lineare Magnetsysteme den größten Verallgemeinerungsgrad. So werden z. B. über die Induktivität die Geometrie des magnetischen Kreises und die Streuung miterfasst, wodurch sich synthesesfreundliche Beziehungen ergeben. In der einschlägigen Literatur [49] sind für bekannte Magnetkreisformen mathematische Beziehungen für die Induktivität enthalten, die für näherungsweise Berechnungen von *Kraft-Weg-Kennlinien* gut geeignet sind.

Im Zusammenhang mit der Verbesserung des Masse-Leistungs-Verhältnisses von Elektromagneten, der damit verbundenen höheren Ausnutzung des Magnetmaterials und der zunehmenden Anwendung elektronischer Ansteuerschaltungen (Über- bzw. Impulserregung, Abschnitt 1.5.3) nimmt der Einsatz von Gleichstrommagneten mit nichtlinearen $\psi-i$ -Kennlinien zu. $\psi-i$ -Kennlinienfelder, die auch bei großen Arbeitsluftspalten nichtlinear sind, kann man durch entsprechende Gestaltung des Anker-Ankergegenstück-Systems des Gleichstrommagneten (Kennlinienbeeinflussung mit konstruktiven Veränderungen des Ankergegenstücks bei sonst gleichbleibenden Magnetabmessungen) erzeugen (Abb. 1.6). Zur näherungsweisen Beschreibung des Arbeitswiderstands des *Anker-Ankergegenstück-Systems* lässt sich ein Ersatzschaltbild mit einem nichtlinearen ferromagnetischen Parallelwiderstand $R_{mFe}(\delta, i)$ angeben (Abb. 1.6b). Das Ankergegenstück (Polkern) hat die Aufgabe, den Magnetfluss im Arbeitsluftspalt so zu verteilen, dass über den gesamten Weg des Ankers die gewünschte Kraft entstehen kann. Dies geschieht durch konstruktive Veränderung der Geometrie des Arbeitsluftspalts zwischen Anker und Ankergegenstück (Abb. 1.6a), so dass der magnetische Widerstand $R_m(\delta)$ verändert wird (Abb. 1.6b).

Sind die Kennlinienfelder bekannt – $\psi(\delta, I)$ oder $\Phi(\delta, \Theta)$ –, kann die Berechnung der Magnetkraftkennlinien folgendermaßen durchgeführt werden:

- Approximation der $\Phi-\Theta$ - bzw. $\psi-i$ -Kennlinienfelder durch geeignete mathematische Funktionen. Berechnung analytischer Ausdrücke für die Magnetkraft nichtlinearer Gleichstrommagnete unter Verwendung von (1.7) und (1.8) [53].
- Näherungsweise Berechnung der Magnetkraft bei Berücksichtigung der Sättigung und Streuung mit Hilfe magnetischer Netzwerke [53, 64, 65].

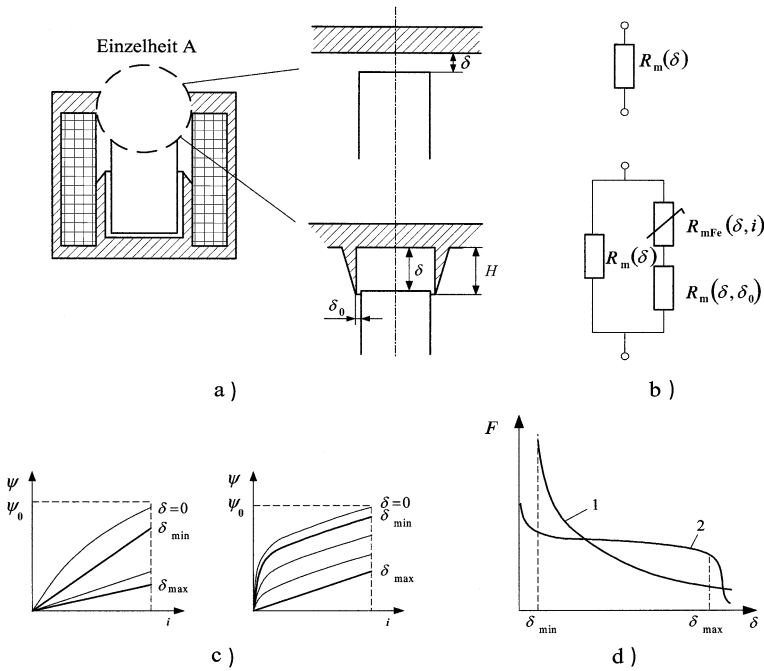


Abb. 1.6: Kennlinienbeeinflussung durch Anker-Ankergegenstück-System des Gleichstrommagneten. a) Konstruktiver Aufbau, oben: ohne Kennlinienbeeinflussung, unten: mit Kennlinienbeeinflussung b) magnetische Ersatzschaltbilder für Anker-Ankergegenstück-Systeme, c) $\psi(i, \delta)$ -Kennlinienfelder, links ohne, rechts mit Kennlinienbeeinflussung, d) charakteristische Kraft-Weg-Kennlinien, Kurve 1 ohne Kennlinienbeeinflussung; Kurve 2 mit Kennlinienbeeinflussung.

Kraft-Weg-Kennlinien von Gleichstrommagneten

Sie stellen die Abhängigkeit der Magnetkraft vom Hub mit der Durchflutung bzw. dem Erregerstrom als Parameter dar. Sie sind Grundlage für die Magnetauswahl und Magnetanwendung. Wenn keine besonderen Anforderungen an die Schaltzeiten vorhanden sind, strebt man im Hinblick auf kleine Magnetabmessungen einen hohen statischen Ausnutzungsgrad

$$k = \frac{W_N}{W_{mech}} \quad (1.14)$$

an. Dabei bedeuten

$W_{mech} = \int_0^\infty F_m(\delta, i) d\delta$ die vom Magneten maximal erzeugbare mechanische Energie und

$W_N = \int_{\delta_{min}}^{\delta_{max}} F_{geg}(\delta) d\delta$ die vom Magneten bei Ankerbewegung von δ_{max} nach δ_{min} erzeugte Nutzenergie (Abb. 1.2).

Es ist zweckmäßig, Magnete so auszuwählen bzw. zu projektieren, dass deren Kennlinien den statischen Belastungskennlinien weitgehend angepasst sind. Das

kann auf konstruktivem Weg (Auswahl der optimalen Magnetgrundform, Veränderung der Geometrie des Ankergegenstücks) bzw. mit schaltungstechnischen Mitteln (Steuerung des Erregerstroms in Abhängigkeit vom Hub) geschehen (Abschnitte 1.5, 1.6).

Gleichstrommagnete ohne Kennlinienbeeinflussung sind Elektromagnete, deren Kraft-Weg-Kennlinien sich unmittelbar aus der Geometrie des magnetischen Kreises ergeben. In Abb. 1.7a ist ein solches Anker-Ankergegenstück-System dargestellt. Für die Leitfähigkeit des Arbeitsluftspalts gilt dann näherungsweise bei kleinem Arbeitsluftspalt

$$G_{m\delta} = \frac{\mu_0 A_{Fe}}{\delta} \quad (1.15)$$

und für die Magnetkraft nach Gleichung (1.12)

$$F_m = \frac{\Theta^2}{2} \frac{\mu_0 A_{Fe}}{\delta^2}. \quad (1.16)$$

Nach Gleichung (1.16) nimmt die Magnetkraft mit zunehmendem Arbeitsluftspalt stark ab. Eine solche Kennlinie ist für die meisten Belastungsfälle sehr ungünstig. Man erhält nur einen sehr geringen Ausnutzungsgrad k ($0,2 \dots 0,3$) bei Feder- oder Massebelastung, dessen Maximum außerdem bei sehr kleinen Arbeitsluftspalten liegt (Abb. 1.7b).

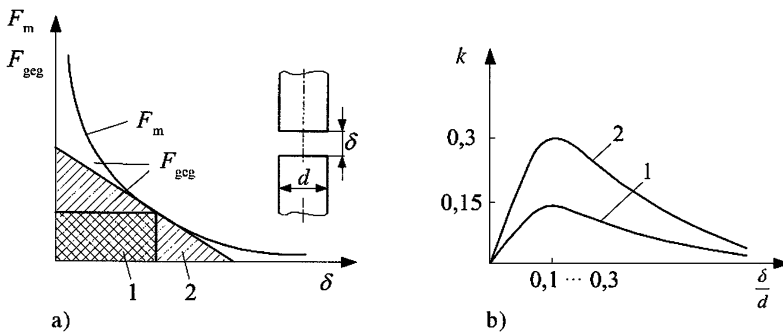


Abb. 1.7: Ausnutzungsgrad k von Gleichstrommagneten ohne Kennlinienbeeinflussung. a) Magnetkraft- und typische Belastungskennlinien, Fläche 1 Gewichtsbelastung, Fläche 2 Federbelastung, b) Abhängigkeit der Magnetausnutzungszahl k bei Gewichtsbelastung (Kurve 1) und Federbelastung (Kurve 2) vom normierten Hub.

Gleichstrommagnete mit Kennlinienbeeinflussung

Eine wesentliche Verbesserung des Ausnutzungsgrades k kann man erreichen, wenn bei gleichbleibenden Hauptabmessungen (Magnetdurchmesser, Magnethöhe) und

gleichbleibender Durchflutung die Änderung der magnetischen Leitfähigkeit des Arbeitsluftspalts mit konstruktiven Mitteln beeinflusst wird. Das kann z. B. mit Hilfe von Anker-Ankergegenstück-Systemen geschehen (Abb. 1.6). Auf diese Weise wird die Abhängigkeit des magnetischen Leitwertes des Arbeitsluftspalts und teilweise angrenzender Abschnitte des Ankergegenstücks vom Weg verändert (Abb. 1.6b), wodurch sich eine prinzipiell andere Kraft-Weg-Kennlinie bei sonst gleichbleibenden Hauptabmessungen des Gleichstrommagneten erzeugen lässt. In der Literatur sind verschiedene charakteristische Anker-Ankergegenstück-Anordnungen dargestellt worden [49]. Mit ihnen können die Kraft-Weg-Kennlinien in weiten Grenzen variiert und an den Belastungsfall optimal angepasst werden.

Abbildung 1.8 zeigt, wie man mit Hilfe der Kennlinienbeeinflussung den Ausnutzungsgrad k von 0,3 auf 0,75 steigern und das Optimum zu größeren Luftspalten hin verschieben kann. Durch Verbesserung der Ausnutzungszahl von 0,3 auf 0,75 können Volumenreduzierungen bis auf 50 % erreicht werden. Ein anderer typischer Fall der Kennlinienbeeinflussung liegt z. B. bei Relais vor, wenn zur Erhöhung der Anzugskraft die Polfläche des Kerns im Vergleich zum Eisenkreisquerschnitt wesentlich vergrößert wird.

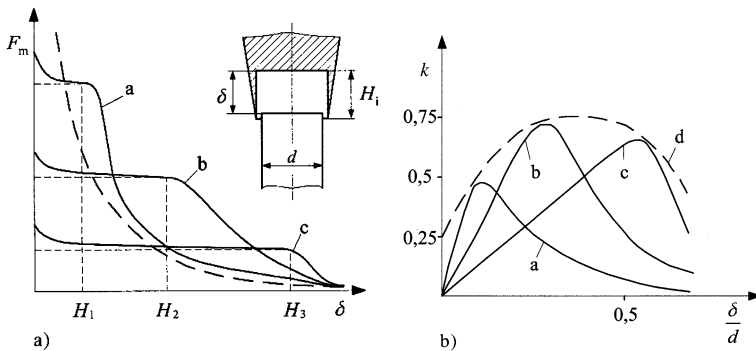


Abb. 1.8: Ausnutzungsgrad k bei Gleichstrommagneten mit Kennlinienbeeinflussung. a) Magnetkraftkennlinien bei unterschiedlichen geometrischen Abmessungen des Anker-Ankergegenstück-Systems, b) Abhängigkeit des Ausnutzungsgrades k vom Hub.

Allerdings ist jede Erhöhung der Anzugskraft am Hubanfang mit Hilfe der Kennlinienbeeinflussung mit einer Absenkung der Magnetkraft bei kleineren Luftspalten bzw. der Haltekraft verbunden, da die mechanische Energie, die während der Bewegung des Ankers über den Nennhub frei wird, näherungsweise konstant ist. Diese ergibt sich aus der Größe der magnetischen Energie und Co-Energie und ist weitgehend unabhängig von der Gestaltung der Kraft-Weg-Kennlinie. Die Flächen unterhalb der ver-

schiedenen Kraft-Weg-Kennlinien bleiben gleich.

$$\int_0^{\delta_{\max}} F_{\text{mi}}(\delta) d\delta \approx \text{konst. bei gleicher Durchflutung.} \quad (1.17)$$

In Abb. 1.8a sind bei sonst gleichen Abmessungen drei verschiedene Varianten des Ankergegenstücks dargestellt, abgestimmt auf verschiedene Hublängen H_i . Konstruktiv wird dies mit unterschiedlicher Eintauchtiefe in den Konus des Ankergegenstücks realisiert. Je größer der Hub, desto geringer wird die erreichbare Magnetkraft. Für unterschiedliche Hublängen ergeben sich außerdem unterschiedliche Ausnutzungsgrade. Es ist erkennbar, dass sehr kurze und sehr große Nennhübe im Vergleich zur Baugröße des Magneten den Ausnutzungsgrad reduzieren (Abb. 1.8b).

Neben der Erhöhung des Ausnutzungsgrades k erlaubt die Kennlinienbeeinflussung auch eine Verbesserung der dynamischen Eigenschaften, indem die Beschleunigung zu Beginn der Ankerbewegung vergrößert wird (Abschnitt 1.2.5) (Abb. 1.17).

1.2.3 Dynamisches Verhalten von Gleichstrommagneten

Zunehmend werden z. B. bei Anwendungen in der Kraftfahrzeugindustrie, der Energietechnik und im Maschinenbau höhere Anforderungen an das dynamische Verhalten von Schaltmagneten und Proportionalmagneten gestellt. In solchen Fällen muss während des Entwurfs bzw. der Auswahl der Elektromagnete das dynamische Verhalten berücksichtigt werden.

Unter dem dynamischen Verhalten von Gleichstrommagneten soll nachfolgend die Summe der elektrischen, magnetischen, mechanischen und thermischen Ausgleichsvorgänge beim Ein- und Ausschalten verstanden werden. Den Anwender interessieren dabei besonders folgende Zusammenhänge:

- Abhängigkeit der Ankerstellung von der Zeit ($x = f(t)$),
- Abhängigkeit der Geschwindigkeit von der Ankerstellung oder der Zeit, ($\dot{x} = f(x, t)$),
- Abhängigkeit des Momentanwertes des Spulenstroms von der Zeit ($i = f(t)$), bzw. die
- Abhängigkeit der dynamischen Anzugskraft ($F_{\text{dyn}} = f(x, t)$) bei Spannungseinprägung und Stromeinprägung.

Von besonderer Bedeutung für die Anwendung bzw. die Synthese von Magnetantrieben ist das dynamische Gesamtverhalten. Die Ausgleichsvorgänge beim Ein- bzw. Ausschalten eines Elektromagneten teilen sich in je zwei Abschnitte, in denen das dynamische Verhalten aufgrund unterschiedlicher Verkopplung der Differenzialgleichungen bzw. veränderlicher Schaltungsstruktur (Schalter der Transistorstufen, Wirkung

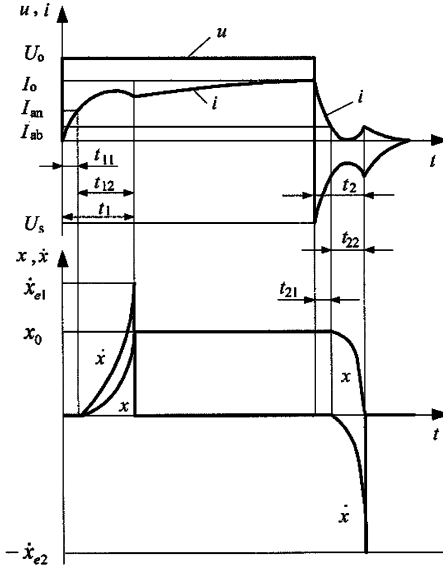


Abb. 1.9: Dynamisches Verhalten von Gleichstrommagneten während eines Schaltzyklusses bei eingepprägter Spannung; t_1 Anzugszeit, t_{11} Anzugsverzög, t_{12} Hubzeit, t_2 Abfallzeit, t_{21} Abfallverzög, t_{22} Rücklaufzeit, U_s Abschaltspannungsspitze.

der Freilaufdioden) verschiedenen Gesetzmäßigkeiten entspricht (Abb. 1.9). Die Anzugszeit t_1 teilt sich auf in den Anzugsverzög t_{11} – Zeit vom Einschalten bis zum Beginn der Ankerbewegung – und die Hubzeit t_{12} – Zeit vom Beginn der Ankerbewegung bis zum Aufprall des Ankers auf das Gegenstück. Analog wird die Abfallzeit t_2 in den Abfallverzög t_{21} – Zeit vom Abschalten des Magneten bis zum Beginn der Ankerückstellung – und die Rücklaufzeit t_{22} – Zeit vom Beginn der Ankerbewegung bis zur Rückkehr des Ankers in die Ausgangsstellung – eingeteilt.

