

Entwurf von schnellschaltenden (hochdynamischen) neutralen Elektromagnetsystemen

DISSERTATION

zur Erlangung des akademischen Grades

DOKTORINGENIEUR

(Dr.-Ing.)

vorgelegt

der Fakultät für Maschinenbau der Technischen Universität Ilmenau

von

Dipl.-Ing. Ralf Keilig

eingereicht am: 29. Sept. 2004

Tag der öffentlichen
Aussprache: 29. Mai 2007

Gutachter: Prof. Dr.-Ing. habil. E. Kallenbach,
Steinbeis-Transferzentrum Mechatronik, Ilmenau
Prof. Dr.-Ing. J. Wallaschek, Universität Hannover
Dr.-Ing. A. T. Hoang, Robert Bosch GmbH, Stuttgart

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Zeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Fachgebiet Mechatronik (früher: Antriebstechnik) der Fakultät für Maschinenbau der Technischen Universität Ilmenau. Initiiert wurden die Untersuchungen durch ein Industrieforschungsthema für die Robert Bosch GmbH. Bedingt durch die Komplexität der dort formulierten Aufgabenstellung sind weitere Kollegen mit Teilaufgaben aufgrund ihrerseits angestrebter bzw. fertiggestellter Dissertationen hinzugezogen worden. So sind zwei weitere Dissertationen teilweise initiiert und beeinflusst worden (/FEINDT-2/ und /STRÖHLA-1/), deren Ergebnisse in Form von Softwarelösungen als notwendiges Simulationswerkzeug letztendlich wiederum den Inhalt dieser Dissertation geprägt haben. Mein Dank gilt deshalb Herrn Dr.-Ing. T. Ströhla und Herrn Dr. -Ing. K. Feindt für die vielen themenbezogenen Diskussionen und die gegenseitig befruchtende Arbeit.

Mein besonderer Dank gilt Herrn Prof. Dr.-Ing. Eberhard Kallenbach als Projektleiter des o.g. Industrieforschungsthemas seitens der TU Ilmenau für Anregungen, Hinweise und Kritiken zum Verfassen dieser Arbeit.

Bedanken möchte ich mich auch bei Herrn Dipl.-Ing R. Walter, Herrn Dipl.-Ing J. Ulm und Herrn Dipl.-Phys. Mischker von der Robert Bosch GmbH, FV/SLE, für die gute Zusammenarbeit. Sie haben durch das von ihnen für die Robert Bosch GmbH betreute Industrieforschungsthema diese Dissertationsschrift angeregt und die notwendige materielle Unterstützung für experimentelle Untersuchungen gewährt.

Zum Schluß noch ein Hinweis in eigener Sache:

Das oben erwähnte Simulationswerkzeug zur Berechnung elektro-magneto-mechanischer Energiewandler auf Netzwerkbasis ist im Fachgebiet Mechatronik entwickelt worden. Die Nutzung dieses Tools soll dabei nicht nur auf die Mitarbeiter des Fachgebietes beschränkt bleiben. Neben der Programmierung einer möglichst fehlerfreien und einfach zu bedienenden Software entscheiden auch eine umfangreiche Dokumentation und validierte Beispiele über die Akzeptanz beim Anwender. Zu Beginn der Bearbeitung der Themenstellungen dieser Dissertationsschrift existierte nur eine einfache Vorstufe der heutigen Softwarelösung *SESAM* ohne Dokumentation. Aus diesem Grund habe ich eine Vielzahl von Beispielnetzwerken aufgestellt und grafisch aufbereitet, einerseits zur Erleichterung der Modellvalidierung, andererseits zur Dokumentation für andere Anwender. Da bis zum heutigen Zeitpunkt innerhalb der *SESAM*-Dokumentation keine Veröffentlichung von validierten Netzwerkmodellen und Berechnungsskripten erfolgte, erachte ich es für angebracht, diese von mir aufgestellten und validierten Modelle im Anhang zu dokumentieren, obwohl mir dabei bewußt ist, den üblichen Umfang einer Dissertationsschrift weit zu überschreiten. Sie sollen außerdem dokumentieren, daß die in der "virtuellen Welt" ablaufenden Simulationsuntersuchungen, die zu den in dieser Dissertation angegebenen Ergebnissen führten, einen realistischen Hintergrund besitzen.

Kurzzusammenfassung

Die vorliegende Dissertationsschrift ist der Auslegung von neutralen Elektromagnetsystemen zuzuordnen. Insbesondere wird die Dimensionierung eines schnellschaltenden Elektromagnetantriebes als Optimierung eines mechatronischen Systems betrachtet. Durch die Beachtung der Eigenschaften der sich gegenseitig beeinflussenden Teilsysteme *elektrisches Leistungsstellglied*, *Magnetkreis*, *mechanische Last* und *Verlustleistung/Erwärmung* ist es möglich, Magnetantriebe mit Schaltzeiten im Bereich einiger Hundert Mikrosekunden und Magnetkräften im Bereich von 50 ... 150 N auszulegen.

Aufbauend auf der Methode der Optimierung von Magnetkreisen mit Netzwerkmodellen nach statischen Gesichtspunkten werden Optimierungsmodelle abgeleitet, die für die Auslegung von hochdynamischen Antrieben geeignet sind. Durch die Anwendung des Software-Tools *SESAM* ist es möglich, die Magnetkreisdimensionierung und anschließende Kontrolle der Dynamikparameter durch Dynamiksimulation eines kompletten Schaltzyklusses unter Beachtung der Eigenschaften des Leistungsstellgliedes mit einem einzigen Werkzeug effizient zu gestalten.

Es wird der Einfluß des Leistungsstellgliedes, des Magnetkreismaterials, der Rückstellfeder und der Spulenauslegung auf die Dynamikeigenschaften schnellschaltender Elektromagnete aufgezeigt. Der Vergleich von Eigenschaften beispielhaft dimensionierter neutraler zylindrischer Elektromagnete bestätigen die theoretischen Untersuchungen.

Weiterhin werden ausgewählte Besonderheiten der meßtechnischen Erfassung schnellschaltender Elektromagnete dargestellt. Die experimentellen Untersuchungen dienen u.a. der Validierung der Simulationsmodelle.

Abstract

The present dissertation document is to be assigned to the design of neutral electromagnet systems. In particular the dimensioning of a fast switching electromagnetical drive is considered as an optimisation of a mechatronical system. It is possible to design magnetical drives with switching times of some hundred microseconds and magnetic forces in the range of 50 ... 150 N by taking into consideration the characteristics of the subsystems (like *electrical output stage*, *magnetic circuit*, *mechanical load* and *power dissipation/heating*) influencing themselves mutually.

Optimisation models that are suitable for the design of fast switching drives are carried off building up on the method of the solenoid optimisation with equivalent magnetic circuits according to static aspects. By use of the software tool *SESAM* it is possible to design efficiently the magnetic circuit and subsequent check of the dynamic parameters by simulation of a complete duty cycle in consideration of the properties of the electrical output stage with a single software tool.

The influence of the power amplifier, the magnetic circuit material, the recuperator spring and the coil design on dynamic properties is shown for fast switching electromagnets. The comparison of characteristics of exemplarily dimensioned neutral cylindrical electromagnets confirms the theoretical studies.

Furthermore, selected special features of the recovery of measurement results of fast switching electromagnetical drives are represented. Experimental tests are used among other things for the validation of the simulation models.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Stand der Technik	1
1.2	Aufgabenstellung	5
1.3	Struktur und Eigenschaften eines Elektromagnetsystems	6
1.3.1	Übersicht über die Systemkomponenten	6
1.3.2	Charakterisierung der dynamischen Eigenschaften von Elektroschaltmagneten	9
2	Unterstützung des Entwurfsprozesses durch Simulations-Softwaretools	13
2.1	Konstruktiver Entwicklungsprozeß	13
2.2	Anwendung von Tools auf Netzwerkbasis zur Berechnung von Feldproblemen	14
2.2.1	Aufstellen von magnetischen Netzwerken für die Berechnung von Magnetkreisen	14
2.2.2	Behandlung extremer Modellstrukturänderungen bei Variation der Magnetkreisgeometrie	16
2.2.3	Netzwerkstrukturen für die Dynamiksimulation von Elektromagneten	21
2.2.4	Netzwerkstrukturen für die Berechnung des thermischen Verhaltens von Elektromagneten	23
2.3	Magnetkreisgrobdimensionierung durch Optimierung	25
2.3.1	Optimierungsablauf	25
2.3.2	Eigenschaften der Grobdimensionierung mit dem Software-Tool <i>SESAM</i>	30
2.3.3	Möglichkeiten der Beschreibung des Optimierungszieles	33
3	Entwurf von neutralen Elektromagneten unter Einbeziehung der Magnetdynamik	37
3.1	Bedeutung der elektrischen Ansteuerung	37
3.1.1	Schaltendstufe mit einem Schalter (Spannungs-Einprägung)	37
3.1.2	Schaltendstufe mit zwei Spannungsniveaus (Spannungs-Boost)	40
3.1.3	Chopper-Endstufe (Strom-Einprägung)	43
3.1.4	Chopper-Endstufe mit zwei Stromniveaus (Strom-Boost)	46
3.1.5	Auswahl des Leistungsstellgliedes aus der Sicht der Beschleunigungsarbeit (umgesetzte mechanische Arbeit)	49
3.1.5.1	Theoretische Betrachtungen	49
3.1.5.2	Vergleichsbeispiel für den Einfluß des Leistungsstellgliedes	52
3.2	Bedeutung der Haltekraft bei der Magnetkreisdimensionierung hinsichtlich des Einflusses auf den Abfallverzug t_{2l}	59
3.3	Bedeutung der relativen Einschaltdauer	60
3.3.1	Betriebsarten	60
3.3.2	Relative Einschaltdauer und Übererregung bei hochdynamischen Elektromagneten	62
3.3.2.1	Theoretische Betrachtungen	62
3.3.2.2	Vergleichsbeispiel für den Einfluß der Übererregung während der Anzugsphase	63
3.4	Einfluß der Parameter der Rückstellfeder	67
3.4.1	Abschätzung der Realisierbarkeit hochdynamischer Elektromagnetantriebe aus der Sicht des Feder-Masse-Systems	67
3.4.2	Abstimmung von Magnetkraft- und Federkennlinie	74
3.4.3	Schraubendruckfedern hoher Steifigkeit	80
3.4.3.1	Theoretische Betrachtungen	80