Das dynamische Verhalten von Gleichstrommagneten kann mit den folgenden Gleichungen beschrieben werden, die sich aus der Grundstruktur Abb. 1.4 ergeben, wenn δ gleich x gesetzt wird:

$$U = iR + \frac{d\psi(x, i)}{dt}, \quad (1.18)$$

$$F_m(x, i) = m\ddot{x} + F_{\text{geg}}(x) + F(\dot{x}), \quad (1.19)$$

$$F_m(x, i) = \frac{\partial}{\partial x} \int \psi(x, i) di. \quad (1.20)$$

F_m Magnetkraft; $F_{\text{geg}}(x)$ statische Gegenkraft; $F(\dot{x})$ Reibkraft.

Sie führen im Allgemeinen, auch bei linearen $\psi - i$ -Kennlinienfeldern, zu nicht-linearen Differenzialgleichungen, die nicht exakt zu lösen sind, so dass mit Vereinfachungen über geeignete Näherungsverfahren bzw. in zunehmendem Maße rechnergestützt die Berechnung der Dynamik und der Schaltzeiten durchgeführt werden kann [50, 64, 77, 82].

Ausgleichsvorgänge während der Anzugszeit t_1

Im Zeitintervall des Anzugsverzugs dient die zugeführte elektrische Energie dem Aufbau des magnetischen Feldes. Der Magnetanker bewegt sich nicht, es findet nur ein elektromagnetischer Ausgleichsvorgang statt. Die Gleichungen (1.18) und (1.19) sind entkoppelt. Zur Berechnung des Ausgleichsvorgangs genügt (1.18).

Anfangsbedingungen: $x = 0$, $\dot{x} = 0$, $\ddot{x} = 0$ bei $t = 0$, sowie $F_m < F_{\text{geg}}$, $0 < t \leq t_{11}$.

Die Zeitdauer des Aufbaus des magnetischen Feldes hängt von der Verkopplung zwischen Strom i und Flussverkettung ψ durch die Induktivität L ab. Weiterhin verzögern die dem Spulenstrom entgegengerichteten Wirbelströme den Feldaufbau. Je größer die statische Gegenkraft (z. B. Haftreibung, Federvorspannung), desto höher ist auch der nötige Anzugsstrom I_{an} sowie die Anzugsverzugszeit t_{11} . Für stillstehenden Magnetanker ist der Stromverlauf unabhängig von der Belastung (Abb. 1.10, Bereich ca. 0 ... 20 ms).

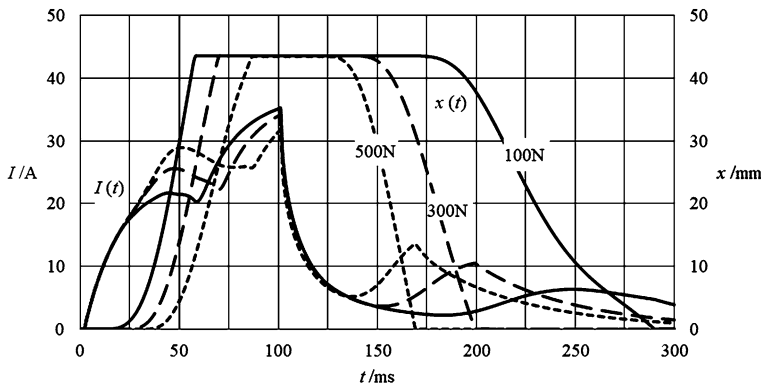


Abb. 1.10: Durch transiente FEM-Berechnung ermittelte Funktionen $I(t)$ und $x(t)$ beim Ein- und Ausschalten eines Elektromagneten mit Nennleistung von 4 kW und 43,5 mm Hub bei unterschiedlicher Gegenkraft, Einfluss der Gegenkraft auf den Anzugs- und Abfallvorgang, Vorspannung der Feder bei Hubanfang 100 N/300 N/500 N, Federkonstante jeweils gleich, Ankermasse, Magnetisierungskennlinie, Wirbelstromeffekte berücksichtigt, Überspannungsschutz durch Freilaufdiode wie Abb. 1.15a, Abschaltung erfolgte vor Erreichen des stationären Endwertes des Stroms bei $t = 100$ ms.

Mit der Bewegung des Magnetankers in der Hubzeit ($F_m > F_{\text{geg}}$) tritt zusätzlich eine elektromechanische Wechselwirkung auf, wodurch die Lösung des gesamten Bewegungsdifferentialgleichungssystems notwendig ist. Dies kann vorteilhaft mittels transients FEM-Simulation geschehen, mit dem Vorteil, daß alle relevanten elektrischen und mechanischen Einflüsse berücksichtigt werden können. Je größer die statische Gegenkraft ist, desto größer der Anzugsstrom I_{an} (Abb. 1.10 Zeitbereich ca. 20 ... 80 ms). Nach dem Ende der Ankerbewegung gilt analog:

$$x = 0, \quad \dot{x} = 0, \quad \ddot{x} = 0 \quad \text{bei } t \geq t_1 \quad \text{sowie } F_m \geq F_{\text{geg}},$$

und es finden elektromagnetische Ausgleichsvorgänge statt, bis der Strom seinen stationären Endwert I_0 erreicht hat.

Aus (1.18) folgt mit $d\psi(x, i)/dt = 0$: $I_0 = U/R$.

Ausgleichsvorgänge während der Abfallzeit t_2

Der Abfallverzug ist die Zeit, die zum Abbau des magnetischen Feldes benötigt wird, d. h. zur Verringerung der Magnetkraft bis unter die Gegenkraft. In diesem Zeitintervall gelten folgende Bedingungen:

$$\frac{d\psi}{dt} + iR = 0 \quad \text{mit der Anfangsbedingung } I = I_0 \quad \text{bei } t = 0. \quad (1.21)$$

Da sich während dieses Zeitintervalls der Magnetanker nicht bewegt, genügt die Berechnung des elektromagnetischen Ausgleichsvorgangs, d. h. die Lösung von (1.18) bei $U = 0$ mit den Anfangsbedingungen

$$F_m \geq F_{\text{geg}}; \quad x = x_0; \quad \dot{x} = 0; \quad \ddot{x} = 0; \quad \psi = \psi_3; \quad i = I_0 \quad \text{bei } t = 0 \quad (\text{vgl. Abb. 1.11}).$$

Die statische Gegenkraft bestimmt wesentlich den Abfallstrom I_{ab} und damit auch die Zeit des Abfallverzuges (Abb. 1.10). Der Stromverlauf in dieser Zeit ist aber unabhängig von der Gegenkraft (Zeitbereich ca. 100 ... 120 ms in Abb. 1.10). Auch beim Abschalten wirken die Wirbelströme der Feldänderung entgegen, weshalb der Abfallverzug länger dauert, je größer der Wirbelstromeinfluss ist (Abb. 1.13).

Da der magnetische Kreis während des Abfallverzugs geschlossen ist, muss im Allgemeinen mit einem nichtlinearen Zusammenhang von ψ und i gerechnet werden. Wegen der Hysterese der Magnetisierungskennlinie und der damit verbundenen Remanenzinduktion unterscheidet sich bei guten Magnetkreisen die $\psi - i$ -Kennlinie bei abnehmendem Strom von der bei zunehmendem Strom, was tendenziell zu kleineren Abfallströmen führt (Abb. 1.11).

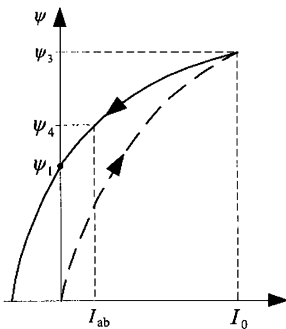


Abb. 1.11: $\psi - i$ -Kennlinie mit Remanenzeffekt.

Die Dauer der elektromagnetischen Ausgleichsvorgänge bis zum Erreichen der Abfallbedingung $F_m < F_{\text{geg}}$ kann sehr stark durch Maßnahmen zur Bedämpfung der Abschaltspannungsspitze U_s (Abb. 1.15) beeinflusst werden.

Die Rücklaufzeit ist die Zeit, die der Anker benötigt, um unter der Wirkung von Rückstellkräften aus dem angezogenen Zustand des Magnetankers in den Anfangszustand zu gelangen. Bei Magneten ohne Kennlinienbeeinflussung (sehr hohe Haltekraft F_H) kann näherungsweise angenommen werden, dass die Rückstellbewegung erst dann einsetzt, wenn $i = 0$ ist, so dass keine elektromechanische Wechselwirkung mehr auftritt. Dann ist der Rückstellvorgang ein rein mechanischer Vorgang und es gilt

$$t_{22} = \sqrt{\frac{2mx_0}{F_{\text{geg}}}}. \quad (1.22)$$

Dabei bedeuten m Masse der beweglichen Teile, F_{geg} Mittelwert der wirkenden Gegenkraft, x_0 Ankerweg.

Bei Magneten mit Kennlinienbeeinflussung tritt hingegen eine elektromechanische Wechselwirkung auf, die stärker ist, je schneller die Rückstellbewegung erfolgt (Abb. 1.10 Zeitbereich >120 ms, Verläufe $I(t)$). Auch die Rücklaufzeit ist stark von der Bedämpfung der Abschaltspannungsspitze abhängig. Mit besserer Bedämpfung wird grundsätzlich die Rückstellbewegung verzögert und die Rückstellzeit vergrößert [49].

Transiente Simulation des dynamischen Verhaltens

Hierbei wird das Differenzialgleichungssystem der Bewegung ohne starke Vereinfachungen gelöst. Effektive Berechnungsmethoden für das dynamische Verhalten lassen sich auch auf der Grundlage von Netzwerkmodellen ableiten [64]. Praktisch werden Berechnungen des dynamischen Verhaltens heute einfach durch transiente Berechnung mittels professioneller FEM-Software durchgeführt.

1.2.4 Einfluss der Wirbelströme auf das dynamische Verhalten von Gleichstrommagneten

In jedem magnetischen Körper mit einer elektrischen Leitfähigkeit $\kappa > 0$ werden bei Flussänderung Wirbelströme erzeugt, die zu einer Verringerung der Geschwindigkeit des Auf- und Abbaus des magnetischen Feldes und damit zu einer Beeinträchtigung des dynamischen Verhaltens (z. B. zu einer Vergrößerung der Schaltzeiten t_1, t_2) führen. Diese in allen Betriebsfällen auftretende Erscheinung wird besonders spürbar im Betriebsfall extreme Schnellwirkung (Abb. 1.19, Bereich III). Bei Elektromagneten, die mit hoher Schaltfrequenz arbeiten, z. B. Magnete für Einspritzventile und schnell schaltende Hydraulikmagnete, ist dieser Einfluss von vornherein bei der Synthese (Wahl der günstigsten Magnetkreisgrundform, optimale Auswahl des Magnetmaterials) zu berücksichtigen. Die Berechnung des Wirbelstromeinflusses kann per FEM für alle Magnetkreisformen mit entsprechenden Softwarepaketen auf gängigen PCs durchgeführt werden [76].

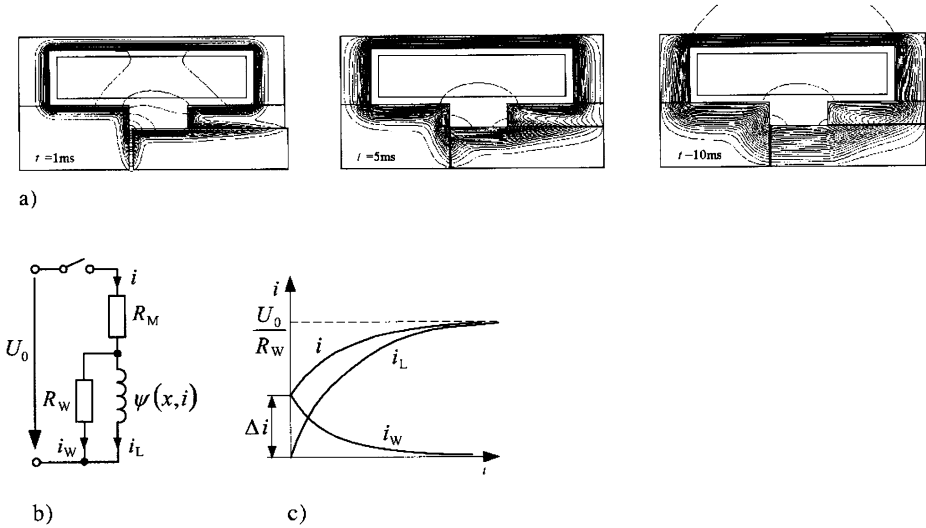


Abb. 1.12: Einfluss der Wirbelströme auf den Feldaufbau. a) Verzögertes Eindringen des B-Feldes in den Magnetkreis (Stromsprung), b) Ersatzschaltbild, c) Stromverlauf (Spannungssprung).

Die Wirkung der Wirbelströme (Abb. 1.12) auf den zeitlichen Verlauf der Magnetkraft kann näherungsweise durch einen Parallelwiderstand R_W zur Spuleninduktivität nachgebildet werden (Abb. 1.12b). Durch die Wirkung des Widerstands R_W wird die zeitliche Änderung des durch die Induktivität fließenden und die Magnetkraft hervorruftenden Stroms i_L verkleinert. Der Anzugsstrom I_{an} wächst mit der elektrischen Leitfähigkeit des Materials durch die Rückwirkung der Wirbelströme (Abb. 1.13, $t_{11} \approx 20\text{ ms}$). Ebenso vergrößert sich die Anzugverzugs- und Hubzeit. Beim Ausschaltvorgang werden Abfallverzugs- und Rücklaufzeit deutlich verlängert.

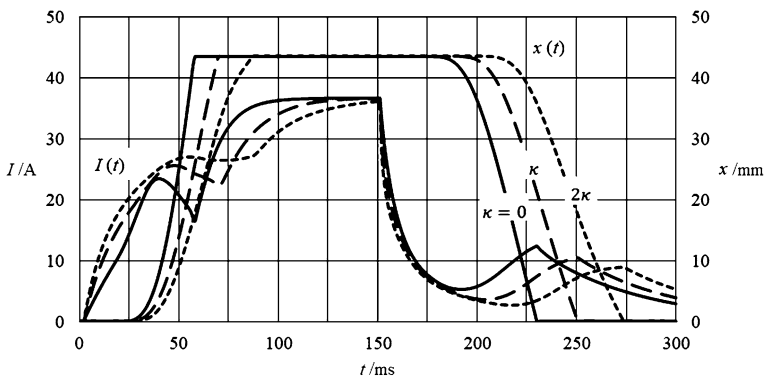


Abb. 1.13: Funktionen $I(t)$ und $x(t)$ des Elektromagneten nach Abb. 1.10 mit Federvorspannung 300 N, Einfluss der elektrischen Leitfähigkeit der Bauteile des Magnetkreises, $\kappa = 2 \cdot 10^6\text{ S/m}$ bei sonst gleichen Parametern.

Effektive Maßnahmen zur Reduzierung von Wirbelströmen sind

- Herstellung des Magnetkreises aus geblechtem Material,
- Schlitzten von rotationssymmetrischen Teilen,
- Verwendung von Magnetmaterialien mit geringer elektrischer Leitfähigkeit, sowie
- Auswahl geeigneter Konstruktionsformen für Elektromagnete.

Je schneller der Feldaufbau bzw. Feldabbau für einen Anwendungsfall sein soll, umso wichtiger wird die Senkung der spezifischen elektrischen Leitfähigkeit des Magnetmaterials.