3.4.3.2	Vergleichsbeispiel für den Einfluß der Federrate	85
3.5	Geometrie und Masse des Ankers des Flachankertopfmagneten	88
3.5.1	Vorbemerkung, Zielstellung	88
3.5.2	Ankergeometrie eines Flachankermagneten für optimale Haltekraft	90
3.5.2.1	Parameter der Ankergeometrievariation	90
3.5.2.2	Optimale Geometrie der Ankerscheibe des Flachankermagneten	92
3.6	Einfluß des Magnetkreismaterials	95
3.6.1	Weichmagnetische Werkstoffe	95
3.6.2	Vergleichsbeispiel für den Einfluß des Magnetkreismaterials	96
3.7	Spulenauslegung	100
3.7.1	Allgemeine Bemerkung	100
3.7.2	Vergleichsbeispiel für den Einfluß der Spulendimensionierung	102
4	Meßtechnische Erfassung von hochdynamischen elektro-magneto- mechanischen Energiewandlern	105
4.1	Allgemeines	105
4.1.1	Funktion des Meßaufbaus	106
4.1.2	Aufzeichnung von Meßsignalverläufen	109
4.2	Konzeptionierung eines Versuchsstandes	109
4.2.1	Forderungsliste	109
4.2.2	Vorgehen bei der Bearbeitung der Aufgabe	111
4.2.3	Funktionsstruktur	111
4.2.4	Modulare Struktur	112
4.3	Lösungsprinzipien	114
4.3.1	Übersicht über Realisierungsmöglichkeiten von Modulen des Versuchsstandes	114
4.3.2	Ablaufsteuerung	115
4.3.3	Energieversorgung	118
4.3.4	Strommessung	119
4.3.4.1	Strommessung mit Meßwiderstand	119
4.3.4.2	Potentialfreie Strommessung mit Stromwandler	120
4.3.4.3	Meßanordnung zur Überprüfung des dynamischen Verhaltens eines Stromwandlers	121
4.3.4.4	Auswertung der Überprüfung des dynamischen Verhaltens des Stromwandlermoduls	122
4.3.5	Hub-/Wegmessung	124
4.3.5.1	Wegmessung mit mechanischer Antastung	124
4.3.5.2	Wegmessung mit induktiven Sensoren	125
4.3.5.3	Wegmessung mit kapazitiven Sensoren	126
4.3.5.4	Wegmessung nach optischen Triangulationsverfahren	126
4.3.5.5	Wegmessung mit Wirbelstromsensoren	127
4.3.5.6	Wegmessung mit Laser-Vibrometern	127
4.3.5.7	Wegmessung mit Faseroptischen Abstandssensoren	129
4.3.5.8	Überprüfung des dynamischen Verhaltens Faseroptischer Sensoren	132
4.3.6	Kraftmessung	133
4.3.6.1	Kraftmessverfahren mit weichem Verformungskörper	134
4.3.6.2	Kraftmessung mit Piezosensoren	135
4.4	Beispiel-Meßaufbau	137

5 Zusammenfassung	139
6 Quellenangaben	141
6.1 Literaturverzeichnis	141
6.2 Bildnachweis	143
Anhang A	
Magnetkreis- und Netzwerkmodelle	I
A.1 Allgemeiner Hinweis	I
A.2 Magnetkreismodelle und Netzwerkstrukturen für die Berechnung neutraler zylindrischer Flachankermagnete	II
A.2.1 Geometriemodell	II
A.2.2 Netzwerkstrukturen für die Berechnung statischer Magnetfelder zylindrischer Flachankermagnete	III
A.2.3 Netzwerkstrukturen für die Berechnung des stationären thermischen Verhaltens zylindrischer Flachankermagnete	VIII
A.2.4 Netzwerkstrukturen für die Berechnung transienter Magnetfelder zylindrischer Flachankermagnete	XI
A.3 Magnetkreismodelle und Netzwerkstrukturen für die Berechnung neutraler zylindrischer Tauchankermagnete ohne Druckrohr	XXI
A.3.1 Geometriemodell	XXI
A.3.2 Netzwerkstrukturen für die Berechnung statischer Magnetfelder zylindrischer Tauchankermagnete ohne Druckrohr	XXII
A.3.3 Netzwerkstrukturen für die Berechnung des stationären thermischen Verhaltens zylindrischer Tauchankermagnete ohne Druckrohr	XXIV
A.3.4 Netzwerkstrukturen für die Berechnung transienter Magnetfelder zylindrischer Tauchankermagnete ohne Druckrohr	XXVII
A.4 Magnetkreismodelle und Netzwerkstrukturen für die Berechnung neutraler zylindrischer Tauchankermagnete mit Druckrohr und Kennlinienbeeinflussung	XXIX
A.4.1 Geometriemodell	XXIX
A.4.2 Netzwerkstrukturen für die Berechnung statischer Magnetfelder zylindrischer Tauchankermagnete mit Druckrohr und Kennlinienbeeinflussung	XXX
A.4.3 Netzwerkstrukturen für die Berechnung des stationären thermischen Verhaltens zylindrischer Tauchankermagnete mit Druckrohr und Kennlinienbeeinflussung	XLII
A.4.4 Netzwerkstrukturen für die Berechnung transienter Magnetfelder zylindrischer Tauchankermagnete mit Druckrohr und Kennlinienbeeinflussung	XLV
Anhang B	
SESAM-Beispiel-Skripte	XLIX
B.1 Skripte für die Berechnung neutraler Flachankermagnete	XLIX
B.1.1 Skript zur Grobdimensionierung/Optimierung, Typ <i>FlaAnk_1</i>	XLIX
B.1.2 Skript zur Grobdimensionierung/Optimierung, Typ <i>FlaAnk_2</i>	L
B.1.3 Skript zur Grobdimensionierung/Optimierung, Typ <i>FlaAnk_3</i>	LI
B.1.4 Skript zur Grobdimensionierung/Optimierung, Typ <i>FlaAnk_4</i>	LXVIII
B.2 Skripte für die Berechnung neutraler Tauchankermagnete ohne Druckrohr	LXX
B.2.1 Skript zur Grobdimensionierung/Optimierung, Typ <i>TauAnk_oDR_1</i>	LXX
B.2.2 Skript zur Grobdimensionierung/Optimierung, Typ <i>TauAnk_oDR_2</i>	LXXI
B.2.3 Skript zur Grobdimensionierung/Optimierung, Typ <i>TauAnk_oDR_3</i>	LXXII

B.3	Skripte für die Berechnung neutraler Tauchankermagnete mit Druckrohr und Kennlinienbeeinflussung	LXXIV
B.3.1	Skript zur Grobdimensionierung/Optimierung, Typ <i>TauAnk_mDR_KLB_1</i>	LXXIV
B.3.2	Skript zur Grobdimensionierung/Optimierung, Typ <i>TauAnk_mDR_KLB_2</i>	LXXV
B.3.3	Skript zur Grobdimensionierung/Optimierung, Typ <i>TauAnk_mDR_KLB_3</i>	LXXVII
B.4	Beispiele (Listings) von <i>SESAM</i> -Skripten von Prä- und Postprozessoren	LXXIX
B.4.1	<i>SESAM</i> -Skripte von Prä- und Postprozessoren für die Simulation des Bewegungsverhaltens	LXXIX
B.4.2	<i>SESAM</i> -Skripte von Prä- und Postprozessoren für die Simulation des Verhaltens elektrischer Leistungsstellglieder	LXXXV

Anhang C

	Dokumentation zu den Simulationsuntersuchungen	XCV
C.1	Thermisches Modell für Beispielmagnetkreise	XCV
C.2	Auslegung der Magnetkreise für Vergleich unterschiedlicher Endstufenarten	XCVII
C.3	Auslegung von Magnetkreisen bei unterschiedlichem Übererregungsfaktor	C
C.4	Auslegung eines Magnetkreises für Variation der Ankergeometrie	CIV
C.5	Auslegung von Magnetkreisen bei unterschiedlicher Federrate	CVI
C.6	Auslegung von Magnetkreisen mit unterschiedlichem Magnetkreismaterial	CIX

Anhang D

	Ermittlung der Meßfehler	CXIII
D.1	Meßfehler bei der Überprüfung des dynamischen Verhaltens eines Stromwandlers	CXIV
D.2	Meßfehler bei der Überprüfung der Aufzeichnung des Hubes $x(t)$ mit Faseroptischen Sensoren	CXVI
D.3	Meßfehler bei der Messung der Federvorspannkraft	CXIX