1.2.5 Maßnahmen zur Beeinflussung des dynamischen Verhaltens von Gleichstrommagneten

Elektromagnetantriebe werden bis auf wenige Ausnahmefälle (z. B. Proportionalmagnete für Hydraulikventile) in offener Steuerkette betrieben (Abb. 1.14).

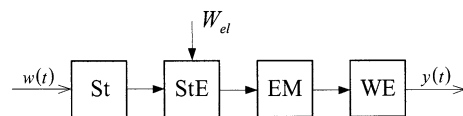


Abb. 1.14: Grundstruktur eines Magnetantriebes. St Steuereinrichtung, StE Stellelement, EM Elektromagnet, WE Wirkelement.

Die dynamische Ausgangsgröße $y(t)$ hängt sowohl von der Eingangsgröße $w(t)$ als auch von den Eigenschaften aller in Reihe geschalteten Elemente der Steuerstrecke ab. Damit ergeben sich für die gezielte Beeinflussung der dynamischen Eigenschaften folgende Möglichkeiten:

- Vorgabe einer optimalen Steuergröße $w(t)$ (z. B. optimale Stromfunktion für minimale Verlustleistung),
- Wahl einer entsprechenden Ansteuerschaltung für das Stellelement (Abschnitt 1.5), sowie
- Auswahl bzw. konstruktive Gestaltung des Elektromagneten mit Kennlinienbeeinflussung (Abb. 1.8, Abschnitt 1.5).

Die beiden letztgenannten Maßnahmen sind besonders dann anzuwenden, wenn die Steuerung des Elektromagneten nur mittels kontaktbehafteter Schalter möglich ist.

Mit Einsatz von Mikrocontrollern wird zunehmend mehr Gebrauch von der Vorgabe einer optimalen Steuergröße gemacht. Durch intelligente Ansteuerschaltungen kann man sowohl den Anzugs- als auch den Rückstellvorgang in weiten Grenzen beeinflussen. Bei der Steuerung von Flachbett-Strickmaschinen ist es zum Beispiel möglich, den zeitlichen Verlauf des Magnetfeldes eines Permanent-Haftmagneten im Sub-Millisekundenbereich zu steuern, um die Synchronisation der Magnetkraft mit den mechanischen Bewegungen des Schlittens zu garantieren. Der zeitliche Verlauf des

Rückstellvorgangs hängt vom Abbau des magnetischen Feldes nach dem Abschalten der Erregerspule von der Energiequelle und damit von den leitenden Wegen ab, die nach dem Abschalten noch vorhanden sind.

Bedämpfung der Abschaltspannungen

Elektromagnete besitzen hohe Induktivitäten und sind dadurch beim Abschalten der Erregung Quellen hoher Überspannungen [50], die z. B. in benachbarten elektronischen Schaltungen Störungen hervorrufen können. Durch geeignete schaltungstechnische Maßnahmen müssen diese Abschaltüberspannungen auf einen zulässigen Wert begrenzt werden (EMV). Eine Störschutzbeschaltung soll bei raumsparendem Aufbau eine möglichst gute Dämpfung bewirken, geringe Leistungsverluste aufweisen, eine einfache Kontrolle der Funktionsfähigkeit ermöglichen und die Reaktionszeiten des beschalteten Elektromagneten nur wenig beeinflussen. Diese Anforderungen erfüllen die realen Anordnungen in unterschiedlicher Weise. In [50, 60, 88] werden Hinweise für technisch sinnvolle Störschutzbeschaltungen gegeben. Abbildung 1.15 zeigt die Grundsaltung eines Elektromagneten, die durch unterschiedliche Störschutzelemente ergänzt werden kann (Varianten a bis d):

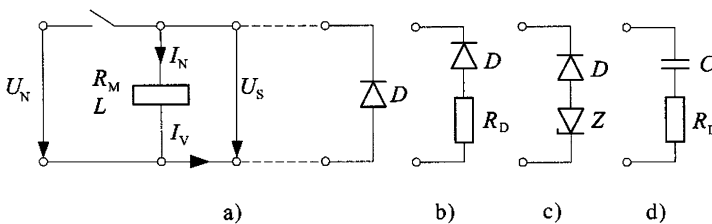


Abb. 1.15: Bedämpfung der Abschaltspannungsspitze. a) Grundsaltung mit Diode, b) Diode und Widerstand, c) Diode mit gegengeschalteter Z-Diode, d) RC-Glied.

- *Diode (sog. Freilauf- oder Dämpfungsdiode):* Während die Anzugszeit durch die Diode nicht verändert wird, erhöht sich die Abfallzeit beträchtlich. Die Sperrspannung der Diode soll mindestens $1,5U_N$ betragen und der zulässige Durchlassstrom nicht unter $1,5I_N$ liegen. Eine Abschaltüberspannung tritt nicht auf. Die durch den Sperrstrom der Diode bedingten Verluste sind minimal und im Allgemeinen vernachlässigbar.
- *Diode in Reihe mit einem Widerstand R :* Wird $R \approx R_M$ gewählt, tritt nur eine maximale Abschaltüberspannung $U_{smax} \approx -U_N$ auf; die Rücklaufzeit wird in diesem Fall im Vergleich zur Variante mit Diode ohne Widerstand bereits deutlich reduziert (Kraft-Weg-Kennlinien für verschiedene Widerstände: Abb. 1.16).

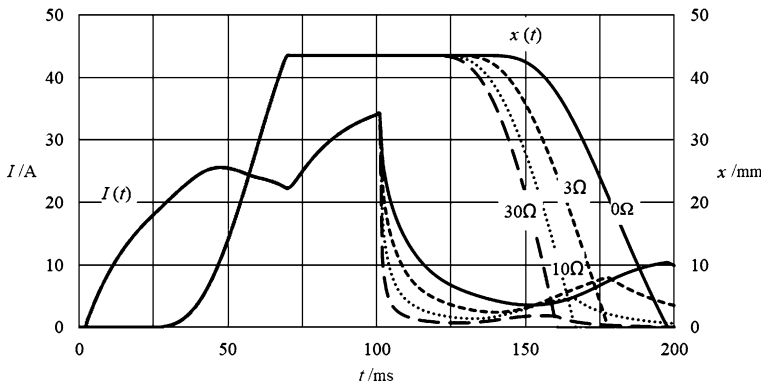


Abb. 1.16: Funktionen $I(t)$ und $x(t)$ des Elektromagneten nach Abb. 1.13, Einfluss verschiedener Bedämpfungselemente für die Abschaltspannungsspitze auf das Schaltverhalten, Widerstands-Dioden-Kombination nach Abb. 1.15b, $R_D = 0 \Omega \dots 30 \Omega$.

- *Diode mit gegengeschalteter Z-Diode:* Mit dieser Variante werden einstellbare Abschaltüberspannungen $U_s \approx U_z$ realisiert. Die Zeit bis zum Stromwert null beträgt

$$t_0 = \frac{L}{R_M} \ln \left(1 - \frac{1}{U_{smax}/U_N} \right).$$

Bei einer Z-Spannung $U_z = U_N$ ergibt sich $U_{smax} = -U_z = -U_N$; beide Dioden müssen für den Nennstrom I_N bemessen werden.

- *RC-Glied:* Die Bemessung erfolgt im Allgemeinen in der Weise, dass nach dem Abschalten der Spule eine gedämpfte Schwingung entsteht: $R = (0,2 \dots 1)R_M$, $C \approx L/4R_M^2$. Es gilt $U_{smax} \approx -\frac{U_N}{R_M} \sqrt{\frac{L}{C}}$.
 R und C müssen kurzzeitig den Strom I_N führen können, und der Kondensator C (wegen Stromrichtungswechsel kein Elektrolyt-Kondensator!) muss die zwei- bis dreifache Nennspannung vertragen.

Dynamisches Verhalten von Gleichstrommagneten mit Kennlinienbeeinflussung

Gleichstrommagnete ohne Kennlinienbeeinflussung mit dem charakteristischen starken Anstieg der Kraft am Hubende haben ein bei Gewichtsbelastung ungünstiges dynamisches Verhalten. Die Geschwindigkeit des Ankers nimmt am Hubende sehr stark zu, so dass der Anker mit hoher Geschwindigkeit auf das Gegenstück prallt. Abbildung 1.17 zeigt mit Kurve 1 den Verlauf der Geschwindigkeit eines solchen Magneten. Wird auf konstruktivem Wege eine Veränderung der Kraft-Weg-Charakteristik herbeigeführt (Abb. 1.6), so ändert sich auch der Geschwindigkeitsverlauf. Die Kurven 2, 3 und 4 zeigen den Geschwindigkeitsverlauf des gleichen Magneten, jedoch mit waagerechten Kraft-Weg-Kennlinien und unterschiedlicher Belastung. Trotz einer Erhöhung der mittleren Geschwindigkeit ist die Endgeschwindigkeit wesentlich geringer. Der für

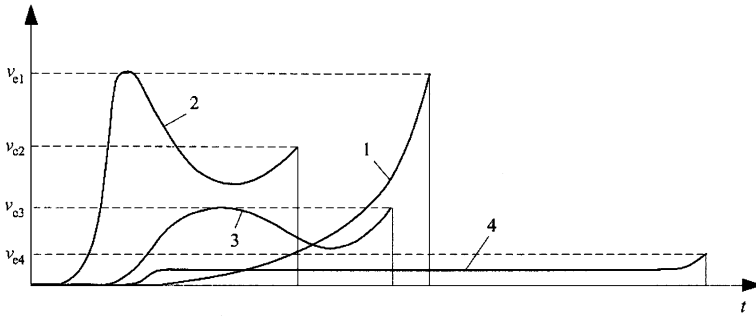


Abb. 1.17: Geschwindigkeitsverläufe von Gleichstrommagneten mit und ohne Kennlinienbeeinflussung (F_N Nennbelastung). 1 ohne Kennlinienbeeinflussung, ohne Belastung, 2 mit Kennlinienbeeinflussung, ohne Belastung, 3 mit Kennlinienbeeinflussung, Gewichtsbelastung $F_{\text{geg}} = F_N/2$, 4 mit Kennlinienbeeinflussung, Gewichtsbelastung $F_{\text{geg}} = F_N$.

Gleichstrommagnete typische harte Aufschlag des Ankers wird auf diese Weise unterbunden.

Dynamisches Kennlinienfeld von Gleichstrommagneten

Die ständig steigenden Forderungen an das dynamische Verhalten von elektromagnetischen Antrieben erfordern, die dynamischen Eigenschaften bereits zu Beginn des konstruktiven Entwicklungsprozesses (KEP) zu berücksichtigen und die Elektromagnetantriebe nach dynamischen Gesichtspunkten zu optimieren. Deshalb sieht sich der Entwickler genötigt, die dynamischen Eigenschaften zu bewerten. Dabei sind neben einer genauen Kenntnis des dynamischen Verhaltens vorhandener Magnete auch die Kenntnis von Möglichkeiten bzw. Grenzen seiner zielgerichteten Beeinflussung notwendig. Dazu sind Kriterien erforderlich, die eine Beurteilung des „dynamischen Gesamtverhaltens“ von Elektromagneten ermöglichen. Da die dynamischen Eigenschaften jedes Elektromagneten stark von der Ansteuerung abhängen, kann eine objektive Bewertung der dynamischen Eigenschaften nur vorgenommen werden, wenn man das dynamische Verhalten im gesamten zulässigen Aussteuerbereich (Betriebsbereich) kennt. Auch der Anwender von Elektromagneten möchte stets wissen, welche dynamischen Eigenschaften der von ihm bei verschiedenen Belastungen und Betriebszuständen eingesetzte Elektromagnet besitzt und welche Möglichkeiten er hat, mit schaltungstechnischen Mitteln bzw. durch Variation der Belastung das dynamische Verhalten in gewünschter Weise zu beeinflussen. Beide Forderungen kann man mit Hilfe des dynamischen Kennlinienfeldes erfüllen (Abb. 1.18).

Im I. Quadranten ist die Anzugszeit des Elektromagneten in Abhängigkeit von der eingepprägten normierten Spannung (t_{1u}) und vom eingepprägten normierten Strom (t_{1i}) mit der Belastung als Parameter aufgetragen.

t_{1u} ist die längste Anzugszeit, die während des Einschaltvorgangs bei einem vorgegebenen Betriebsfall auftritt, da hier die Spannungsrückwirkung in Gleichung (1.18)

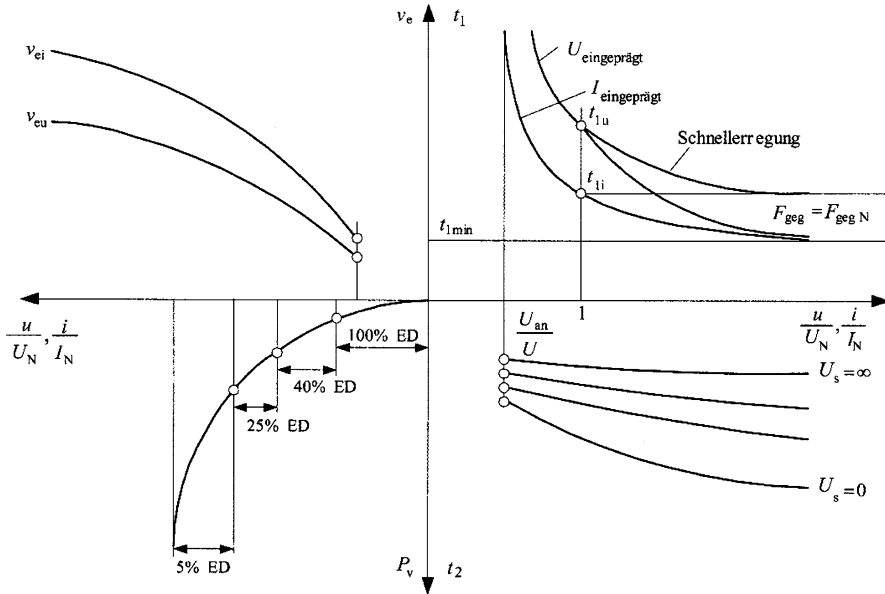


Abb. 1.18: Dynamisches Kennlinienfeld von Gleichstrommagneten.

hervorgerufen durch $\frac{d\psi(x, i)}{dt} = \frac{\partial\psi}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} + \frac{\partial\psi}{\partial i} \frac{\partial i}{\partial t}$ am größten ist. t_{li} ist die kürzeste Anzugzeit, die beim entsprechenden Betriebsfall auftreten kann, da in diesem Grenzfall die Spannungsrückwirkung aufgrund des eingeprägten Erregerstroms nicht wirksam wird. Wenn der Erregerstrom eingeprägt wird, geht t_{li} gegen 0, wenn keine Wirbelströme auftreten, und der mechanische Bewegungsablauf sowie die Hubzeit können allein mit Hilfe von Gleichung (1.19) berechnet werden, wobei für die Magnetkraft, die bei dem eingeprägten Strom auftretende statische Magnetkraft F_m eingesetzt werden kann. Die Differenz $t_{lu} - t_{li} = \Delta t_1$ ist ein Maß für die Möglichkeit der Verringerung der Anzugzeit mit Hilfe einer Schnellerregungsschaltung (Übergang vom Betriebsfall eingeprägte Spannung in den Betriebsfall eingeprägter Strom).

Wie man aus den Abhängigkeiten $t_{lu} = f(u/U_N)$, $t_{li} = f(i/I_N)$ erkennt, nähern sich die Kurven in Abhängigkeit von der Belastung dem Grenzwert t_{1min} , der allein mit schaltungstechnischen Maßnahmen, d. h. mit Hilfe des elektrischen Eingangssignals, nicht unterschritten werden kann. Die kürzeste, mit einem vorgegebenen Magneten erreichbare Anzugzeit t_{1mingr} ergibt sich bei unbelastetem Anker.

Im II. Quadranten des dynamischen Kennlinienfeldes ist die Ankerendgeschwindigkeit v_e in Abhängigkeit von der normierten eingeprägten Erregerspannung v_{eu} und vom normierten eingeprägten Erregerstrom v_{ei} aufgetragen. v_e ist ein Maß für die beim Aufschlag des Ankers auf das Ankergegenstück freiwerdende kinetische Energie $W_{üi}$, die in der Regel maßgebend für Prellschwingungen und Verschleiß ist und deshalb begrenzt werden sollte, soweit man diese freiwerdende kinetische Energie nicht für die Ausführung eines Arbeitsvorgangs benötigt (z. B. Drucken, Stanzen).

Die im *III. Quadranten* dargestellte Abhängigkeit der im Magneten auftretenden Verlustleistung und die Angabe der Bereiche für die relativen Nenneinschaltdauern (ED %) sind notwendig für die Anwendung des Magneten hinsichtlich der thermischen Belastung. Man kann daraus die zulässige Steigerung der Verlustleistung des Magneten bei Verringerung der Einschaltdauer ermitteln und durch Projektion der Arbeitspunkte im *I. Quadranten* den Einfluss dieser Leistungssteigerung auf die Schaltzeiten ermitteln. Schließlich lässt sich aus der im *IV. Quadranten* dargestellten Abhängigkeit von $t_2 = f(u/U_N)$ mit U_s (U_s – Abschaltspannungsspitze, Abb. 1.9) als Parameter die Veränderung der Abfallzeit t_2 in Abhängigkeit von der normierten Erreger-spannung und der Amplitude der durch Bedämpfungselemente bestimmten Abschaltspannungsspitze U_s erkennen. Diese Zusammenhänge sind besonders für den Anwender von schnellwirkenden Elektromagneten von großer Bedeutung, die mit elektronischen Schaltern geschaltet werden, da im Interesse eines optimalen dynamischen Verhaltens stets ein Kompromiss zwischen der Bedämpfung der Abschaltspannungsspitze auf schaltungstechnisch zulässige Werte und der Verlängerung der Abfallzeit geschlossen werden muss.

Einteilung der Elektromagnetantriebe bezüglich ihrer dynamischen Eigenschaften. Elektro-magneto-mechanische Antriebe lassen sich bezüglich ihrer dynamischen Eigenschaften mit Hilfe des dynamischen Kennlinienfeldes in drei Betriebsbereiche einteilen (Abb. 1.19). Die drei Betriebsbereiche sind wie folgt definiert:

Bereich I: $\frac{t_{1u}-t_{1i}}{t_{1i}} \geq 1$ Antrieb mit vorwiegend elektrischer Trägheit,

Bereich II: $1 > \frac{t_{1u}-t_{1i}}{t_{1i}} \geq 0,1$ Antrieb mit elektro-mechanischer Trägheit (Schnellwirkung),

Bereich III: $\frac{t_{1u}-t_{1i}}{t_{1i}} < 0,1$ Antrieb mit vorwiegend mechanischer Trägheit (extreme Schnellwirkung).

Das dynamische Kennlinienfeld ist auch sehr gut geeignet, den Einfluss der Wirbelströme auf das dynamische Verhalten darzustellen (Abb. 1.20) [61].

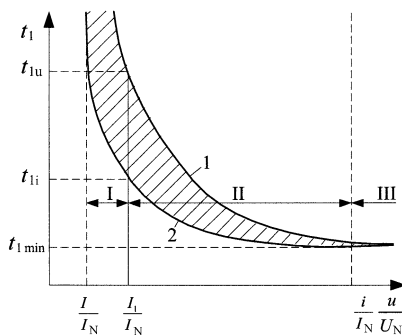


Abb. 1.19: Einteilung von Gleichstrommagneten nach dynamischen Gesichtspunkten. Kurve 1 eingepreßte Spannung, Kurve 2 eingepreßter Strom.

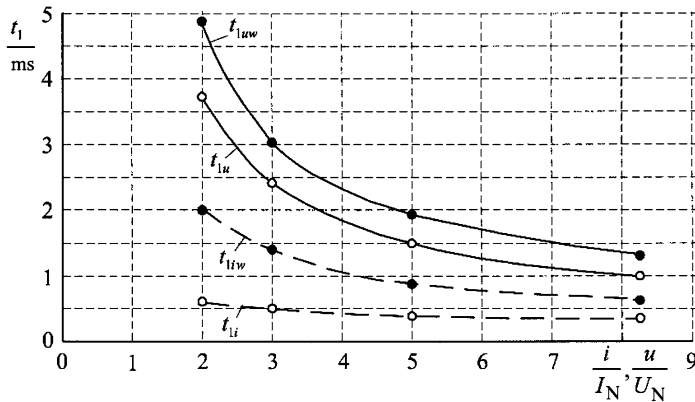


Abb. 1.20: Wirbelstromeinfluss auf die Anzugzeit t_l . t_{lu} eingeprägte Spannung ohne Wirbelströme, t_{luw} eingeprägte Spannung mit Wirbelströmen, t_{li} eingepprägter Strom ohne Wirbelströme, t_{liw} eingepprägter Strom mit Wirbelströmen.

1.3 Wechselstrommagnete

Wechselstrommagnete sind Elektromagnete, deren Erregerspulen von Wechselstrom durchflossen werden, wodurch ein magnetischer Wechselfluss entsteht.² Wechselstrommagnete haben wesentlich andere funktionelle Eigenschaften als Gleichstrommagnete:

- Die Magnetkraft ist zeitabhängig.
- Der Effektivwert des Erregerstroms ist abhängig von der Ankerstellung. Das führt zu einer geringeren Änderung der Magnetkraft über den Hub, kann aber auch eine thermische Überlastung der Erregerspule bei Verkleben des Ankers in seiner Anfangslage $\delta_{\max}$ nach sich ziehen, da $I_{\text{an}} \gg I_h$ (Abb. 1.21a).

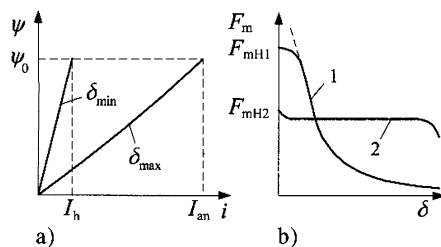


Abb. 1.21: Charakteristische Kennlinien des Wechselstrommagneten. a) $\psi - i$ -Kennlinie eines linearen Wechselstrommagneten $\omega L \gg R$, b) Qualitativer Vergleich von Kraftwegkennlinien von Gleich- und Wechselstrommagneten mit gleichen Hauptabmessungen, Kurve 1 Gleichstrommagnet, Kurve 2 Wechselstrommagnet.

² Elektromagnete mit eingebauten Gleichrichtern sind Gleichstrommagnete, auch wenn sie an Wechselspannung angeschlossen werden.

- Entstehung von dauerhaften Wirbelströmen, Wirbelstromverlusten und Hystereseverlusten im Magnetkreis. Deshalb muss entweder der Magnetkreis geblecht werden oder es müssen magnetische Werkstoffe mit einem hohen spezifischen elektrischen Widerstand eingesetzt werden.
- Bei Wechselstrommagneten, die als Stellmagnete arbeiten, sind Maßnahmen zur Erzeugung einer Gleichkomponente der Magnetkraft im angezogenen Zustand erforderlich, damit kein Brummen des Magneten auftritt.
- Die dynamischen Eigenschaften hängen vom Einschaltphasenwinkel α_1 und Ausschaltphasenwinkel α_2 ab (Abb. 1.26 und Abb. 1.28).

Wechselstrommagnete werden mit Vorteil dann eingesetzt, wenn ein Antriebselement benötigt wird, das unmittelbar an das Wechselspannungsnetz angeschlossen werden soll [72] bzw. das zur Erzeugung von mechanischen Schwingungen mit einer Frequenz von 50 bzw. 100 Hz [56] dienen soll.

Bei Wechselstrommagneten mit kleiner Magnetarbeit (ca. $W_{\text{mech}} < 10 \text{ N}\cdot\text{cm}$) kann eine Lamellierung des Magnetkreises aufgrund der geringen Abmessungen entfallen. In diesem Bereich können Magnete entworfen werden, die bei gleichen geometrischen Abmessungen des magnetischen Kreises – aber geänderten Spulendaten – die gleiche Antriebsaufgabe bei Gleich- und Wechselstromerregung erfüllen (z. B. Magnetventile, Relais).

1.3.1 Berechnung der Magnetkraft von Einphasenwechselstrommagneten

Die Ableitung von mathematischen Beziehungen für die Magnetkraft kann analog zum Gleichstrommagneten mit Hilfe des Energieerhaltungssatzes erfolgen (siehe Abschnitt 1.2.2). Es gelten somit prinzipiell die gleichen Beziehungen für Gleich- und Wechselstrommagnete. Es muss nur berücksichtigt werden, dass der Strom eine zeitabhängige Größe ist. Der überwiegende Teil der Wechselstrommagnete wird so dimensioniert, dass das $\psi - i$ -Kennlinienfeld linear ist. Für die Magnetkraft eines linearen Wechselstrommagneten gilt (siehe auch Abb. 1.22):

$$F_m = \frac{1}{2} I^2 \frac{dL(\delta)}{d\delta}. \quad (1.23)$$

Ist die Spannung eingeprägt, ergibt sich aus (1.23)

$$F_m = \frac{1}{2} \frac{U^2}{R^2 + [\omega L(\delta)]^2} \frac{dL(\delta)}{d\delta}. \quad (1.24)$$

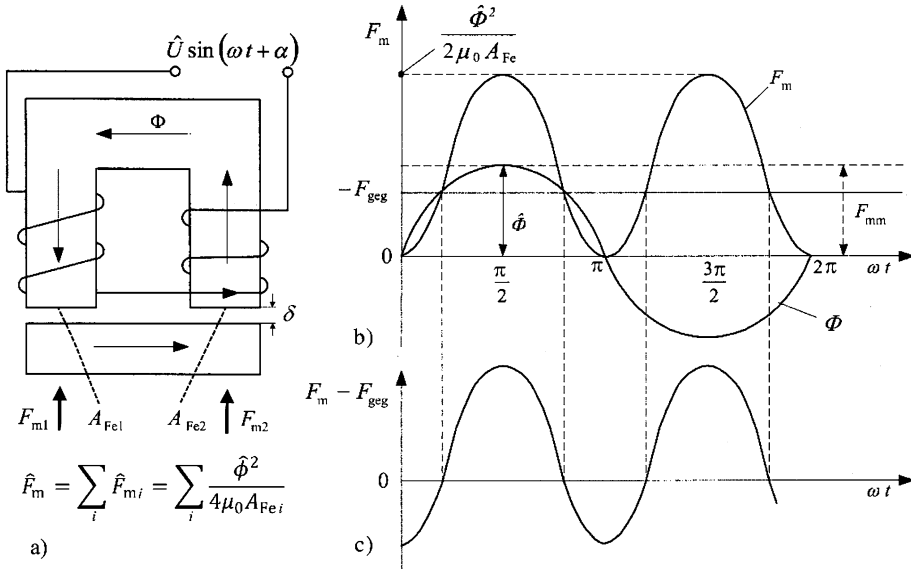


Abb. 1.22: Wechselstrommagnet ohne Kurzschlussring mit zwei Grenzflächen zur Krafterzeugung, $A_{Fe} = A_{Fe1} = A_{Fe2}$. a) Aufbau, b) Zeitabhängigkeit der Magnetkraft, c) Zeitabhängigkeit der am Anker wirkenden Kraft.

Aus Gleichung (1.23) kann man vereinfachend, entsprechend dem Gleichstrommagneten, weiterhin ableiten (siehe auch Band 1, Abschnitt 2.6):

$$F_m = \frac{B(t)^2 A_{Fe}}{2\mu_0}, \quad (1.25)$$

$$F_m = \frac{\phi(t)^2}{2\mu_0 A_{Fe}}. \quad (1.26)$$

Besonders bei größeren Wechselstrommagneten ist der ohmsche Spannungsabfall in der Erregerspule vernachlässigbar klein gegenüber dem induktiven Spannungsabfall. Dann ist bei eingepprägter Spannung der verkettete Fluss unabhängig von der Ankerstellung. Für Wechselstrommagnete gilt dann das in Abb. 1.21a dargestellte charakteristische $\psi - i$ -Kennlinienfeld. Vom Wechselstrommagnet wird bei abgefallenem Anker (kleine Induktivität wegen großem Luftspalt δ) nach der Beziehung

$$I(\delta) = \frac{U}{\sqrt{R^2 + [\omega L(\delta)]^2}} \quad (1.27)$$

ein wesentlich größerer Strom (Anzugstrom I_{an}) aufgenommen als im Haltezustand (Haltestrom I_h).

In technisch ausgeführten Magneten gilt

$$I_{an} = 3 \dots 10 I_h; \quad I_{an} = I(\delta_{\max}); \quad I_h = I(\delta_{\min}). \quad (1.28)$$

Damit thermische Überlastungen der Erregerspule von Wechselstrommagneten vermieden werden, muss aus diesem Grunde beim Einschalten stets ein vollständiges Anziehen des Magnetankers gesichert werden.

1.3.2 Zeitabhängigkeit der Magnetkraft von Einphasenwechselstrommagneten

Aufgrund des zeitabhängigen magnetischen Flusses entsteht eine zeitabhängige Magnetkraft. Wenn der magnetische Kreis linear ist, hat eine sinusförmige Erregerspannung einen sinusförmigen Erregerstrom und einen sinusförmigen Magnetfluss zur Folge.

$$\phi = \hat{\phi} \sin \omega t. \quad (1.29)$$

Setzt man (1.29) in (1.26) ein, erhält man

$$F_m(t) = \frac{1}{2\mu_0 A_{Fe}} \hat{\phi}^2 \sin^2 \omega t = \frac{1}{4\mu_0 A_{Fe}} \hat{\phi}^2 (1 - \cos 2\omega t). \quad (1.30)$$

Die Magnetkraft schwankt mit der doppelten Frequenz des Erregerstroms zwischen den Werten 0 und

$$\frac{\hat{\phi}^2}{4\mu_0 A_{Fe}}.$$

Dieser zeitliche Verlauf der Magnetkraft (Abb. 1.22) ist sehr ungünstig für die Anwendung des Wechselstrommagneten als Stellglied. Wenn z. B. am Hubende Gegenkräfte F_{geg} auftreten, wirkt auf den Magnetanker die Kraft $F_m - F_{geg}$, die zu Schwingungserscheinungen führen kann (Magnet brummt). Als Folge der dann entstehenden Prellschwingungen kann ein rascher Verschleiß der Polflächen auftreten. Es sind deshalb Maßnahmen notwendig, um Schwingungserscheinungen zu beseitigen. Das Ziel besteht darin, eine so große Gleichkomponente der Magnetkraft am Hubende zu erzeugen, dass die resultierende Kraft $F_m - F_{geg}$ nicht negativ wird und der Anker am Ankergegenstück festgehalten wird. Folgende Maßnahmen sind dazu geeignet:

- Anbringung eines Kurzschlussrings an den Magnetpolen im Arbeitsluftspalt bei Einphasenwechselstrommagneten, bzw.
- Anbringen mehrerer räumlich verteilter Wicklungen, die an unterschiedlichen Bereichen der Polflächen phasenverschobene Kräfte erzeugen.

Beide Maßnahmen müssen zur Erzeugung von phasenverschobenen Kräften führen, die am Anker addiert werden.

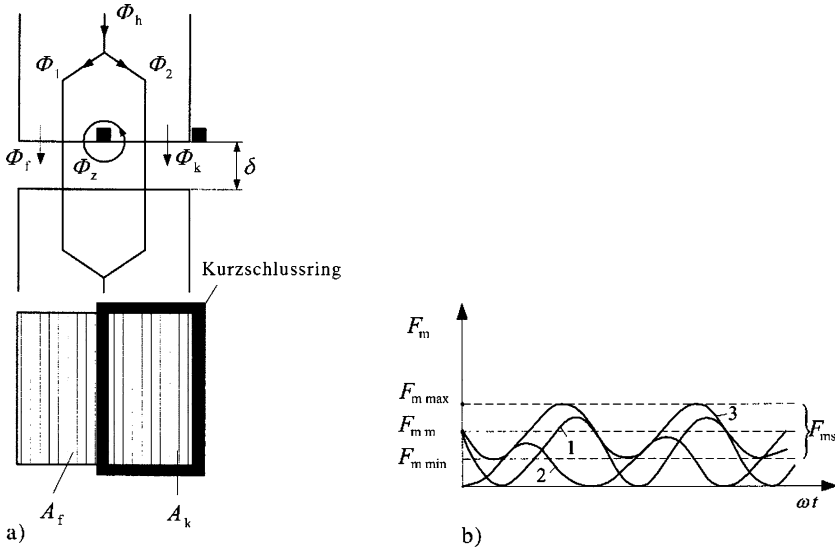


Abb. 1.23: Verlauf der magnetischen Flüsse eines Einphasenwechselstrommagneten mit Kurzschlussring. a) Flussverlauf und Flächenaufteilung am Magnetpol, b) Zeitabhängigkeit der Magnetkraft bei $\delta = 0$, Kurven 1, 2 Magnetkräfte der Teilflächen A_f , A_k , Kurve 3 Summe der Teilkräfte.