Symbole und Abkürzungen

Symbol	Bedeutung	Einheit ¹⁾
A	Fläche (allgemein)	m^2
A_{Draht}	Drahtquerschnitt (ohne Isolation)	$m^2; mm^2$
A_K	Querschnittsfläche des Magnetkerns	$m^2; mm^2$
$a_{KLB,DrR}$	Abstand Kennlinienbeeinflussung - Druckrohr	m; mm
A_M	Querschnittsfläche des Magnetkreismantels	$m^2; mm^2$
A_W	Wickelfensterquerschnitt der Magnetspule	$m^2; mm^2$
A_{Wirb}	Querschnittsfläche eines Wirbelstrompfades	$m^2; mm^2$
A_δ	Querschnittsfläche des Arbeitsluftspaltes im Magnetkreis	$m^2; mm^2$
b	radiale Spulenfensterabmessung	m; mm
B	magnetische Flußdichte; Induktion (allgemein)	$T=Vs m^{-2}$
b_W	radiale Wickelfensterabmessung	m; mm
$b_{W,vorh}$	vorhandene radiale Wickelfensterabmessung (Ergebnis der Spulenauslegung)	m; mm
B_δ	Luftspaltinduktion	$T=Vs m^{-2}$
c_{Fed}	Federrate	$N m^{-1}; N mm^{-1}$
C_{th}	Wärmekapazität	$J K^{-1}$
d	Drahtdurchmesser einer Schraubenfeder	m; mm
D	mittlerer Windungsdurchmesser einer Schraubenfeder	m; mm
$d_{Ank,a}$	Dicke der Ankerscheibe beim Flachankermagneten an der Stelle $r_{M,i}$	m; mm
$d_{Ank,i}$	Dicke der Ankerscheibe beim Flachankermagneten an der Stelle $r_{K,a}$	m; mm
$d_{Bod,a}$	Dicke des Magnetkreisbodens an der Stelle $r_{M,i}$	m; mm
$d_{Bod,i}$	Dicke des Magnetkreisbodens an der Stelle $r_{K,a}$	m; mm
$d_{Deck,a}$	Dicke des Magnetkreisdeckels beim Tauchankermagneten an der Stelle $r_{M,i}$	m; mm
$d_{Deck,i}$	Dicke des Magnetkreisdeckels beim Tauchankermagneten an der Stelle $r_{K,a}$	m; mm
d_{Draht}	Spulendrahtdurchmesser (ohne Isolation)	m; mm
$d_{Draht,a}$	Außendurchmesser des Spulendrahtes (mit Isolation)	m; mm
d_{DrR}	Wandstärke des Druckrohres beim Tauchankermagneten	m; mm
d_{KLB}	Wandstärke der Kennlinienbeeinflussung beim Tauchankermagneten	m; mm
d_M	Wandstärke des Magnetkreismantels	m; mm
$d_{SpK,D}$	Spulenkörperwandstärke, Deckelbereich	m; mm
$d_{SpK,K}$	Spulenkörperwandstärke, Kernbereich	m; mm
d_V	Dicke der Vergußmasse im Spulenfenster	m; mm

Symbol	Bedeutung	Einheit ¹⁾
F_A	Anzugskraft bei Nenndurchflutung, statische Magnetkraft bei abgefallenem Anker	
F_{Boost}	Anzugskraft bei Durchflutungs-Boost, statische Magnetkraft bei abgefallenem Anker	N
F_{Fed}	Federkraft	N
$F_{Fed,0}$	Federvorspannkraft, Federkraft der Rückstellfeder bei abgefallenem Anker	N
F_H	Haltekraft bei Nenndurchflutung, statische Magnetkraft bei angezogenem Anker	N
$F_{H,zus,max}$	maximale Überschußhaltekraft	N
$F_{H,zus,min}$	minimale Überschußhaltekraft	N
F_{mag}	Magnetkraft (allgemein)	N

Hinweis:

Im Gegensatz zur DIN VDE 0580 wird in dieser Dissertation als Magnetkraft die durch das magnetische Feld auf den Anker wirkende Kraft bezeichnet. Eine Verminderung um die Reibkraft, wie in der DIN VDE 0580 vorgesehen, wird nicht vorgenommen, da

- bei hochdynamischen Elektromagnetantrieben der Verlustanteil durch Reibungseffekte (z. B. Haft- und Gleitreibung, geschwindigkeitsproportionale Dämpfung) als dynamische Größe betrachtet werden muß und
- bei numerischen Simulationen des Systemverhaltens die Magnetkraft ohne Abzug eventuell auftretender Reibungsverluste aus den Magnetfeldgrößen ermittelt wird.

F_{Reib}	Reibkraft	N
h	axiale Spulenfensterabmessung	m; mm
H	magnetische Feldstärke (allgemein)	A m ⁻¹
h_{ges}	axiale Gesamtabmessung des Magnetkreises	m; mm
h_W	axiale Wickelfensterabmessung	m; mm
$h_{W,vorh}$	vorhandene axiale Wickelfensterabmessung (Ergebnis der Spulenauslegung)	m; mm
$i(t)$	Spulenstrom	A
I_{ab}	Spulenstrom, bei dem die Magnetkraft die Summe der Gegenkräfte unterschreitet	A
I_{an}	Spulenstrom, bei dem die Magnetkraft die Summe der Gegenkräfte überschreitet	A
I_H	Haltestrom; Spulenstrom während der Haltephase	A
I_{Peak}	Strom(-scheitel-)wert am Ende der Übererregungsphase	A
I_{Boost}	Spulenstrom während der Boostphase	A
k	mechanische Dämpfung	
k_{AM}	Faktor für Flächenüberdeckung; bezogen auf Mantelfläche beim Flachankermagnetkreis	
k_{Boost}	Faktor der Übererregung; bezogen auf Haltedurchflutung/-strom	
k_{dAi}	Faktor für die Ankerdicke des Flachankermagneten	
k_F	Füllfaktor	

Symbol	Bedeutung	Einheit ¹⁾
$k_{l,AGS}$	relative Länge des Ankergegenstückes beim Tauchankermagneten	
$k_{r,AAS}$	Faktor für die Ankerabschrägung beim Flachankermagneten	
k_{smooth}	Glättungsfaktor	
$k_{Stoß}$	Stoßzahl	
l	Länge (allgemein)	m
l_{AGS}	Länge des Ankergegenstückes	m; mm
l_{Ank}	Ankerlänge beim Tauchankermagneten	m; mm
l_{DrR}	Länge des Druckrohres	m; mm
l_{KLB}	Länge der Kennlinienbeeinflussung	m; mm
L_{mag}	“magnetische Induktivität”; Wirbelstromleitwert	A V ⁻¹
L_{Spule}	elektrische Induktivität der Magnetspule	H=Vs A ⁻¹
$l_{Wdg,m}$	(Draht-)Länge einer mittleren Windung der Magnetspule	m; mm
l_{Wirb}	Länge eines Wirbelstrompfades	m; mm
m_{Ank}	Ankermasse	kg; g
m_{zus}	zusätzliche (Nutz-)Masse	kg; g
m_{bew}	Gesamtmasse der bewegten Teile	kg; g
m_1, m_2	Geradenanstieg	
n	wirksame Windungszahl einer Schraubendruckfeder	
n_t	Gesamtwindungszahl einer Schraubendruckfeder	
n_{Lagen}	Anzahl der Drahtlagen der Spulenwicklung	
$n_{Wind./Lage}$	Anzahl der Windungen je Drahtlage der Spulenwicklung	
$n_{Wind.l.Lage}$	Anzahl der Windungen in der äußeren Drahtlage	
P_V	elektrische Verlustleistung	W
$P_{V,zul}$	zulässige elektrische Verlustleistung	W
$r_{Ank,AS}$	Ankeraußenradius beim Flachankermagnet auf der magnetkreisabgewandten Seite	m; mm
$r_{Ank,MKS}$	Ankeraußenradius beim Flachankermagnet auf der magnetkreiszugewandten Seite	m; mm
$r_{DrR,a}$	Außenradius des Druckrohres beim Tauchankermagneten	m; mm
$r_{DrR,i}$	Innenradius des Druckrohres beim Tauchankermagneten	m; mm
$rel ED$	relative Einschaltdauer	
$rel ED^*$	korrigierte relative Einschaltdauer; verlustleistungsbezogen bei Vorhandensein einer Einschalt-Übererregung	
r_{ges}	Außenradius (radiale Gesamtabmessung) des Magnetkreises	m; mm
$r_{K,a}$	Außenradius des Magnetkerns	m; mm
$r_{K,i}$	Innenradius des Magnetkerns (Kernbohrungsradius)	m; mm
$r_{KLB,a}$	Außenradius der Kennlinienbeeinflussung beim Tauchankermagneten	m; mm

Symbol	Bedeutung	Einheit ¹⁾
$r_{KLB,i}$	Innenradius der Kennlinienbeeinflussung beim Tauchanker-magneten	m; mm
R_m	Zugfestigkeit	N mm ⁻²
R_{mag}	magnetischer Widerstand	A V ⁻¹ s ⁻¹
$r_{M,a}$	Außenradius des Magnetkreismantels	m; mm
$r_{M,i}$	Innenradius des Magnetkreismantels	m; mm
R_p	Parallelwiderstand (Bedämpfung der Abschaltspannungsspitze)	Ω
R_{Spule}	Wicklungswiderstand der Magnetspule	Ω
R_{th}	thermischer Widerstand	K W ⁻¹
s_h	Federarbeitsweg	m; mm
t	Zeit (allgemein)	s
T	Temperatur (bezogen auf Kelvin-Skala)	K
t_{Boost}	Zeitdauer der Boostphase/Übererregung	s; ms; μs
t_{11}	Ansprechverzug	s; ms; μs
t_{12}	Hubzeit	s; ms; μs
t_1	Anzugszeit	s; ms; μs
t_{1P}	Anzugszeit einschließlich der Abklingdauer von Prellvorgängen bei angezogenem Anker	s; ms; μs
t_{1S}	Beruhigungszeit der Prellvorgänge bei angezogenem Anker	s; ms; μs
t_{21}	Abfallverzug	s; ms; μs
t_{22}	Rücklaufzeit	s; ms; μs
t_2	Abfallzeit	s; ms; μs
t_{2P}	Abfallzeit einschließlich der Abklingdauer von Prellvorgängen bei abgefallenem Anker	s; ms; μs
t_{2S}	Beruhigungszeit der Prellvorgänge bei abgefallenem Anker	s; ms; μs
t_5	Dauer der Einschaltphase (eingeschaltete Spule)	s; ms; μs
t_6	Dauer der Pause (ausgeschaltete Spule)	s; ms; μs
t_7	Zyklusdauer	s; ms; μs
U	elektrische Spannung (allgemein)	V
U_B	Betriebsspannung des elektrischen Leistungsstellgliedes	V
U_{Boost}	Spulenklemmenspannung während der Übererregungsphase	V
U_H	Haltespannung; Spulenklemmenspannung während der Haltephase	V
V	Volumen (allgemein)	m ³
V_{mag}	magnetischer Spannungsabfall	m ³ ; mm ³
w	Windungszahl der Magnetspule	
w	Wickelverhältnis bei Schraubenfedern	
$W_{Beschl,an,max}$	maximal mögliche Beschleunigungsarbeit des Anzugsvorganges	Nm; mNm