Magnetkraft des Einphasenwechselstrommagneten mit Kurzschlussring

In Abb. 1.23 ist der Magnetpol eines Einphasenwechselstrommagneten mit Kurzschlussring dargestellt. Durch den vom Kurzschlussring hervorgerufenen Fluss ϕ_z entstehen durch Addition zu den Teilflüssen ϕ_1 und ϕ_2 zwei phasenverschobene Flüsse im Luftspalt:

$$\phi_f = \hat{\phi}_f \cos(\omega t + \varphi_{fk}), \quad (1.31)$$

$$\phi_k = \hat{\phi}_k \cos \omega t. \quad (1.32)$$

Wenn man die phasenverschobenen Kräfte der Teilflächen A_f und A_k addiert, erhält man folgende Beziehungen für die resultierende Magnetkraft F_{mg}

$$F_{mg} = \frac{1}{4\mu_0} \left[\frac{\hat{\phi}_f^2}{A_f} + \frac{\hat{\phi}_k^2}{A_k} + \frac{\hat{\phi}_f^2}{A_f} \cos(2\omega t + \varphi_{fk}) + \frac{\hat{\phi}_k^2}{A_k} \cos 2\omega t \right], \quad (1.33)$$

d. h., die Magnetkraft setzt sich zusammen aus einem Gleichglied

$$F_{mm} = \frac{1}{4\mu_0} \left[\frac{\hat{\phi}_f^2}{A_f} + \frac{\hat{\phi}_k^2}{A_k} \right] \quad (1.34)$$

und einem Schwankungsglied

$$F_{ms} = \frac{1}{4\mu_0} \left[\frac{\hat{\phi}_f^2}{A_f} \cos(2\omega t + \varphi_{fk}) + \frac{\hat{\phi}_k^2}{A_k} \cos 2\omega t \right]. \quad (1.35)$$

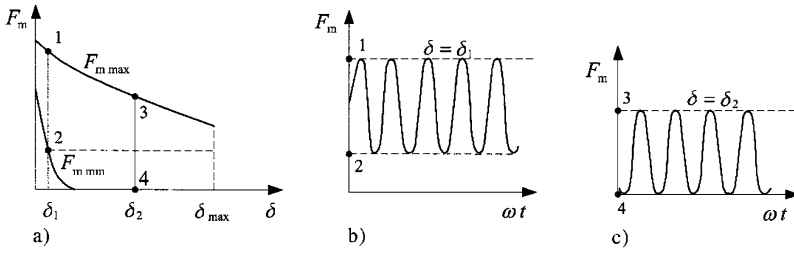


Abb. 1.24: Wirkung des Kurzschlussrings im Spaltpolmagneten. a) Kurve 1 $F_{m \max} = f(\delta)$, Kurve 2 $F_{m \min} = f(\delta)$, b) zeitabhängige Magnetkraft bei dem Arbeitsluftspalt δ_1 , c) zeitabhängige Magnetkraft bei dem Arbeitsluftspalt δ_2 .

Der zeitliche Verlauf der Gesamtkraft F_{mg} ist in Abb. 1.24 dargestellt. Für die Anwendung optimal ist die vollständige Unterdrückung des Schwingungsgliedes F_{ms} nach Gleichung (1.35). Das bedeutet:

$$\frac{\hat{\phi}_k^2}{A_k} = \frac{\hat{\phi}_f^2}{A_f} \quad \text{und} \quad \varphi_{fk} = 90^\circ.$$

Diese beiden Bedingungen lassen sich unter realen Verhältnissen mit Kurzschlussring nicht gleichzeitig erreichen. Mit zunehmendem δ geht φ_{fk} gegen null. Der Kurzschlussring wirkt nur bei kleinen Arbeitsluftspalten, d. h. bei angezogenem Anker (Abb. 1.24a) in gewünschter Weise. Darin ist auch die Ursache zu sehen, dass bereits bei geringer Zunahme des Arbeitsluftspalts δ die Gleichkomponente der Magnetkraft $F_{m \min}$ stark abnimmt und z. B. bei Verschmutzung der Polflächen oder Verschleiß Brummscheinungen auftreten können.

1.3.3 Magnetkraft des Dreiphasenwechselstrommagneten

Der prinzipielle Aufbau eines Dreiphasenwechselstrommagneten ist in Abb. 1.25 dargestellt.

Wenn dieser Magnet an ein symmetrisches Dreiphasennetz angeschlossen wird, sind die durch die einzelnen Schenkel des magnetischen Kreises fließenden Flüsse

$$\phi_1 = \hat{\phi} \sin \omega t, \quad \phi_2 = \hat{\phi} \sin\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right), \quad \phi_3 = \hat{\phi} \sin\left(\omega t - \frac{4}{3}\pi\right).$$

Setzt man diese Beziehungen für die Magnetflüsse in (1.26) ein und addiert die an den einzelnen Polflächen entstehenden Kräfte, so gilt $F_{mg} = F_1 + F_2 + F_3$.

$$F_{mg} = \frac{\hat{\phi}^2}{2\mu_0 A_{Fe}} \left[3 - \cos 2\omega t - \cos\left(2\omega t - \frac{4}{3}\pi\right) - \cos\left(2\omega t - \frac{8}{3}\pi\right) \right], \quad (1.36)$$

$$F_{mg} = \frac{3\hat{\phi}^2}{2\mu_0 A_{Fe}} = F_{mm}. \quad (1.37)$$

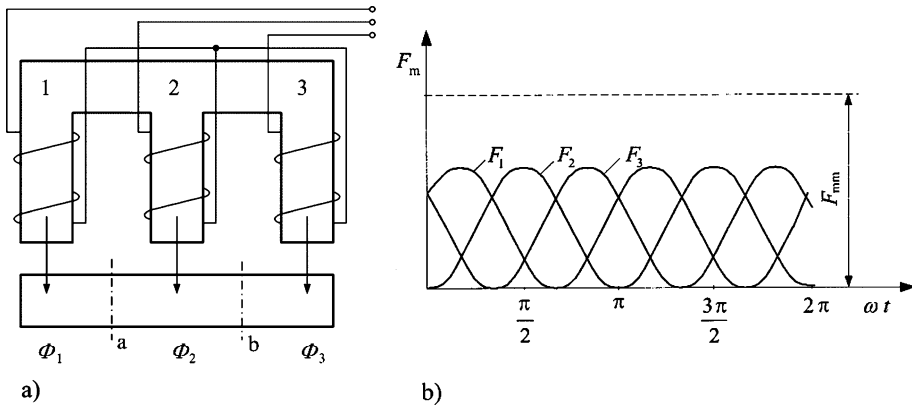


Abb. 1.25: Dreiphasenwechselstrommagnet. a) Aufbau, b) zeitlicher Verlauf der Magnetkraft.

Durch die phasenverschobenen Flüsse, die an unterschiedlichen Orten sinusförmige Kräfte erzeugen, entsteht unter den Bedingungen eines symmetrischen Dreiphasen-netzes eine konstante Magnetkraft, deren Welligkeit nicht vom Arbeitsluftspalt δ abhängt. Durch die unterschiedlichen Angriffspunkte der Teilkräfte kann es zu Kippbewegungen bzw. Geräuschanregungen kommen, dessen ungeachtet ist die Gesamtkraft konstant.

1.3.4 Dynamisches Verhalten von Wechselstrommagneten

Die Berechnung des dynamischen Verhaltens kann mit Hilfe von den Gleichungen (1.18) und (1.19) durchgeführt werden, wenn man für $u(t) = \hat{U} \sin(\omega t + \alpha)$ setzt und die Zeitabhängigkeit der Magnetkraft berücksichtigt.

$$\hat{U} \sin(\omega t + \alpha) = iR + \frac{d\psi}{dt}, \quad (1.38)$$

$$m\ddot{x} + F(\dot{x}) + F_{\text{geg}}(x) = F_m(t). \quad (1.39)$$

Dabei sei $\alpha = \alpha_1$ der Einschaltphasenwinkel der Erregerspannung, wenn der Einschaltvorgang und $\alpha = \alpha_2$ der Ausschaltphasenwinkel, wenn der Ausschaltvorgang betrachtet wird. Zur Berechnung des Anzugsverzuges t_{11} genügt die Integration von Gleichung (1.38).

Im Falle eines linearen magnetischen Kreises erhält man mit der Anfangsbedingung $u = \hat{U} \sin \alpha_1$ und $i = 0$ bei $t = 0$.

$$\frac{i}{\hat{I}} = \sin(\omega t + \alpha_1 - \varphi) - e^{-\frac{t_{11}}{\tau}} \sin(\alpha_1 - \varphi) \quad (1.40)$$

$$\text{mit } \hat{I} = \frac{\hat{U}}{\sqrt{R^2 + [\omega L(\delta)]^2}}; \quad \varphi = \tan^{-1} \frac{\omega L_0}{R}.$$

Die Abhängigkeit des Erregerstromes von α_1 hat große Schwankungen von t_{11} zur Folge. Zum Zeitpunkt t_{11} gilt

$$\frac{I_{\text{an}}}{\hat{I}} = \sin(\omega t_{11} + \alpha_1 - \varphi) - e^{-\frac{t_{11}}{\tau}} \sin(\alpha_1 - \varphi). \quad (1.41)$$

Man erkennt daraus, dass $t_{11} = f(\alpha_1)$ ist (Abb. 1.26). Diese Gleichung lässt sich nicht ohne weiteres nach t_{11} auflösen, so dass eine verallgemeinerte Aussage nur in einigen Sonderfällen möglich ist. Wenn $\alpha_1 - \varphi = 0$, erhält man

$$t_{11} = \frac{\sin^{-1} \frac{I_{\text{an}}}{\hat{I}}}{2\pi f}, \quad (1.42)$$

d. h. je nach Größe der Belastung und damit I_{an} kann t_{11} im Bereich $0 \leq t_{11} \leq \frac{1}{4f}$ liegen.

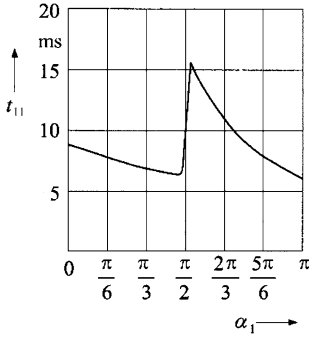


Abb. 1.26: Abhängigkeit des Anzugsverzuges t_{11} von α_1 .

Wenn $\omega L \gg R$ ist, gilt

$$\frac{I_{\text{an}}}{\hat{I}} = \sin\left(\omega t_{11} + \alpha_1 - \frac{\pi}{2}\right) \quad (1.43)$$

und es ergibt sich

$$t_{11} = \frac{\sin^{-1} \frac{I_{\text{an}}}{\hat{I}} - \alpha_1 + \frac{\pi}{2}}{2\pi f}. \quad (1.44)$$

In [58] wird der Einfluss der Geometrie des magnetischen Kreises auf die Anzugsverzugszeit t_{11} untersucht.

Berechnung der Hubzeit t_{12} mittels PC: Genaue Berechnungen des dynamischen Verhaltens von Wechselstrommagneten während der Ankerbewegung lassen sich gut computergestützt durchführen. Für Wechselstrommagnete mit einem linearen $\psi - I$ -Kennlinienfeld sind Rechenprogramme und Untersuchungsergebnisse in [59] enthalten.

Durch die Zeitabhängigkeit der Magnetkraft ergeben sich während des Ausgleichsvorgangs wesentlich kompliziertere Übergangsprozesse für die einzelnen Größen als bei Gleichstrommagneten. Beim Einsatz ist besonders die starke Abhängigkeit der Hubzeit t_{12} vom Einschaltphasenwinkel α_1 zu beachten (Abb. 1.27).

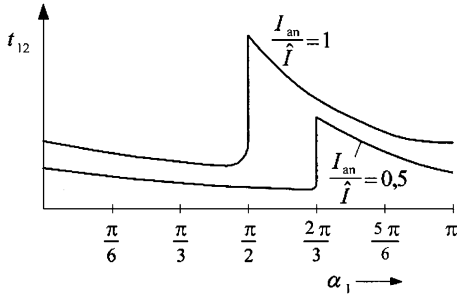


Abb. 1.27: Anzugszeit t_{12} als Funktion von α_1 .

Berechnung des Abfallverzuges t_{21} : Beim Abschalten des Wechselstrommagneten hängt der Abfallverzug wesentlich von der Größe des Flusses ab, der zum Zeitpunkt des Abschaltens im Magnetkreis vorhanden ist, d. h. von α_2 . Wenn leitende Wege mit dem Widerstand R für den Spulenstrom nach dem Abschalten der Erregerspannung vorhanden sind, gilt

$$\phi = \phi_0 e^{-\frac{t}{\tau}} \quad \text{mit } \tau = \frac{L}{R}. \quad (1.45)$$

Mit $\phi_0 = \hat{\Phi} \sin \alpha_2$ erhält man

$$\phi = \hat{\Phi} \sin \alpha_2 e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (1.46)$$

bzw.

$$t_{21} = \ln \frac{\hat{\Phi} \sin \alpha_2}{\phi_R}. \quad (1.47)$$

Dabei ist ϕ_R der Rückstellfluss. Der Abfallverzug liegt nach (1.47) im Bereich

$$0 \leq t_{21} \leq \tau \ln \frac{\hat{\Phi}}{\phi_R}. \quad (1.48)$$

Nach der Trennung des Wechselstrommagneten vom Netz verhält er sich wie ein Gleichstrommagnet.

Berechnung der Rücklaufzeit t_{22} : Für die Berechnung von t_{22} gelten die gleichen Aussagen wie für den Gleichstrommagnet. Da bei Wechselstrommagneten das Prinzip der Kennlinienbeeinflussung nicht angewendet wird, kann man annehmen, dass die Rückstellbewegung erst dann beginnt, wenn $i = 0$ ist.

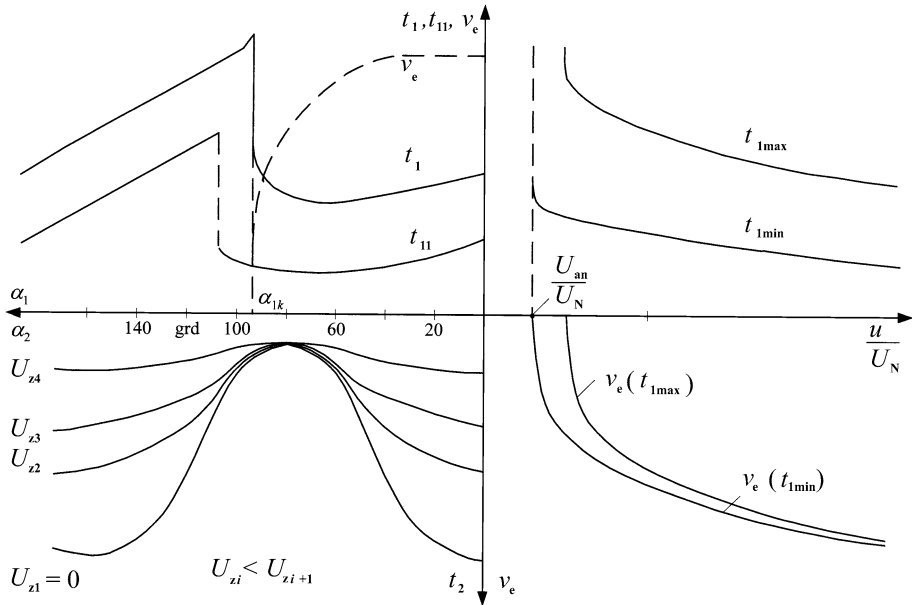


Abb. 1.28: Dynamisches Kennlinienfeld von Wechselstrommagneten.

Dynamisches Kennlinienfeld von Wechselstrommagneten: Für die Anwendung und für die Beurteilung der Eigenschaften des Wechselstrommagneten als Stellelement können ähnlich dem Gleichstrommagneten die wichtigsten dynamischen Eigenschaften in einem dynamischen Kennlinienfeld summarisch zusammengefasst werden (Abb. 1.28). Aufgrund des großen Einflusses des Einschaltphasenwinkels α_1 und des Ausschaltphasenwinkels α_2 auf die dynamischen Eigenschaften ist eine Modifikation des dynamischen Kennlinienfeldes im Vergleich zum Gleichstrommagneten erforderlich [57].

1.4 Polarisierte Elektromagnete

1.4.1 Besonderheiten

Polarisierte Elektromagnete enthalten in ihrem Magnetkreis neben einer oder mehreren Erregerspulen und Weicheisen-teilen zur Führung des magnetischen Flusses auch Teile, die magnetische Feldenergie speichern und in bestimmten Arbeitszuständen als Quellen magnetischer Energie Kräfte erzeugen. Die funktionellen und strukturellen Eigenschaften der polarisierten Elektromagnete werden wesentlich von der Wechselwirkung zwischen dem Spulenfluss und dem Dauermagnetfluss geprägt.

Mit der Entwicklung von temperaturstabilen Dauermagnetmaterialien mit hohem Energieinhalt, Korrosionsbeständigkeit und Verfügbarkeit sind werkstoffseitig immer bessere Voraussetzungen vorhanden, um die spezifischen Eigenschaften polarisierter Elektromagnete zu verbessern, ihre Abmessungen zu verkleinern und ihr Anwendungsgebiet zu erweitern. Neben den klassischen Einteilungskriterien wie Magnetkreisgrundform, Lage des Arbeitsluftspalts und Bewegungsform des Ankers, Anwendungszweck sind die für polarisierte Elektromagnete speziellen Einteilungskriterien, wie die Art der Flussführung sowie das Arbeitspunktspiel von Bedeutung. Nach der Art der Flussführung teilt man sie ein in polarisierte Elektromagnete mit [68]

- polarisiertem Reihenkreis (Abb. 1.29a),
- polarisiertem Parallelkreis (Abb. 1.29b) oder
- polarisiertem Brückenkreis (Abb. 1.29c).

Nach der Art des Arbeitspunktspiels der energiespeichernden Kreisteile teilt man sie ein in polarisierte Elektromagnete mit

- remanentmagnetischem Kreis oder
- dynamisch-permanentmagnetischem Kreis [62].

1.4.2 Magnetkraft polarisierter Elektromagnete mit einem Reihenkreis

Die Berechnung der Magnetkraft von polarisierten Elektromagneten kann analog der Berechnung der Magnetkraft neutraler Elektromagnete vorgenommen werden, wenn in der Netzwerkdarstellung alle Dauermagnetteile durch aktive Zweipole – bestehend aus der permanentmagnetischen Ersatzspannungsquelle Θ_D und dem magnetischen Innenwiderstand R_D – ersetzt werden. Für den polarisierten Reihenkreis ergibt sich dann ein vereinfachtes Ersatzschaltbild (Abb. 1.30).

Zur Ermittlung von Θ_D und R_D des entsprechenden Dauermagnetteils geht man zweckmäßigerweise von der materialspezifischen Entmagnetisierungskennlinie des ausgewählten Dauermagnetmaterials aus und errechnet unter Berücksichtigung der geometrischen Abmessungen des Magnetkreises die kreisspezifische ϕ – Θ -Kennlinie des polarisierten Magnetkreises und stellt sie als aktiven Zweipol dar. Aus dem Ersatzschaltbild erhält man für den magnetischen Fluss mit Hilfe der Maschengleichung

$$\Theta_D + \Theta_e = \phi \left(R_{mi} + R_D + \frac{1}{G_{m\delta} + G_{m\sigma}} \right), \quad (1.49)$$

$$\phi = \frac{\Theta_D + \Theta_e}{R_{mi} + R_D + R_{m\delta}^*}, \quad (1.50)$$

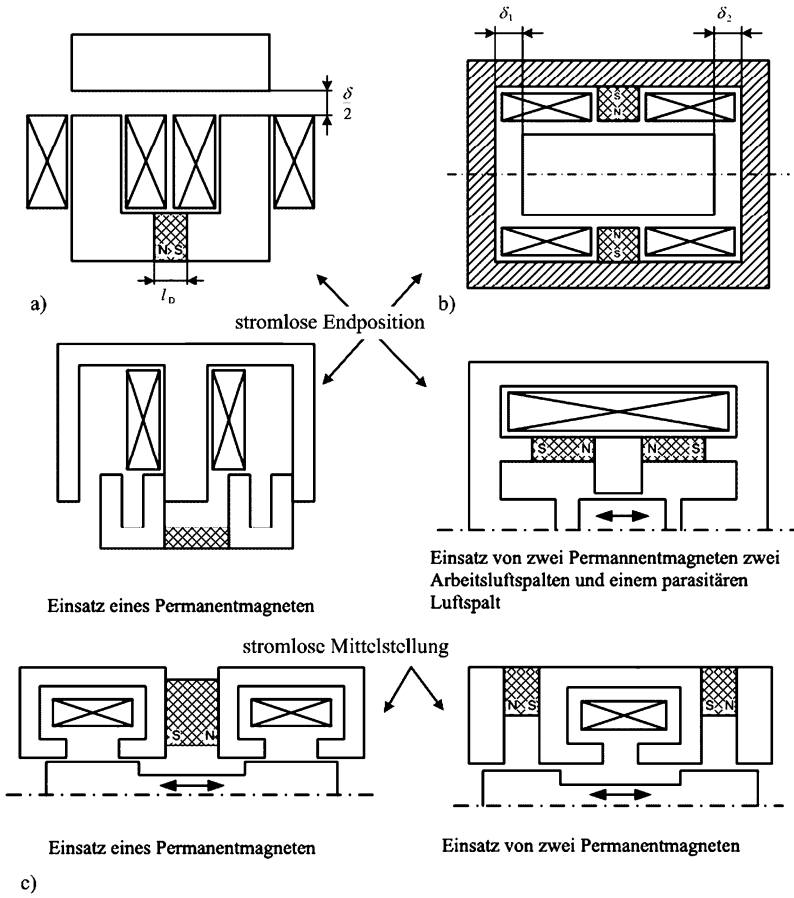


Abb. 1.29: Grundformen polarisierter Elektromagnete. a) polarisierter Reihenkreis, b) polarisierter Parallelkreis, c) polarisierter Brückenkreis.

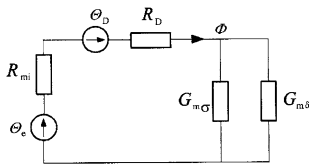


Abb. 1.30: Magnetisches Ersatzschaltbild eines polarisierten Reihenkreises nach Abb. 1.29a. $G_{m\sigma}$ Streuleitwert.

mit $R_{m\delta}^* = \frac{1}{G_{m\delta} + G_{m\sigma}}$. Setzt man (1.50) in (1.8) ein, erhält man für die Magnetkraft des polarisierten Elektromagneten

$$F_m = \frac{(\Theta_D + \Theta_e)^2}{2} \frac{1}{(R_{mi} + R_D + R_{m\delta}^*)^2} \frac{dR_{m\delta}^*}{d\delta}. \quad (1.51)$$

Aus Gleichung (1.51) lassen sich folgende, im Vergleich zu neutralen Elektromagneten, interessante Eigenschaften ablesen:

- Leistungslose Erzeugung einer Magnetkraft, insbesondere der Haltekraft.
- Verringerung der Erregerleistung bei gleichen Haltekraften, da nur der Erregerstrom Verlustleistung erzeugt bzw. Erhöhung der Magnetkraft bei gleicher Verlustleistung.
- Zur Kompensation des Dauermagnetfeldes beim Abschalten ist eine Änderung der Stromrichtung des Erregerstroms notwendig (bipolare Ansteuerung, Abb. 1.31b).
- Bei bestimmten Magnetkreisen (Magnetkreise vom Brückentyp) ist es außerdem möglich, eine von der Richtung des Erregerstroms abhängige Ankerstellung zu erzeugen und gegebenenfalls die Ansprechleistung zu senken. Die Herabsetzung der Ansprechleistung ist wichtig für den Aufbau empfindlicher Relais.

In Abb. 1.31 sind die Kraft-Weg-Kennlinien und der zeitliche Verlauf des Erregerstroms eines Haftmagneten dargestellt. Mit polarisierten Gleichstrommagneten lassen sich, wie in [61] nachgewiesen wurde, auch kürzere Anzugszeiten im Vergleich zu entsprechenden neutralen Elektromagneten erreichen.

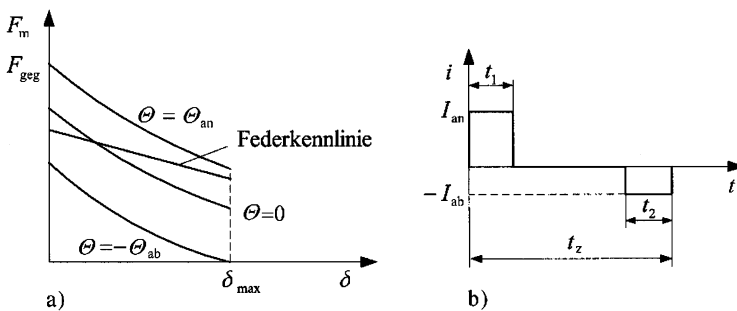


Abb. 1.31: Polarisierter Reihenkreis. a) Kraftwegkennlinien, b) Verlauf der Ansteuerimpulse, $\Theta_{an} = I_{an}w$; $\Theta_{ab} = I_{ab}w$.

1.4.3 Anwendung von polarisierten Elektromagneten

Typische Anwendungsfälle polarisierter Elektromagnete sind

- polarisierte Magnetantriebe mit leistungsloser Selbsthaltung,
- polarisierte Magnetantriebe, die als Impulsantriebe arbeiten und neben geringem Volumen (Abb. 1.32) auch den Vorteil besitzen, dass bei Spannungsabfall die vorhandene Position beibehalten wird (Sicherheitsschaltung),
- polarisierter Relaisantrieb zur Realisierung extrem empfindlicher Relais und Relais zur Anzeige der Richtung des Erregerstroms– der magnetische Kreis dieser Relais besteht im Allgemeinen aus einer Parallelschaltung zweier magnetischer Kreise – und
- Antriebe für Auslöse- und Sperrschalter mit extrem kurzen Abschaltzeiten.

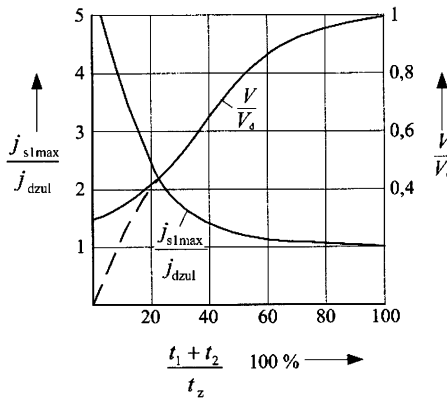


Abb. 1.32: Abhängigkeit des Magnetvolumens V und der zulässigen Stromdichte von der Einschaltdauer bei gleicher Magnetarbeit. V Magnetvolumen, V_d Magnetvolumen bei 100 % ED, j_{dzul} zulässige Stromdichte bei Dauerbetrieb, j_{slmax} zulässige Stromdichte im Kurzzeitbetrieb, t_1 Dauer des Einschaltstromimpulses, t_2 Dauer des Abschaltimpulses, t_z Zykluszeit (Abb. 1.31b).

1.5 Anwendung der Elektromagnete

1.5.1 Elektromagnetantriebe als mechatronische Baugruppe

Aufgrund ihrer vielfältigen und weit konfigurierbaren Funktionalität sind die Einsatzmöglichkeiten von Elektromagneten nahezu unbegrenzt. Fast keine Maschine, Transportmittel oder Produktionsanlage existiert ohne Elektromagnete. Für die Projektierung von Magnetantrieben ergibt sich hieraus die Notwendigkeit einer funktionellen, strukturellen und systembezogenen Beschreibung.

Für standardisierte Nutzungsbedingungen kann man Elektromagnete auf dem Markt auch als Massenprodukt finden. Mehrere Hersteller haben Kataloge von Standardmagneten, die meist bei vorgegebener Baugröße, Nennleistung, Einschaltdauer und Magnethub eine garantierte Kraft erzeugen. Diese Geräte sind dazu ausgelegt, möglichst breit gefächerten Anforderungserfordernissen zu genügen. Eine grundlegende Standardisierung gibt es mit [84]. Dies trägt dem Wunsch nach austauschbaren Produkten sowie nach Standardprodukten für spezifische Anwendungen Rechnung.

Optimierte Maschinensysteme benötigen eine spezifische Definition der Funktionsparameter und Randbedingungen für den Magnetantrieb, die alle Aspekte der Antriebsaufgabe beschreibt. Auch die zulässigen Rückwirkungen des Antriebs auf die Maschine werden festgelegt. Das ist die Grundlage, um applikationsspezifische, optimierte Antriebe mit technisch maximaler Funktionalität oder auch minimale Kosten zu realisieren – oder aber eine gewichtete Mischung aus beidem.

Aus Sicht der Projektierung sind Elektromagnete niemals als Einzelelement zu betrachten, da erhebliche Wechselwirkungen zwischen Stellelement, Elektromagnet und Wirkelement zu berücksichtigen sind (Abb. 1.14). Als Elektromagnetantrieb erfüllen sie zwar eine definierte Bewegungsfunktion, vereinen dabei aber Elemente der Informationstechnik, Elektronik und Mechanik (Abb. 1.33).

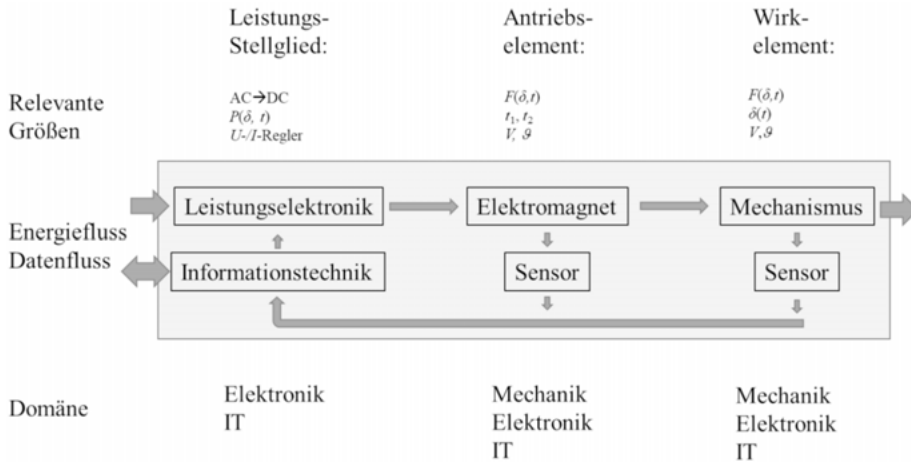


Abb. 1.33: Elektromagnetantriebe als mechatronische Baugruppe aus Leistungselektronik, Informationstechnik (IT), Sensorik, Elektromagnet und Mechanik.

1.5.2 Bauformen und Funktionen von Elektromagneten

Die Funktionen von Elektromagnetantrieben kann man grundsätzlich klassifizieren (Tabelle 1.1). Entsprechend der benötigten Funktionen lassen sich Antriebssysteme definieren, die eine angepasste Magnetkreisstruktur und Bauform für die jeweilige Anwendung besitzen. Ebenso ergeben sich die Hauptparameter des Elektromagneten je nach Anwendung und Grundfunktion. Nach diesen Hauptparametern erfolgt die domänenspezifische Auslegung bzw. die Systemoptimierung. Die erweiterten Funktionsparameter stellen wichtige Rahmenbedingungen für die Auslegung dar (Tabelle 1.2).

Bauformen von Elektromagneten: Grundsätzlich unterscheidet man zwischen der Topf-, UI- und EI-Form (Abb. 1.34). Die Topfform ist dadurch charakterisiert, dass die Spule in einem Topf eingebettet ist, d. h. allseitig vom Magnetkreis umgeben ist. Hierbei entsteht immer ein parasitärer Luftspalt, der den magnetischen Widerstand des Magnetkreises erhöht. Grundsätzlich kann der Topfmagnet aus massivem Rund- oder Vierkantstahl oder auch einem sogenannten Rahmen (auch Bügelmagnet) bestehen (Abb. 1.35).