Symbol	Bedeutung	Einheit ¹⁾
$W_{\text{Beschl,an,umg}}$	umgesetzte Beschleunigungsarbeit des Anzugsvorganges	Nm; mNm
$W_{\text{Beschl,ab,max}}$	maximal mögliche Beschleunigungsarbeit des Rückstellvorganges	Nm; mNm
$W_{\text{Beschl,ab,umg}}$	umgesetzte Beschleunigungsarbeit des Rückstellvorganges	Nm; mNm
$W_{\text{mag,Co}}$	magnetische Co-Energie	Nm; mNm
w_r	überschlägige Windungszahl der Magnetspule (Rechenhilfsgröße, reellwertig)	
$x(t)$	Ankerbewegung, -position	m; mm, μm
x_{Hub}	Ankerhub; Arbeitsweg des Schaltmagneten	m; mm, μm
α	Wärmeübergangskoeffizient	$\text{W m}^{-2} \text{K}^{-1}$
δ	Größe des Arbeitsluftspaltes	m; mm, μm
$\delta_{a,\text{zus}}$	zusätzlicher Luftspalt zwischen Ankerscheibe und Mantel beim Flachankermagneten	m; mm, μm
δ_i	innerer Luftspalt zwischen Ankerscheibe und Kern beim Flachankermagneten	m; mm, μm
δ_{max}	Maximalluftspalt	m; mm, μm
δ_{min}	Minimalluftspalt	m; mm, μm
δ_{par}	parasitärer Luftspalt beim Tauchankermagneten	m; mm, μm
ε	Emissionsgrad der strahlenden Fläche	
ϑ	Temperatur (allgemein); bezogen auf Celsius-Skala	$^{\circ}\text{C}$
$\Delta \vartheta_{\text{ü}}$	Übertemperatur	K
Θ	Durchflutung (allgemein)	A (A Wdg)
Θ_H	Durchflutung während der Haltephase	A (A Wdg)
κ_{el}	spezifische elektrische Leitfähigkeit	S m^{-1}
κ_{Wirb}	spezifische elektrische Leitfähigkeit eines Wirbelstrompfades	S m^{-1}
λ	Wärmeleitfähigkeit	$\text{W m}^{-1} \text{K}^{-1}$
μ	Permeabilität	$\text{Vs A}^{-1} \text{m}^{-1}$
μ_0	magnetische Feldkonstante	$4 \pi 10^{-7}$ $\text{Vs A}^{-1} \text{m}^{-1}$
σ	Stefan-Boltzmannsche-Strahlungskonstante	$5.67032 10^{-8}$ $\text{W m}^{-2} \text{K}^{-4}$
τ_{el}	elektrische Zeitkonstante	s; ms, μs
τ_{zul}	zulässige Schubspannung im Federdraht einer Schraubenfeder	N mm^{-2}
τ_{kc}	korrigierte Schubspannung bei Blocklänge im Federdraht einer Schraubenfeder	N mm^{-2}
τ_{kU}	korrigierte Unterspannung im Federdraht einer Schraubenfeder	N mm^{-2}
τ_{kO}	korrigierte Oberspannung im Federdraht einer Schraubenfeder	N mm^{-2}
φ	Winkel	$^{\circ}$, rad

Symbol	Bedeutung	Einheit ¹⁾
Φ	magnetischer Fluß	Vs
Ψ	verketteter magnetischer Fluß	Vs

¹⁾ Bei Angabe von mehreren Einheiten (z. B.: m; mm) ist die SI-Einheit und als weiteres die Einheit(en) in der für den Entwurf von Elektromagneten üblichen Größenordnung angegeben.

Abkürzung	Bedeutung
CCD	charge coupled device; Zeilen- oder Bildsensor mit Ladungsverschiebung
BEM	Boundary Element Method
FDM	Finite Difference Method
FEM	Finite Element Method
FOS	Faseroptischer Sensor
FS	full scale
MK	Magnetkreis
PSD	position sensitive detector; positionsempfindlicher (optoelektronischer) Sensor
Wdg	Windung(en)

Kapitel 1

Einleitung

1.1 Stand der Technik

Elektromagnete gehören neben einer Reihe anderer Antriebe zu den klassischen elektromagneto-mechanischen Energiewandlern. Hauptsächliche Anwendung findet der Elektromagnet überall dort, wo eine Bewegung im Bereich einiger Hundert Mikrometer bis einiger Millimeter erfolgen soll: Relais, Magnetventile, Antrieb für Nadel- und Typenraddruckköpfe¹⁾, u.v.a.m.

Der Elektromagnet selbst besitzt i.a. den Vorzug der Robustheit, ist zuverlässig in der Funktion und kann durch seinen einfachen Aufbau auch ohne Spezialtechnologien gefertigt werden.

Das heißt aber nicht, daß in Elektromagneten bzw. dem gesamten System, bestehend aus Energieversorgung, Leistungsendstufe, Elektromagnet, mechanischem Wirkelement und Steuerung, kein Know How enthalten ist. In den letzten Jahren sind bei einigen Anwendungen Systeme entstanden, die vor ein bis zwei Jahrzehnten völlig unrealistisch in ihrer Machbarkeit erschienen. Einerseits haben die Material- und Technologieentwicklung, andererseits aber auch die Herangehensweise und neue Dimensionierungsverfahren zu bemerkenswerten Lösungen geführt. Beispielsweise seien hier Kleinleistungsrelais genannt, die ohne einen Schalttransistor als Leistungsstellglied direkt an die Gatterausgänge integrierter Logikschaltkreise angeschlossen werden können.

Im Diagramm in Abb. 1 ist eine Übersicht über den gegenwärtigen technischen Stand der Leistungsfähigkeit einiger Aktorsysteme angegeben. Das derzeitige Entwicklungspotential für Elektromagnete wird im Schaltzeitenbereich kleiner einer Millisekunde bei Kräften im Bereich von wenigen bis einigen Hundert Newton eingeschätzt.

¹⁾ Nadel- und Typenraddrucker sind heute noch weit verbreitet in Kassenterminals sowie im Rechnungswesen und in der Logistik bei Ausdrucken mit Durchschlagpapier (Rechnungen, Lieferscheine).

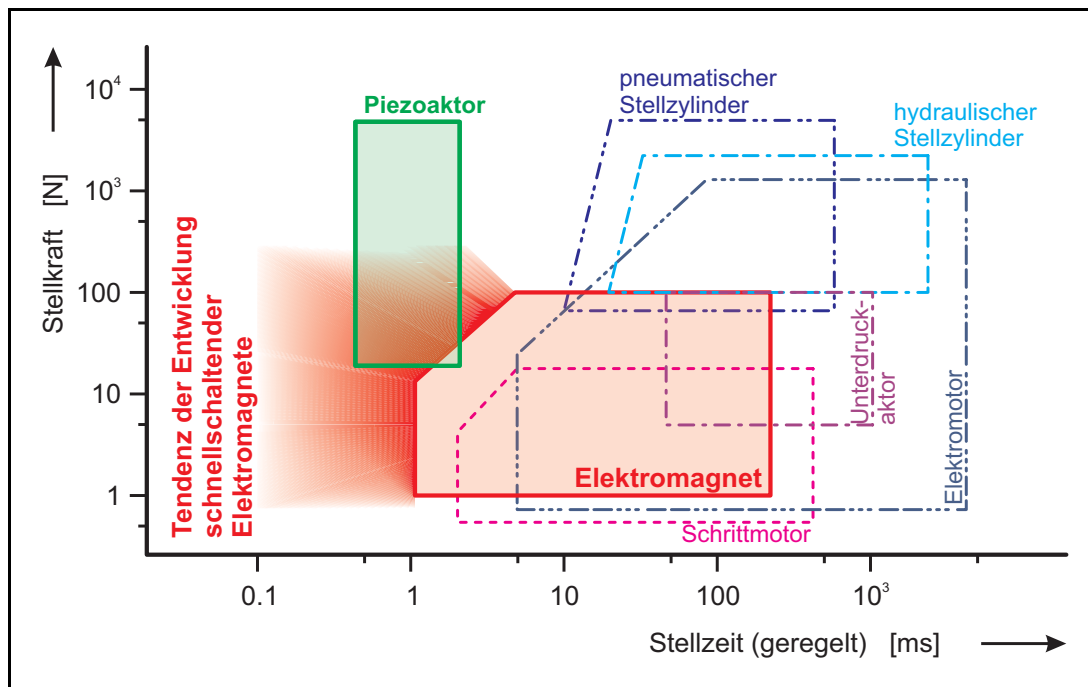


Abb. 1 Stand der Technik des Zusammenhangs Stellkraft-Stellzeit (geregelt) für wichtige Aktoren (Quelle: /ISERM/) mit ergänzter Angabe der Entwicklungstendenz für Elektromagnete

Ein großes Anwendungsfeld der Elektromagnete ist der Magnetventilantrieb, sowohl als Schaltmagnetventil als auch als Proportionalstellglied. Bei ersterem sind bisher Lösungen mit Schaltzeiten im Millisekundenbereich bekannt. Eine Alternative für extrem schnellschaltende Ventilantriebe stellen Piezoaktoren dar. Sie haben allerdings den Nachteil hoher elektrischer Spannungen und großer Parameterschwankungen beim Einsatz über einen großen Temperaturbereich und weisen ebenfalls starke lebensdauerabhängige Parameteränderungen auf.