Die flache Topfform ist für Haftmagnete, elektromagnetische Bremsen und Kupplungen geeignet. Hier ist meist keine Ankerführung nötig, entsprechend ist der Anker als flache Platte ausgebildet. Die längere Topfform wird vorrangig für Hubmagnete angewendet, sie bietet die Möglichkeit der Ankerführung. Auch zur Kennlinienbeeinflussung bedarf es der längeren Bauform.

EI- bzw. UI-Bauformen sind für Haft- und Schwingmagnete geeignet. Hierbei sind bei Haftmagneten ebenfalls wieder flache Bauformen bevorzugt, da der bei höheren Varianten vergrößerte magnetische Streufluss die erreichbare Haltekraft im Verhältnis zum Volumen verschlechtert. UI-Magnete werden auch als sogenannte Klappan-

Tab. 1.1: Zusammenhänge zwischen Grundfunktion, Magnetkreisstruktur und Bauform des Elektromagneten sowie Beschreibung möglicher Systemfunktionen.

Grundfunktion	Magnetkreisstruktur	Bauform	Antriebssystem	Anwendungsbeispiel
Halten	Topf mit/ohne Permanentmagnet EI/UI-Form	Flach, mit Ankerplatte, minimaler Restluftspalt ca. 0,05 mm, kein Arbeitsluftspalt	Abdrückfeder gegen Remanenz, Spannung umpolbar Halten bzw. Lösen durch Energiezufuhr oder -abschaltung	Türhaltemagnete (Brandschutz) (Abb. 1.36) Haltemagnete für Fluchtwegsicherungen
Halten/Schalten	Topf mit/ohne Permanentmagnet	Sehr flach, mit Ankerplatte Arbeitsluftspalt δ ca. 1 mm $F - \delta$ -Kennlinie konstruktiv beeinflusst	Elektronische Regelung (U, I) Über- bzw. Impulserregung Rückstellfeder, Spannung umpolbar	Elektromagnetkupplung Federdruckbremse (Abb. 1.37) Permanentmagnetbremse (Abb. 1.38)
Schalten (Ein/Aus)	Topf/Rahmen	Lang, mit gelagertem Anker Lagergestaltung entspr. Schaltzahl-Anforderung $F - \delta$ -Kennlinie konstruktiv beeinflusst	Elektronische Regelung (U, I) Über- bzw. Impulserregung Rückstellfeder Lageerkennung (Hall-Sensor, Mikroschalter, ...) Temperaturüberwachung	Magnetventile (Abb. 1.43) Auslösemagnete (Trigger) (Abb. 1.44) Bremsmagnete für Aufzüge Magnetische Verriegelung (Abb. 1.40)
Stellen (proportional)	Topf	Lang, mit gelagertem Anker Lagergestaltung entspr. Schaltzahl-Anforderung $F - \delta$ -Kennlinie konstruktiv beeinflusst	Wegmessung mit Rückkopplung zum Stellelement Stromregelung Wegabhängige Gegenkraft (Feder) zur Definition der Position	Magnetventil (proportional)
Schwingen	EI/UI- Form	Flache Ankerplatte oder Blechpaket, ohne Anschlag	Rückstellfeder zur kontinuierlichen Rückstellung Meist AC Antrieb Schwingfähiges, elektromagnetisch angeregtes Mehrmassensystem	Schwingantrieb für Vibrationsförderer (Abb. 1.42) Rüttelantriebe (Abb. 1.41)

Tab. 1.2: Haupt- und erweiterte Funktionsparameter von Elektromagneten.

Anwendungsbeispiele	Grundfunktion	Bevorzugte Bauform	Beschreibung	Hauptparameter	Erweiterte Funktionsparameter
Haftmagnet – Elektro-Haftmagnet (HM) (Abb. 1.35e, Abb. 1.36) – Permanent-Elektro-Haftmagnet (PEHM)	Halten	Topf, EI, Uf, rund oder eckig, flach	Erzeugung einer Magnetkraft auf ein ferromagnetisches Bauteil über einen Luftspalt zum Fixieren Magnetkraft wird mit elektrischer Energie erzeugt (HM) oder mit Permanentmagnet (PEHM), Neutralisierung der Kraft beim PEHM durch elektrische Energie	F_H, V, δ	$P_H, P_A, F_r, \vartheta, ED$
Elektromagnetische Bremse – Federdruckbremse (FD-Bremse) in AC/DC-Elektromotoren, Servomotoren für z. B. Aufzugsantriebe, Kranapplikationen und Applikationen mit explosionsgefährdeter Umgebung, (Abb. 1.37) – Permanentmagnetbremse (PE-Bremse) in Servomotoren für z. B. Robotik, Medizintechnik und Werkzeugmaschinen, (Abb. 1.38)	Schalten/Halten	Topf, flach, rund, großer Durchmesser, polarisiert oder neutral	Bremse, bei der die Wirkung eines elektromagnetischen Feldes zum Aufheben der durch Federkraft (FD-Bremse) oder durch Magnetkraft eines permanentmagnetischen Feldes (PE-Bremse) erzeugten Bremswirkung genutzt wird. Ausführungen mit Reibscheibe und Ankerplatte (FD-Bremse) oder nur mit Ankerplatte (PE-Bremse). Reibscheibe (bei FD-Bremse) bzw. Ankerplatte (bei PE-Bremse) drehsteif mit Welle des Motors verbunden. Ankerplatte wird durch Federkraft auf die Reibscheibe (bei FD-Bremse) bzw. durch die Magnetkraft auf die Magnetpole (bei PE-Bremse) gedrückt und dadurch die Bremswirkung erreicht. Axiales Verschieben der Ankerplatte öffnet die Bremse	M, P, d, δ	F, V, r_m, W_{Schalt}

Tab. 1.2: (fortgesetzt).

Anwendungsbeispiele	Grundfunktion	Bevorzugte Bauform	Beschreibung	Hauptparameter	Erweiterte Funktionsparameter
Auslösemagnet – Triggermagnet z. B. für elektrische Schaltgeräte oder Verbrennungskraftmaschinen (Abb. 1.44), Freigabe einer Verriegelung	Halten/Schalten	Topf, lang, polarisiert oder neutral, Rahmenbauform	Magnetanker ist mit Feder gespannt und wird permanentmagnetisch gehalten, durch Kompensation bzw. Abschalten des Feldes im Arbeitsluftspalt löst die Feder den Anker aus. Meist mechanische Rückstellung	F_H, V, F, δ	$P_A, P_H, ED, \vartheta, t_1, t_2, S$
Impulsgeber – Schalterbetätigung, Weichenstellung (Abb. 1.39) – Dosierpumpenantrieb	Schalten	Topf, AC oder DC, massiv oder EI/UI-Form gebleicht (AC)	Magnet soll einen möglichst starken, schnellen Schlagimpuls erzeugen, hohe Leistungsdichte, meist kurze ED oder C-Entladung, linearer oder rotatorischer Antrieb	F, δ, v, t_1, S	$V, L, P_{\max}$
Schaltgeräteantrieb – Stopperantrieb in Automatisierungsanlagen, (Abb. 1.40) – Luftklappenantrieb	Schalten/Halten	Topf, polarisiert oder neutral, massiv oder gebleicht, evtl. Kennlinienanpassung	Magnet soll eine Schaltbewegung ausführen und die Endposition halten, ggf. auch in beide Wirkungsrichtungen, oft verkürzte ED, linearer oder rotatorischer Antrieb	$F_H, F, \delta, t_1, P, S$	V, ϑ, ED, t_2
Proportionalmagnet (Abb. 1.43) – Ventilmagnet zur Stoßdämpferregelung, Kraftstoffeinspritzventil (Abb. 1.43)	Stellen	Topf, mit Kennlinienanpassung	Ventilantrieb mit Proportionalität $\delta \sim I$, Wegmessung integriert Feder, Stromregelung, Dither zur Reduktion der Haftreibung, meist druckdichte Magnetanker-Baugruppe	$F_R, F, F \sim I, P_{\max}$	V, ϑ

Tab. 1.2: (fortgesetzt).

Anwendungsbeispiele	Grundfunktion	Bevorzugte Bauform	Beschreibung	Hauptparameter	Erweiterte Funktionsparameter
Elektromagnetischer Rüttler, Wurfvibrator Antrieb für Fördertopf, Förderrinne, (Abb. 1.41, 1.42)	Schwingen	Uf, gebleicht	Magnet erzeugt eine dauerhaft pulsierende Kraft zur Anregung eines Feder-Masse Schwingers, lineare oder bogenförmige Schwingwege	f, f_0, U, m, P	V, g

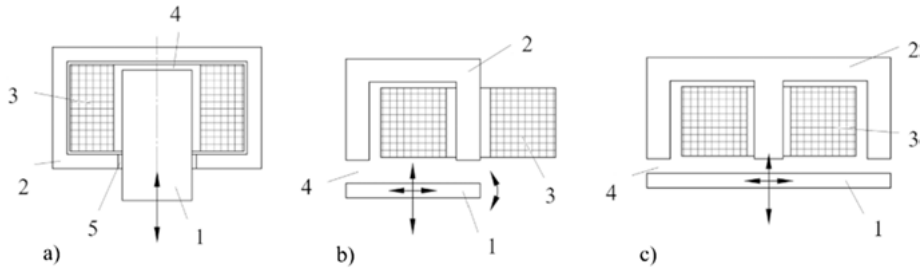


Abb. 1.34: Magnetkreisgrundformen mit Hauptbestandteilen und möglicher Bewegungsrichtung des Ankers [50]. a) Topfmagnet, b) UI-Magnet, c) EI-Magnet, 1 Anker, 2 Magnetkreis, 3 Erregerspule, 4 Arbeitsluftspalt, 5 parasitärer Luftspalt.

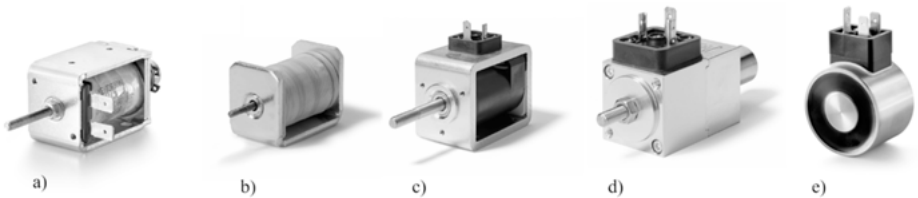


Abb. 1.35: Verschiedene Ausprägungsformen des Topfmagnetgehäuses. a) U-Blechbügel, b) C-Blechbügel, c) geschlossener Rahmen, d) massives Gehäuse, e) flacher Topf. Quelle: Kendrion.

kermagnete mit einseitig drehbar gelagertem Anker und entsprechend bogenförmiger Bewegung ausgeführt (Abb. 1.34b). EI- und UI-Magnete sind auch besonders für Wechselstromanwendungen relevant, da sie leicht aus Elektroblech hergestellt werden können. Die Anzahl der Schenkel bietet auch die Möglichkeit, mehrere Spulen im Magnetkreis zu platzieren.

1.5.3 Ausführungsformen und Applikationsbeispiele

1.5.3.1 Türhaltemagnet für Brandschutztüren (Abb. 1.36)

Brandschutztüren in Gebäuden werden durch sogenannte Türhaltemagnete offengehalten, damit sie den normalen Verkehr nicht behindern. Bei Ausbruch eines Brandes wird der Magnet durch die Brandschutzanlage abgeschaltet, wodurch ein meist federgetriebener Türschließer die Tür schließt und dadurch die Ausbreitung des Feuers hemmen soll.

Wichtig ist, dass der Elektromagnet mit Spule (4) und Magnetgehäuse (5) bei allen denkbaren auftretenden Fehlerfällen (z. B. Drahtbruch, Verlust der Eingangsspannung usw.) in einen sicheren Zustand wechselt, was bedeutet, daß die Haltekraft so weit reduziert wird, dass die Federkraft die Ankerplatte abreißen kann. Spezielle Be-

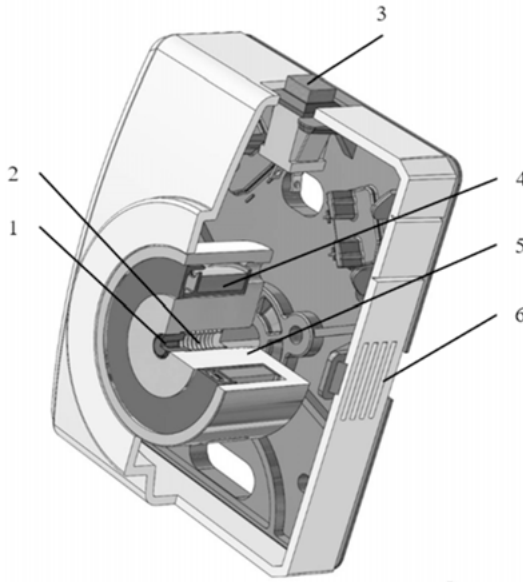


Abb. 1.36: Türhaltemagnet für Brandschutztüren. 1 Abdrückbolzen, 2 Feder, 3 Tastschalter, 4 Spule, 5 Magnetgehäuse, 6 Gehäuse zur Wandbefestigung. Quelle: Kendrion.

achtung findet deshalb die Größe der Resthaltekraft (Remanenz). Ein integrierter Abdrückbolzen (1), ebenfalls federgetrieben, reduziert die Resthaltekraft auf das erforderliche Maß. Über einen Handtaster (3) kann das System für Wartungsarbeiten abgeschaltet werden.

1.5.3.2 Federdruckbremse (Abb. 1.37) [89]

Elektromagnetische Bremsen in Antriebssystemen erzeugen Brems- und Haltemomente im Antriebsstrang und erfüllen damit sowohl funktionelle als auch Sicherheitsanforderungen (Bsp.: Aufzugsbremse). Bei Federdruckbremsen entsteht das Bremsmoment infolge der Federkräfte, die die Ankerscheibe (1) gegen den Rotor (6) bzw. die Reibbeläge (8) drücken (Reibschluss). Eine Magnetkraft, erzeugt durch die Spule (2) und das magnetische Feld im Magnetgehäuse (4) zieht die Ankerplatte zurück und öffnet die Bremse.

Es gibt Einflächen-, Einscheiben-, und Mehrscheibenausführungen (Lamellen) sowie DC-, AC-, und Drehstromvarianten. Als Betriebsarten unterscheidet man Halten (Fixieren einer unbewegten Last), Abbremsen (einer bewegten Last) und Notstopp. In speziellen Ausführungen kann über den Spulenstrom auch das Bremsmoment eingestellt werden.

Die Anwendungen sind vielfältig: in Servomotoren und allgemein als Bremse in AC/DC-Elektroantrieben (Kranapplikationen, Aufzugsantriebe, auch Antriebe in explosionsgefährdeter Umgebung).

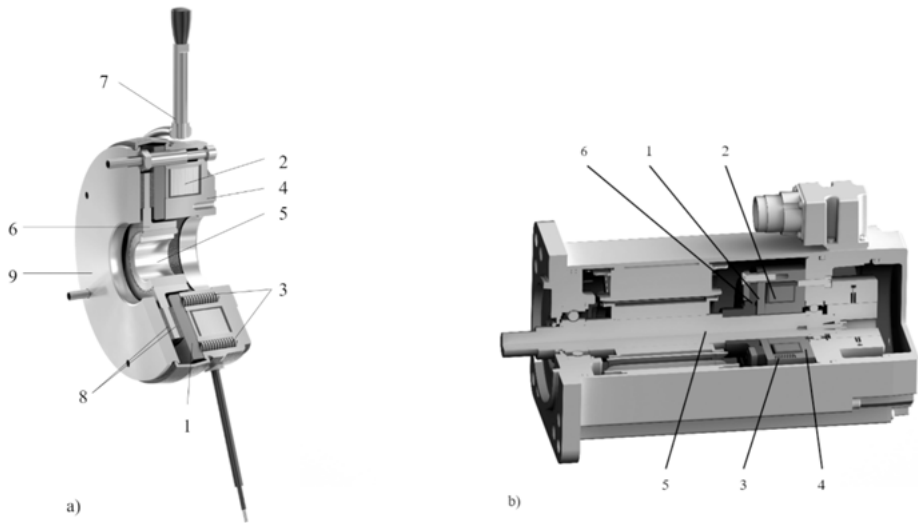


Abb. 1.37: Einscheiben-Federdruckbremse einzeln. a) 1 Ankerscheibe, 2 Spule, 3 Druckfedern, 4 Magnetgehäuse, 5 Nabe, 6 Rotor, 7 Handlüftung, 8 Reibbeläge, 9 Flansch, eingebaut im Motor. b) 1 Ankerscheibe, 2 Spule, 3 Druckfeder, 4 Magnetgehäuse, 5 Motorwelle, 6 Rotor. Quelle: Kendrion.