Daß es auch möglich ist, schnellschaltende Ventile mit einem robusten Elektromagnetantrieb mit Schaltzeiten im Bereich einiger Hundert Mikrosekunden zu entwickeln, hat sich im Laufe meiner mehrjährigen Forschungsarbeiten innerhalb eines im Fachgebiet Mechatronik der Fakultät für Maschinenbau an der Technischen Universität Ilmenau bearbeiteten Industrieforschungsthemas herausgestellt.

Zur Kennzeichnung hochdynamischer Elektromagnetantriebe soll deshalb in dieser Dissertationsschrift folgende Definition dienen:

Hochdynamische Elektromagnete sind solche Magnetantriebe, die

- einen Bauraum von wenigen Kubikzentimetern einnehmen,
- eine Magnet-(halte)-Kraft von 50 ... 150 N aufbringen und
- eine Hub- bzw. Rücklaufzeit von weniger als einer Millisekunde aufweisen.

In der Vergangenheit sind Elektromagnete vorrangig nach statischen Gesichtspunkten ausgelegt worden. Zu den Spezifikationsparametern zählen z. B. die Mindestanzugskraft, Mindesthalte- kraft und minimale Magnetarbeit. Aufgabenstellungen zum Entwurf von Elektromagneten unter Beachtung der Dynamik sind meist durch Ableitung geeigneter beschreibender Parameter auf die magnetostatische Betrachtungsweise zurückgeführt worden. Die Einhaltung der geforderten Dynamikspezifikation ist ausschließlich durch schaltungstechnische Maßnahmen realisiert worden, wobei hierbei die Auslegung des Leistungsstellgliedes erst im Anschluß an die Fertig- stellung von Labormustern der Elektromagnete und deren erste experimentelle Untersuchung erfolgte.

Beim konstruktiven Entwicklungsprozeß bedient sich heute der Konstrukteur einer Vielzahl von Entwurfs- und Simulationswerkzeugen, um letztendlich für eine Vielzahl, oft auch nicht direkt überschaubarer Einflußparameter ein Optimum hinsichtlich der Funktion und Wirtschaftlichkeit zu erlangen. Bisher hat es allerdings für den speziellen Anwendungsfall der Elektromagnetdi- mensionierung unter Beachtung der Systemdynamik kein in sich geschlossenes Entwickungs- werkzeug gegeben. Lediglich einzelne, den Entwurfsprozeß unterstützende Insellösungen sind bekannt. Die den Entwurfsprozeß unterstützenden Software-Werkzeuge dienen i.a. der Analyse des technischen Systems. FEM-Programme (z. B. *MAXWELL*, *ANSYS*, *PROFI/PROFI transient*) und blockorientierte Dynamiksimulationstools (z. B. *MatLab/Simulink*) sind reine Analysewerk- zeuge, wobei die zu untersuchenden technischen Systeme als bereits konstruktiv ausgelegte Systeme bekannt sein müssen.

Die dann stattfindende “serielle” Anwendung der einzelnen eigenständigen Tools bei Simula- tionsuntersuchungen erfordert einen Datenaustausch/eine Datenübergabe der jeweils im Be- arbeitungsschritt relevanten Modelldaten. Die z.Z. kommerziell verfügbaren Software-Tools weisen dagegen eher weniger gut ausgebildete Kopplungsmöglichkeiten auf. Die ganzheitliche Betrachtungsweise mechatronischer Systeme im Entwurfsprozeß, die gerade für schnellschalten- de Elektromagnetsysteme unabdingbar ist, wird dadurch erheblich erschwert.

Mit dem Buch *Der Gleichstrommagnet* von Prof. Kallenbach /KALLENB-1/ ist erstmals in der 1. Auflage von 1969 ein umfassendes Werk zu den Eigenschaften und zur Vorgehensweise der Auslegung von neutralen Elektromagneten erschienen. Mit der Entwicklung des PCs mit schnellen Prozessoren und großem Arbeitsspeicher ist es aber erst Anfang der 90er Jahre möglich gewesen, die hier beschriebene prinzipielle Grobdimensionierung in einem Software- Tool /STURGEON/ zu implementieren, welches eine Optimierung des Bauraumes des Magnet- kreises unter Einhaltung statischer Kraft- und thermischer Restriktionen nach einem Rastersuch- verfahren vornimmt. Die wesentlichen theoretischen Arbeiten, die zu diesem Tool geführt haben, sind in der Diplomarbeit /FEINDT-1/ dokumentiert. Dieses Software-Tool zur Magnet- kreisauslegung besitzt einige Merkmale, die eine Auslegung hochdynamischer Elektromagnete einschränken bzw. nur durch umständliches und zeitaufwendiges Vorgehen durch den Bediener umgangen werden können:

- Es werden nur statische Kräfte berücksichtigt (Anzugskraft, Haltekraft). Die Einbeziehung des Feder-Masse-Systems *bewegter Anker* und *Rückstellfeder* in die Optimierung erfolgt nicht. Die zu Beginn der Magnetauslegung unbekannt Ankermasse, die entscheidend für die erreichbare Dynamik schnellschaltender Elektromagnete ist, kann nur als geschätzter Vorgabewert in die anzugebenden Kraftrestriktionen einfließen. Gleiches gilt für die Federparameter *Federvorspannkraft* $F_{Fed,0}$ und *Federrate* c_{Fed} .
- Für den gesamten Magnetkreis kann nur ein einziges Magnetkreismaterial berücksichtigt werden. Es ist kein Mix unterschiedlicher Materialien für die einzelnen Bereiche (Anker, Kern, Mantel, ...) des Eisenkreises möglich. Der innerhalb des Eisenkreises funktional bedingte Einsatz geeigneter Konstruktionswerkstoffe mit spezifischen Werkstoffeigenschaften kann dabei in der Grobdimensionierung nicht berücksichtigt werden.
- Der Magnetkreis wird unter der Voraussetzung eines konstanten Magnetflußquerschnittes über die gesamte Flußröhrenlänge im Eisenkreis und Arbeitsluftspalt dimensioniert. Das Optimierungsziel ist dabei eine gute Ausnutzung des durch die nichtlineare B-H-Kennlinie flußbegrenzend wirkenden Eisens. Gewöhnlich liegt dann der optimale Arbeitspunkt für das Eisenmaterial im Bereich des Sättigungsknickes der B-H-Kennlinie. Für bestimmte Gebiete des Eisenkreises, z. B. für den bewegten Anker, kann es aber günstiger sein, wenn das Eisenmaterial hier leichte Sättigungserscheinungen aufweist, um bei reduziertem Flußquerschnitt das Ankervolumen und die dynamikbeeinflussende (bewegte) Masse zu verringern.
- Das mathematisch-physikalisch-technische Bindeglied sind Netzwerke für den Magnetkreis und die Berücksichtigung thermischer Bedingungen. Die im Software-Tool *STURGEON* implementierten Netzwerke sind durch den Anwender nicht an das jeweilige Problem adaptierbar.

Mit der Fertigstellung der Dissertationsschriften /FEINDT-2/ und /STRÖHLA-1/ standen zu Beginn der Ausarbeitung dieser Dissertationsschrift auch erste softwaretechnische Umsetzungen mit der Möglichkeit einer dynamikorientierten Magnetkreisauslegung als Programm *OptiMag* bzw. *MagCalc* zur Verfügung. Inzwischen ist ein komplexes Programm zur netzwerkbasierter Magnetkreisberechnung unter dem Namen *SESAM* verfügbar.

1.2 Aufgabenstellung

In der heutigen Zeit besteht bei der konstruktiven Auslegung technischer Systeme oft die Notwendigkeit, sie bis an die physikalischen Grenzen unter Beachtung der Wirtschaftlichkeit des Systems auszulegen. Dies hat sich besonders bei hochdynamischen Systemen herausgestellt. Oft ist dabei auch ein Kompromiß von gegenläufig wirkenden Einflußgrößen hinsichtlich Funktion bzw. Parameterspezifikation des technischen Systems und Wirtschaftlichkeit (z. B. Materialeinsatz, Herstellungsaufwand, Energieaufwand im Betrieb, ...) zu finden.

Um derartige Aufgabenstellungen optimal lösen zu können, ist im Entwurfsprozeß der Einsatz effizienter Software-Tools erforderlich. Die Effizienz bezieht sich dabei nicht nur auf den (Rechen)-Zeitaufwand, den ein Entwurfswerkzeug zum Ermitteln einer optimalen Lösung benötigt, sondern besteht auch in der Möglichkeit der einfachen Modellierung des komplexen Systems *Leistungsstellglied - Elektromagnet - Wirkelement* mit all seinen dynamikrelevanten Parametern.

Die Forderung nach rechenzeiteffizienten Software-Tools resultiert aus der Spezifik des Entwurfs mechatronischer Systeme. Das wird gerade bei schnellschaltenden Elektromagneten deutlich: Die Auslegung der einzelnen Systemkomponenten muß weitgehend parallel erfolgen. Durch die Ausnutzung der Eigenschaften der stark verkoppelten Teilsysteme bis an die Grenze des physikalisch-technisch Machbaren ist im Entwurfsprozeß öfter als bei der Auslegung von Magnetkreisen nach rein statischen Gesichtspunkten ein Re-Design der Einzelkomponenten erforderlich.

In der vorliegenden Arbeit werden Erfahrungen beim Entwurf schnellschaltender neutraler Elektromagnetventile dokumentiert hinsichtlich

- Kennzeichnung von dynamikbeeinflussenden Faktoren, insbesondere bei zylindrischen Flachankermagneten,
- der Ausarbeitung und Anwendung netzwerkbasierter Magnetkreismodelle für Optimierungsberechnungen bei der Grobdimensionierung unter Berücksichtigung des thermischen Verhaltens und Dynamiksimulation,
- Spulendimensionierung unter dem Gesichtspunkt von Drahtsorten diskret abgestufter Durchmesser,
- Gewinnung von experimentellen Daten.

Die in dieser Dissertationsschrift angegebenen Beispiele stützen sich hauptsächlich auf Simulationsuntersuchungen an Magnetkreisen neutraler Flachankermagnete.

1.3 Struktur und Eigenschaften eines Elektromagnetsystems

1.3.1 Übersicht über die Systemkomponenten

Um sich einen Überblick über die dynamikbeeinflussenden Parameter verschaffen zu können, soll zunächst eine Übersicht über die verkoppelten Teilsysteme der elektro-magneto-mechanischen Energiewandlung des Elektromagneten angegeben werden. Beispielsweise ist in /FEINDT-2/ im Kap. 2.2 eine Darstellung aufgeführt, in der die physikalisch-technischen Eigenschaften der Teilsysteme mit Ersatzschaltbildern beschrieben werden. Nachteilig bei dieser Darstellung ist allerdings die nicht vorhandene Übersicht der gegenseitigen Verkoppelungen und Rückwirkungen der Teilsysteme.

In Abb. 2 ist in Anlehnung an /RÖMER/ eine umfassende Darstellung der Grundstruktur eines Elektromagneten abgebildet, wobei die Verkoppelungen der Teilsysteme durch hinterlegte Flächen deutlicher herausgearbeitet wurde. Die Verkoppelung der Teilsysteme ist gerade für die Betrachtung des Elektromagneten als dynamisches System zu berücksichtigen. Für die Untersuchung des statischen bzw. stationären Verhaltens kann diese Struktur vereinfacht werden, indem die interessierenden Teilsysteme einzeln betrachtet und die nicht relevanten Einflußgrößen

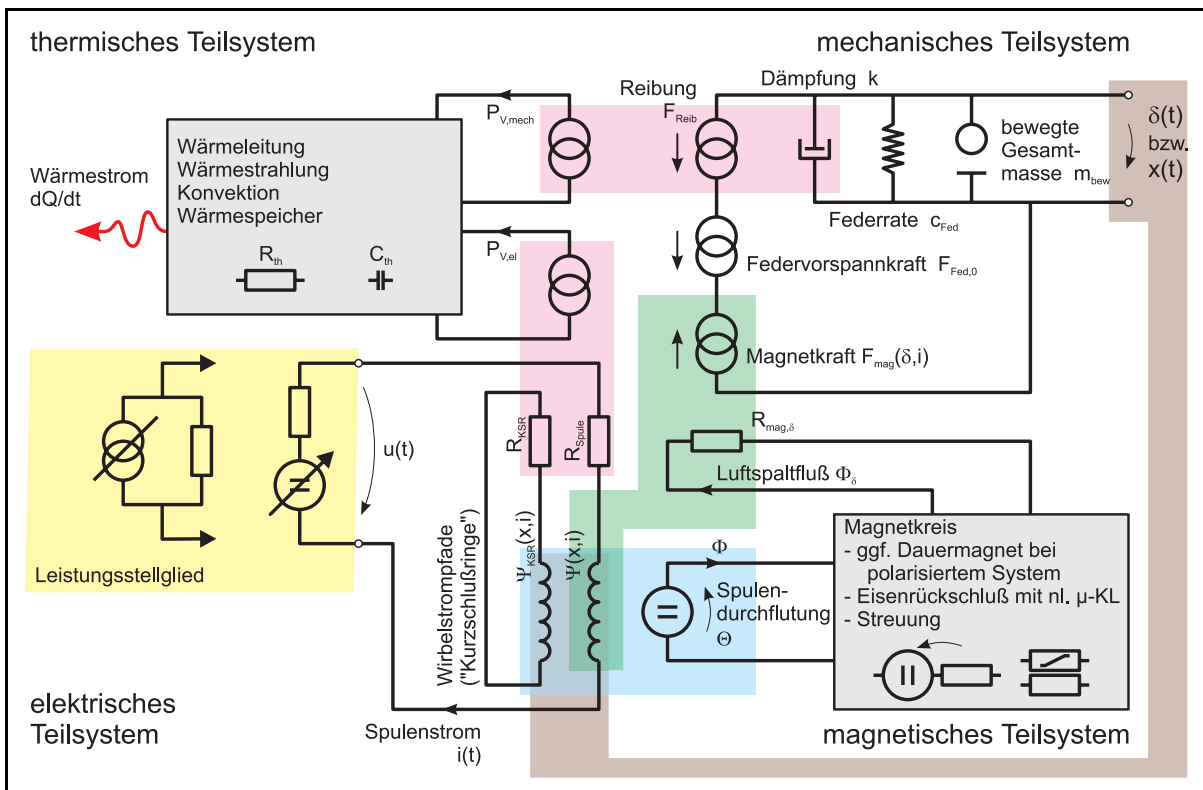


Abb. 2 Grundstruktur eines Elektromagnetsystems mit Kennzeichnung der wechselseitigen Beeinflussung der Teilsysteme

vernachlässigt und die Verkopplung als Input des jeweiligen Teilsystems berücksichtigt werden.

Die einzelnen Teilsysteme kann man dabei durch die folgenden Merkmale und Eigenschaften charakterisieren:

elektrisches Teilsystem:

- Bereitstellung/Aufbereitung der elektrischen Energie (Leistungsstellglied mit Charakteristik *Spannungseinprägung* oder *Stromeinprägung*), ggf. beaufschlagt mit einem zeitlichen Ansteuerregime,
- Spule des Elektromagneten mit dem temperaturabhängigen elektrischen Wicklungswiderstand sowie Selbst- und Bewegungsinduktion, repräsentiert durch:

$$\frac{d\Psi(i(t),x(t))}{dt} = \frac{\partial\Psi(i(t),x(t))}{\partial i(t)} \frac{\partial i(t)}{\partial t} + \frac{\partial\Psi(i(t),x(t))}{\partial x(t)} \frac{\partial x(t)}{\partial t} = L_{Spule}(x) \frac{di}{dt} + \frac{d\Psi(i)}{dx} \dot{x}, \text{ (vgl.}$$

auch (1) auf S. 8)

- gegebenenfalls vorhandene Wirbelstrompfade im Magnetkreis,

magnetisches Teilsystem:

- Eisenkreis mit nichtlinearer hysteresebefahter B-H-Kennlinie,
- gegebenenfalls vorhandene Dauermagnete in polarisierten Magnetkreisen,
- Arbeitsluftspalt,
- gegebenenfalls vorhandene Nebenluftspalte (parasitäre Luftspalte),
- Streuung,

mechanisches Teilsystem:

- bewegte Gesamtmasse m_{bew} aus Ankermasse m_{Ank} und Masse des Wirkelementes m_{zus} ,
- mechanische Führung/Lagerung des Ankers mit Reibung und Dämpfung,
- Rückstellfeder mit Federrate c_{Fed} und Federvorspannkraft $F_{Fed,0}$ bzw. Federkraftkennlinie,
- gegebenenfalls Berücksichtigung nichtlinearer mechanischer Vorgänge wie Haft-/Gleitreibung und Prellvorgänge bei Ankeranschlag,

thermisches Teilsystem:

- elektrische und mechanische Verlustenergieanteile, die in Form von Wärmeenergie über die Magnetsystemgrenze (Magnetkreisoberfläche) an die Umgebung abgegeben werden müssen.

Die Verkopplung der Teilsysteme der elektro-magneto-mechanischen Energiewandlung läßt sich mit dem folgenden Differentialgleichungssystem beschreiben:

$$u(t) = i(t) R_{Spule} + \frac{d\Psi(i(t),x(t))}{dt} \quad (1)$$

$$m_{bew} \ddot{x} + (k \dot{x} + F_{Reib} \text{sign}(\dot{x})) + (c_{Fed} x + F_{Fed,0}) = F_{mag}(x(t),i(t)) \quad (2)$$

$$F_{mag} = \frac{\partial W_{mag,co}}{\partial \delta} = \frac{\partial}{\partial \delta} \int_0^{I_0} \Psi(i,\delta) di \quad (3)$$

mit:

$u(t)$	Spannung an den Klemmen der Spule	$x(t)$	Hub, Ankerbewegung
$i(t)$	Spulenstrom	$\delta(t)$	Luftspalt, $\delta(t) = \delta_{max} - x(t)$
R_{Spule}	Spulenwicklungswiderstand	m_{bew}	bewegte Masse
Ψ	verketteter magnetischer Fluß $w \cdot \Phi$	c_{Fed}	Federrate
		$F_{Fed,0}$	Federvorspannkraft für $x = 0$
		k	Dämpfungskonstante
		F_{Reib}	Reibkraft
		F_{mag}	Magnetkraft

Die bewegte Masse m_{bew} in (2) setzt sich dabei aus der (Nutz)-Masse des Ventilschiebers m_{zus} und der Ankermasse m_{Ank} zusammen. Erstere muß durch Abschätzung des zu konstruierenden Gesamtsystems vorgegeben werden, die zweite ergibt sich im Grobdimensionierungsverlauf.

Zur Berücksichtigung der thermischen Nebenbedingung der im Magnetvolumen maximal umsetzbaren/zulässigen thermischen Verlustleistung ist noch folgende weitere Differentialgleichung anzuwenden:

$$P_V = C_{th} \frac{d\vartheta_{ii}(t)}{dt} + \frac{1}{R_{th}} \vartheta_{ii}(t) \quad (4)$$

mit:

P_V	thermische Verlustleistung	$\vartheta_{ii}(t)$	Übertemperatur (i.a. bezogen auf 20 °C)
C_{th}	Wärmekapazität des Magneten		
R_{th}	thermischer Gesamtwiderstand		

Die Berücksichtigung des thermischen Teilsystems als Nebenbedingung ergibt sich aus dem Zusammenhang, daß für das zeitliche Ansteuerregime des Elektromagneten durch die Eigen erwärmung infolge thermischer Verlustleistung eine maximal zulässige Einsatztemperatur nicht überschritten wird. Da Erwärmungsprozesse bei Elektromagneten mit thermischen Zeitkonstanten ablaufen, die i.a. drei oder mehr Größenordnungen unterschiedlich zu den Steuerzeiten des Ansteuerregimes sind, wird oft nur der stationäre Zustand der Erwärmung bei der Auslegung

von Elektromagneten berücksichtigt. Die obere Grenze der maximal zulässigen Einsatztemperatur kann sich allgemein aus dem Schutz des Anwenders vor unzulässig hohen Temperaturen und/oder aus maximalen Materialeinsatztemperaturen ergeben. Beim Elektromagnet wird oft die maximal zulässige Temperatur für den Spulendraht angesetzt.