1.5.3.3 Permanentmagnetbremse (Abb. 1.38) [89]

Bei Permanentmagnetbremsen entsteht das Bremsmoment stromlos infolge Reibung der Reibscheibe (3) auf den Polflächen des Magnetgehäuses (4) (Reibungspaarung Stahl/Stahl). Die erforderliche Anzugskraft erzeugen die Permanentmagnete (2).

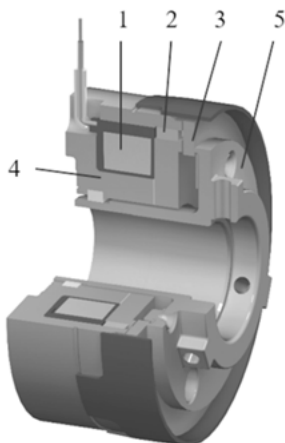


Abb. 1.38: Permanentmagnetbremse. 1 Spule, 2 Permanentmagnet, 3 Reibscheibe (Anker), 4 Magnetgehäuse, 5 Flanschnabe. Quelle: Kendrion.

Der Spulenstrom ist so gerichtet, dass das permanente Magnetfeld im Arbeitsluftspalt zwischen Magnetgehäuse und Reibscheibe (Anker) neutralisiert wird. Mittels zusätzlicher Ankerfeder wird dann der Reibschluss vollkommen gelöst.

Permanentmagnetbremsen sind sehr kompakt, besitzen eine hohe Dynamik und werden vorzugsweise als Haltebremse (mit Notstoppfunktion) eingesetzt. In dieser Anwendung sind sie nahezu verschleißfrei und eignen sich gut zur Integration in Robotersysteme und Servoantriebe, z. B. für Automatisierungstechnik, Medizintechnik und Werkzeugmaschinen.

1.5.3.4 Drehmagnet zur Weichenstellung (Abb. 1.39)

Logistiksysteme zur Sortierung von Postsendungen benötigen leistungsfähige Stелеlemente, um schnell und präzise Stückgüter mittels Weichenstellung in die vorgesehenen Kanäle lenken zu können. Hierzu eignen sich Drehmagnete mit hoher Stellgeschwindigkeit und gedämpftem Endanschlag (7). Der Weichenflügel (2) wird vom drehbaren Anker (mit Magnetachse) (5) angetrieben. Drehmagnete besitzen einen festgelegten Drehwinkel anstelle des Hubweges bei linearen Hubmagneten. Drehmagnete können neutral oder polarisiert aufgebaut sein. Der dargestellte polarisierte Drehmagnet hat den Vorteil, die Endpositionen stromlos zu halten. Der Magnetkreis aus Stator (3), Spulen (4) und Anker (5) mit Permanentmagneten (6) ähnelt dem des Synchronmotors mit begrenztem Drehwinkel.

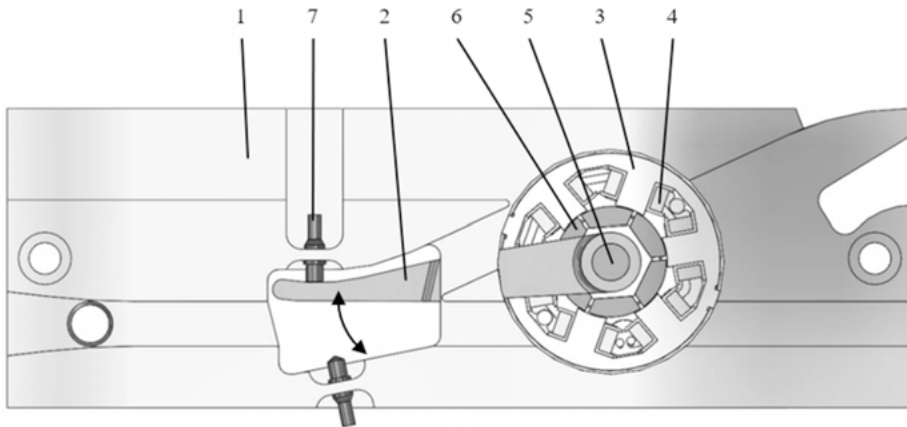


Abb. 1.39: Drehmagnet nach elektromotorischem Prinzip zum Sortieren von Postsendungen in automatisierten Postsortieranlagen. 1 Montageplatte, 2 Weichenflügel, 3 Stator, 4 Spulen, 5 Anker mit Drehachse, 6 Dauermagnete (am Anker fixiert), 7 Anschlagdämpfer. Quelle: Kendrion.

1.5.3.5 Stoppermagnet (Abb. 1.40)

In automatisierten Produktionslinien werden Werkstückträger bei Bedarf durch sogenannte Stopper angehalten. Die oft verwendeten hydraulischen oder pneumatischen Stopper haben den Vorteil des geringen Platzbedarfs für das Wirkelement, da die elektromechanische Energiewandlung bereits in Kompressor bzw. Pumpe erfolgt. Elektromagnete haben demgegenüber den Vorteil, direkt elektrisch steuerbar und außerdem frei von Leckage zu sein.

Hubmagnet mit Magnetgehäuse (1), Polkern (4), Spule (3) und Anker (2) erzeugen die Bewegungsenergie für die Sperrklinke (7). Diese ist enormen mechanischen Belastungen ausgesetzt und wird deshalb mittels Kipphebel (5) und Stößel (6) von der Achse des Elektromagneten entkoppelt. Der Elektromagnet wird elektrisch übererregt (siehe Abschnitt 1.5.4), um sein Volumen klein zu halten.

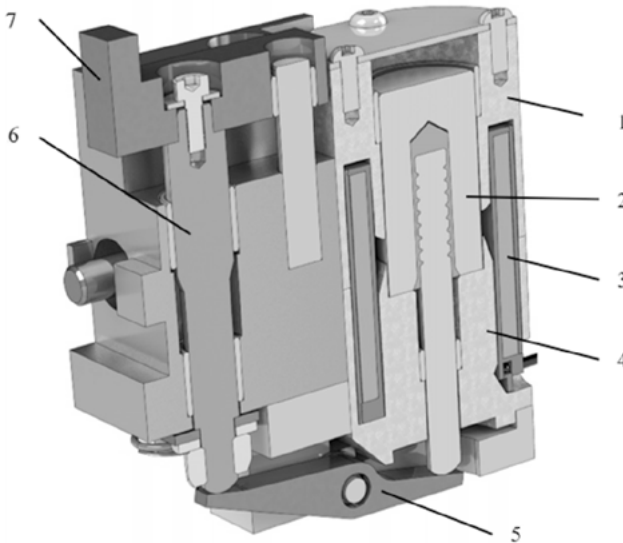


Abb. 1.40: Elektromagnetisch angetriebener Stopper für Förderbänder. 1 Magnetgehäuse, 2 Anker mit Achse, 3 Spule, 4 Polkern, 5 Kipphebel, 6 Stößel, 7 Sperrklinke. Quelle: Kendrion.

1.5.3.6 Elektromagnetischer Rüttler (Abb. 1.41)

Zum Antrieb von Förderanlagen werden Schwingantriebe eingesetzt, die elektromagnetisch pulsierend (AC oder Gleichstromimpulse) angetrieben werden und deren Resonanzfrequenz durch ihr Feder-Masse-Verhältnis bestimmt wird. Das AC-Erregersystem bestehend aus Spulen (1), Magnetkreis (2) und Anker (4) erzeugt über den Arbeitsluftspalt (5) Kraftimpulse mit doppelter Netzfrequenz. Die möglichst große Freimasse (3) („frei von Schwingungen“) verhindert, dass sich das Erregersystem mitbewegt, was praktisch nur näherungsweise erreicht wird. Die Nutzmasse (6) ist

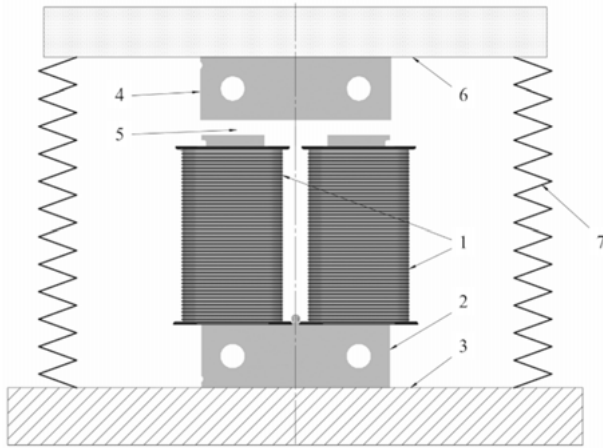


Abb. 1.41: Prinzipdarstellung des elektromagnetischen Rüttlers. 1 Spulen, 2 Magnetkreis, 3 Freimasse (ruhend), 4 Anker, 5 Arbeitsluftspalt, 6 Nutzmasse (schwingend), 7 Federsystem. Quelle Kendrion.

das anzutreibende System. Solche Schwingantriebe sind, in verschiedenen Baugrößen, sehr flexibel einsetzbar. Schwingamplitude und -frequenz sind variabel, sie können über die jeweilige Antriebsaufgabe optimiert werden. Die Ausführung des Erregersystems erfolgt wegen der AC-Ansteuerung fast immer als Blechpaket. Typische Anwendungen sind u. a.

- Antrieb von Förderrinnen und Fördertöpfen,
- Antrieb von Abfüllanlagen und
- Berüttlung von Vorratsbunkern.

1.5.3.7 Wurfvibrator (Abb. 1.42)

Speziell für den Antrieb von Förderrinnen eignet sich der Wurfvibrator. Ankerplatte (2), Spule (4) und Magnetkreis (3) bilden den Elektromagneten, der mit AC betrieben wird. Die integrierte Einweggleichrichtung bewirkt Kraftimpulse mit Netzfrequenz. Der Sockel (5) stellt die Verbindung zur möglichst großen Freimasse her. Der Anstellwinkel der Blattfedern (1) und ihre Einspannung im Sockel (5) und der Ankerplatte (2) führen zur namensgebenden „Wurfbewegung“ (7) der Ankerplatte, die sich sehr gut zum Transport von Teilen auf einer Förderrinne eignet. Die Nutzmasse besteht aus Ankerplatte, Förderrinne und einem Teil des Transportgutes. Mit austauschbaren Blattfedern in verschiedener Stärke kann der Wurfvibrator an die Nutzmasse angepasst werden (Resonanzabstimmung).

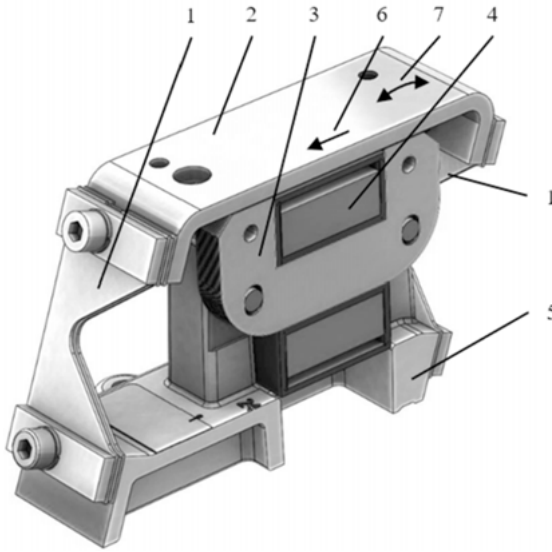


Abb. 1.42: Halbschnitt eines Wurf-vibrators als Schwingförderantrieb. 1 Blattfeder, 2 Ankerplatte, 3 gebogener Magnetkreis, 4 Spule, 5 Sockel, 6 Förderrichtung, 7 Schwingbewegung der Ankerplatte. Quelle: Kendrion.

1.5.3.8 Magnetventil zur Durchflusssteuerung (Abb. 1.43)

Die Dosierung der Kraftstoffmenge in Verbrennungskraftmaschinen muss unter höchsten Anforderungen eine genaue Dosierung ermöglichen. Ein druckdichter Proportionalmagnet kann den hohen Druck des Einspritzsystems gegen die Umgebung abdichten und dabei den Volumenstrom des Kraftstoffs mit einem Kugelsitzventil präzise steuern. Durch Zusammenwirken der Kennlinienbeeinflussung (4) (siehe Abschnitt 1.2.2), der elektronischen Stromregelung und der Feder (8) nimmt der Anker (2) des Elektromagneten eine stromproportionale Position ein (Kräftegleichgewicht $F_M(i) = F_F$) und öffnet damit den Durchlass am Ventilsitz (7) definiert und druckunab-

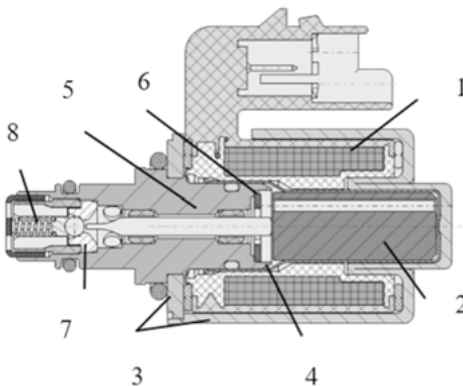


Abb. 1.43: Magnetventil zur Durchflusssteuerung. 1 Spule, 2 Anker, 3 Magnetgehäuse, 4 Kennlinienbeeinflussung, 5 Polkern, 6 Distanzscheibe, 7 Dichtsitz, 8 Feder. Quelle: Kendrion.

hängig. Mit der Distanzscheibe (6) wird verhindert, dass der Magnetanker in den nichtlinearen Bereich der Magnetkraftkennlinie einfährt.

1.5.3.9 Schaltmagnet zur Nockenwellensteuerung (Abb. 1.44)

Moderne Verbrennungskraftmaschinen können aus Gründen der Energieeffizienz und Umweltverträglichkeit Zylinder im Teillastbetrieb abschalten. Dazu wird die Nockenwelle axial verschoben, so dass die Auslassventile dauerhaft geöffnet sind.

Im Ausgangszustand wird der Anker (4) mit dem Stößel (5) am Polkern (3) mittels Permanentmagnet (2) gegen die Federkraft (6) gehalten. Bei Bestromung der Spule (1) wird das permanentmagnetische Feld neutralisiert, wodurch der Anker freigegeben ist und in eine Schaltkulisie einfährt (nicht dargestellt), die die Nockenwellenverschiebung realisiert. Die Rückstellung des Ankers erfolgt mechanisch bis an den Rand des Polkerns, danach zieht der Permanentmagnet den Anker in die Startposition.

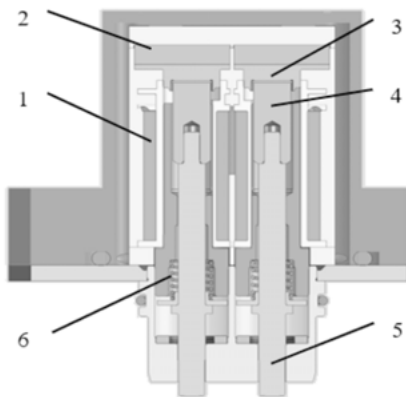


Abb. 1.44: Doppelschaltmagnet zur Nockenwellenverstellung in Verbrennungskraftmaschinen, Anker in Startposition dargestellt. 1 Spule, 2 Permanentmagnet, 3 Polkern, 4 Anker, 5 Stößel, 6 Feder. Quelle: Kendrion.

1.5.4 Elektrische Ansteuerverfahren und ihr Einfluss auf die Funktion des Elektromagneten

Normalbetrieb

In der Regel werden Elektromagnete an einer Versorgungsspannung betrieben, so dass Spannungstoleranzen bzw. der Innenwiderstand der Spannungsquelle und Zuleitungen Einfluss auf das Betriebsverhalten nehmen. Diese werden im Allgemeinen zur toleranzbehafteten Nennspannung zusammengefasst. Für die Funktionalität ist zu berücksichtigen, dass die spezifizierte Temperaturobergrenze der Spule bei Maximalspannung (→ maximale Leistungsaufnahme) eingehalten werden muss.