1.3.2 Charakterisierung der dynamischen Eigenschaften von Elektroschaltmagneten

Für die Charakterisierung des dynamischen Verhaltens werden die Schaltzeiten herangezogen. In den Diagrammen von Abb. 3 sind folgende Parameter lt. DIN VDE 0580 im zeitlichen Verlauf von Spulenstrom $i(t)$, Magnetkraft $F_{mag}(t)$ und Ankerbewegung $x(t)$ gekennzeichnet:

- Ansprechverzug t_{11} : Zeitspanne zwischen Einschalten und Erreichen einer Magnetkraft, die so groß ist, daß alle Gegenkräfte überwunden werden und der Magnetanker sich zu bewegen beginnt,
- Hubzeit t_{12} : Zeitspanne zwischen Beginn der Ankerbewegung und erstem Anschlagen des Ankers am Ankergegenstück,
- Abfallverzug t_{21} : Zeitspanne zwischen Ausschaltzeitpunkt und Erreichen einer Magnetkraft, die kleiner als die rückstellende (Feder)-Kraft ist und der Magnetanker sich zu bewegen beginnt,
- Rücklaufzeit t_{22} : Zeitspanne zwischen Beginn der Ankerrückstellbewegung und dem ersten Erreichen der Ausgangslage

sowie den Gesamtzeiten für Anzugs- und Abfallvorgang

- Anzugszeit t_1 ,
- Abfallzeit t_2 .

Bedingt durch die Eigenelastizität der bewegten Teile und der Anschläge kommt es zu Prellvorgängen, die durch die Beruhigungszeiten t_{s1} und t_{s2} (Sicherheitszeitspanne für das Abklingen der Prellvorgänge) bzw. Anzugs-/Abfallzeit inkl. Prellvorgänge t_{1p} und t_{2p} charakterisiert werden können.

Es ist sinnvoll, als Erweiterung der in der DIN VDE 0580 angegebenen Zeitbegriffe für die Zeitphasen des Bewegungsverzuges eine Zeit für einen zurückgelegten Weg von 5% des Ankerhubes x_{Hub} anzugeben. Diese Zeiten lassen sich z. B. bei experimentellen Überprüfungen einfacher aus den gewonnenen Meßdaten ermitteln. Bedingt durch verrauschte Meßsignale ist ein Bestimmen von t_{11} und t_{21} aus der flach ansteigenden Kennlinie $x(t)$ kurz nach Bewegungsbeginn nur schwer möglich.

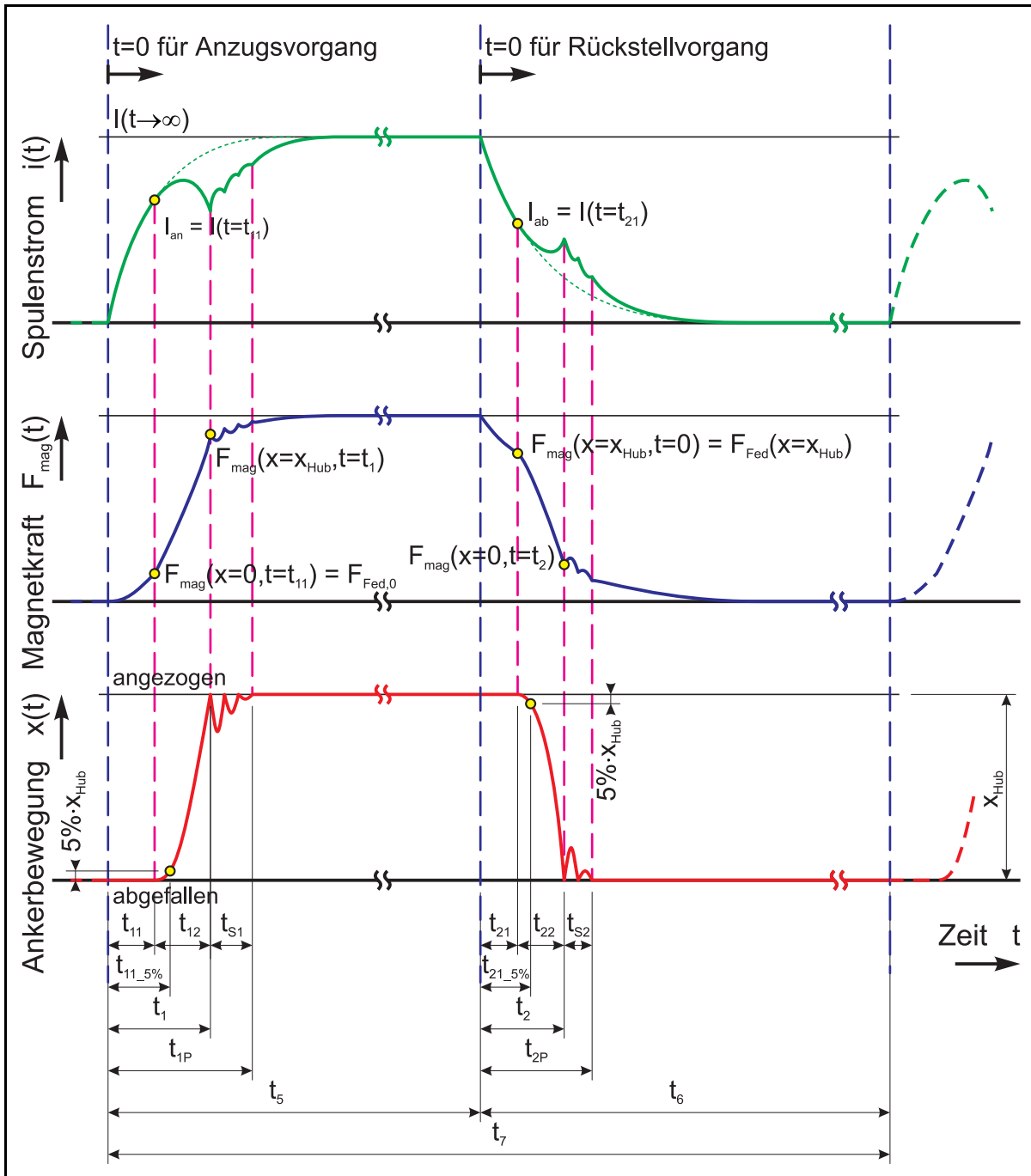


Abb. 3 Physikalisch-technische Größen zur allgemeinen Beschreibung der Magnetdynamik (Beispiel: Betrieb des Elektromagneten an einer einfachen Schaltstufe, vgl. Abb. 18 auf S. 38)

Wird der Elektromagnet periodischen Schaltvorgängen unterzogen, sind für die Charakterisierung der relativen Einschaltdauer die Einschaltzeit t_5 und die Pausenzeit t_6 von Bedeutung. Die Summe beider Zeiten stellt die Spieldauer/Zykluszeit t_7 dar. Die relative Einschaltdauer hat einen Einfluß auf den Zusammenhang von Magnetvolumen/Bauraum und den zu beachtenden thermischen Nebenbedingungen. Eine Abhandlung zur relativen Einschaltdauer bezüglich der Verlustleistung ist im Abschnitt *Bedeutung der relativen Einschaltdauer* ab S. 60 angegeben.

Nutzt man die elektrische Zeitkonstante

$$\tau_{el} = \frac{L_{Spule}}{R_{Spule}} \quad (5)$$

für die Beschreibung des verzögerten Stromanstieges bzw. -abfalls, so muß beachtet werden, daß diese für den Anzugs- und Abfallvorgang unterschiedlich groß ist: Bei angezogenem Anker ergibt sich durch den kleineren Luftspaltwiderstand eine größere Induktivität nach

$$L_{Spule} = \frac{w^2}{R_{mag}} \quad (6)$$

und somit eine größere Zeitkonstante gegenüber dem Fall mit abgefallenem Anker. Durch die Ankerpositionsabhängigkeit des magnetischen Gesamtwiderstandes und die damit verbundene Ankerpositionsabhängigkeit der Induktivität $L_{Spule} = L(x)$ ist ihre Verwendung zur Beschreibung des zeitlichen Verhaltens des elektrischen Teilsystems in Simulationen schnellschaltender Elektromagnete nur eingeschränkt anwendbar. Sie und die daraus abgeleiteten elektrischen Zeitkonstanten können als Kriterium für den Fall des festgehaltenen Ankers herangezogen werden, wenn man z. B. Magnete untereinander vergleichen will (siehe /FEINDT-2/).

Kapitel 2

Unterstützung des Entwurfsprozesses durch Simulations-Softwaretools

2.1 Konstruktiver Entwicklungsprozeß

Beim methodischen Entwurf technischer Systeme wird eine Vorgehensweise empfohlen, wie sie allgemein in den VDI-Richtlinien VDI 2221/2222 bzw. speziell für mechatronische Systeme in der VDI-Richtlinien VDI 2206 beschrieben ist. Die Funktionsstruktur mechatronischer Systeme wird i.a. durch die verkoppelten Teilsysteme bestimmt. Bei Elektromagnetantrieben lassen sich die Teilfunktionen des gesamten Antriebssystems z. B. anhand Abb. 2 auf S. 6 ableiten. Die hier verdeutlichte Abhängigkeit der Teilsysteme untermauert die Besonderheit beim Entwurf mechatronischer Systeme: Die physikalisch-technisch bedingte Verkopplung der Teilsysteme führt nur dann zu einem Synergieeffekt bei den Produkteigenschaften, wenn die gegenseitige Abhängigkeit bereits beim Grobentwurf berücksichtigt wird. Die Folge ist eine weitgehend parallelisierte anstatt der seriellen Herangehensweise bei der Auslegung der Teilsysteme.

Gerade bei hochdynamischen Antrieben, die bis an die Grenzen der physikalisch bedingten Machbarkeit ausgelegt werden müssen, bringt dieser Parallelentwurf verkoppelter Teilsysteme seine Probleme mit sich. Oft liegen zu Beginn einer Projektbearbeitung sehr hochgesteckte Ziele bezüglich der geforderten Dynamik vor. Im Laufe der Projektbearbeitung stellen sich dann aber erst die Grenzen der Realisierbarkeit dar. Unter dem Einfluß der Wirtschaftlichkeit der Herstellung und/oder des Betriebes des technischen Systems müssen dann oft die spezifizierten "Wunsch"parameter entschärft werden. Dadurch ist ein öfteres Re-Design einzelner bzw., durch die starke Verkopplung der Teilsysteme bedingt, mehrerer Komponenten erforderlich. Gerade unter diesem Aspekt ist auch der Einsatz effizienter Tools zur Unterstützung des Entwurfsprozesses notwendig.

2.2 Anwendung von Tools auf Netzwerkbasis zur Berechnung von Feldproblemen

Die Berechnung von elektromagnetischen Feldern auf analytischem Weg ist nur für einige ausgewählte Geometrieanordnungen möglich. Für technische Problemstellungen werden oft Netzwerkmodelle bzw. numerische Feldberechnungsverfahren (FEM, FDM, BEM, ...) angewandt. Die Methode der Netzwerkmodelle basiert auf der Anwendung des Formelapparates zur Berechnung elektromagnetischer Felder in Integralform, währenddessen numerische Verfahren auf der Anwendung der Differentialgleichungen beruhen. Die numerischen Verfahren konnten sich allerdings erst durch die Verfügbarkeit von leistungsfähigen PC's durchsetzen.

Obwohl die numerische Verfahren FEM/FDM/BEM durch die Verfügbarkeit kommerzieller Software-Tools mit komfortablen Bedienoberflächen i.a. weniger Erfahrung bei der Modellerstellung erfordern und trotzdem der Wirklichkeit sehr nahe liegende Ergebnisse berechnet werden können, haben sie gegenüber den Netzwerkverfahren den Nachteil des höheren Rechenzeitaufwandes bei der Lösung des Gleichungssystems. Gerade bei Parameterstudien entsteht bei der Anwendung der numerischen Methoden trotz der hohen Rechenleistung der heutigen PC's noch ein erheblicher Rechenzeitaufwand. Aus diesem Grund hat die Anwendung der Netzwerk-methode, wenn es gelingt, für das bearbeitete Problem ein hinreichend genaues Modell aufzustellen, durchaus ihre Anwendungsberechtigung.

2.2.1 Aufstellen von magnetischen Netzwerken für die Berechnung von Magnetkreisen

Netzwerkmodelle stammen ursprünglich aus der Elektrotechnik zur Berechnung elektrischer Kreise. Der mathematische Hintergrund ist ein Gleichungssystem für die Zweigströme oder Maschenlaufspannungen. Wendet man nun die Schaltplanelemente eines elektrischen Netzwerkes auf andere physikalisch-technische Problemstellungen an, so muß man die entsprechenden Analogien im Klemmenverhalten der Schaltelemente herstellen. Mit magnetischen Netzwerkmodellen hat man bisher i.a. nur statische Feldprobleme behandelt. Die Analogien dafür sind:

Magnetfluß Φ	→	elektrischer Strom I
magnetischer Spannungsabfall V_{mag}	→	elektrischer Spannungsabfall U
Durchflutung Θ	→	elektrische Quellenspannung U_q
magn. Widerstand $R_{mag} = \frac{V_{mag}}{\Phi}$	→	elektrischer Widerstand $R = \frac{U}{I}$

Bei zylindrischen Magnetkreisen hat sich dabei herausgestellt, daß auch die Anwendung sehr einfacher Netzwerkstrukturen sehr gute Ergebnisse liefern kann. Empfehlenswert bei Simulationen mit Netzwerkmodellen ist allerdings stets eine Modellvalidierung anhand eines bereits existierenden technischen Magnetkreises mit Meßergebnissen oder Ergebnissen numerischer Feldberechnungsverfahren.

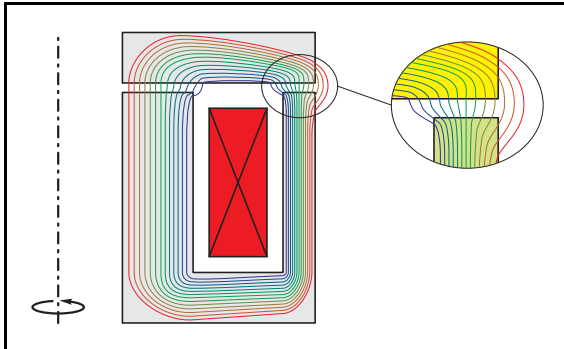


Abb. 4 Qualitativer Feldlinienverlauf beim neutralen zylindrischen Flachankermagneten (schematischer Halbschnitt ¹⁾)

Voraussetzung der Anwendung der Netzwerk-methode auf die Berechnung magnetischer Krei-se ist allerdings die Kenntnis über den qualitativen Feldverlauf (Abb. 4).

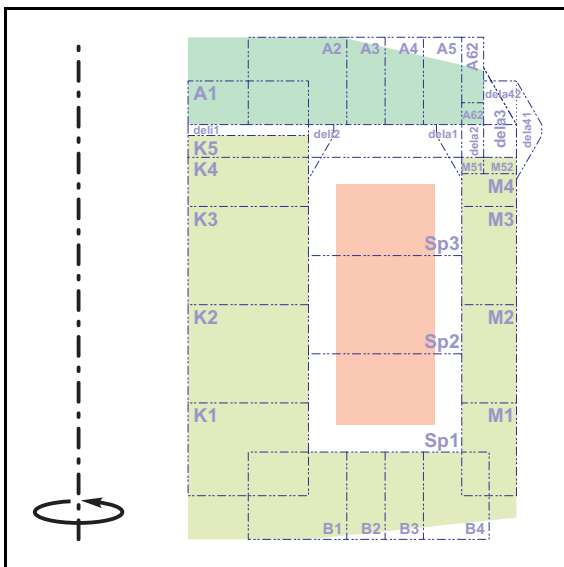


Abb. 5 Unterteilung der Magnetkreis-geometrie in Flußröhrenab-schnitte
Beispiel: neutraler zylindrischer Flachankermagnet (schematischer Halbschnitt ¹⁾)

Anhand dieses Feldverlaufes wird eine Unter-teilung der Magnetkreisgeometrie in Flußröhren-abschnitte vorgenommen, und zwar so, daß anhand des Feldverlaufes in dem jeweiligen Fluß-röhrenabschnitt, z. B. Axial- oder Radialfeld, eine Bemessungsgleichung für ein Ersatzschalt-element angegeben werden kann (Abb. 5).

Eine umfangreiche Auflistung möglicher geo-metrischer Flußröhren mit den Bemessungsglei-chungen der zugehörigen magnetischen Wider-stände ist in /RÖMER/ enthalten. Geometrie-bereiche, die dabei einen untergeordneten Ein-fluß auf die Gesamtausbildung des Magnetfeldes haben, können im Netzwerkmodell i.a. vernach-lässigt werden.

¹⁾ Aus Gründen der Übersichtlichkeit sind in den Schnitt-darstellungen von Geometrie- und Magnetkreis-modellen zylindrischen Magnetkreise nur die Schnitt-flächen der geschnittenen Objekte im Halbschnitt dargestellt. Auf sichtbare Körperkanten im Sinne einer technischen Zeichnung ist bewußt verzichtet worden.

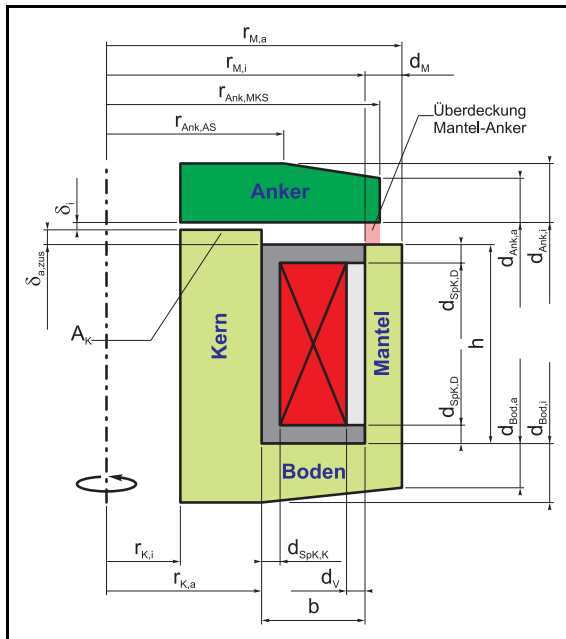


Abb. 6 Magnetkreisgeometrie mit Be-
 maßung
 Beispiel: neutraler zylindrischer
 Flachankermagnet
 (schematischer Halbschnitt)

Sinnvoll ist vor der Erstellung eines Netzwerkmodells, die Magnetkreisgeometrie vollständig durch einen Satz von geometrischen Hauptabmessungen bzw. aus diesen abgeleitete geometrische Hilfsgrößen zu beschreiben (Abb. 6). Auf diese Weise können für bestimmte Magnetkreisstrukturen sehr universell einsetzbare Magnetkreisnetzwerkmodelle entstehen.

Die Netzwerkmethod ist allerdings nicht nur auf die Berechnung magnetostatischer Probleme beschränkt. Die bei der Auslegung von technischen Magnetkreisen zu berechnenden thermischen Problemstellungen hinsichtlich der zulässigen Spulenverlustleistung (siehe z. B. /SPILLER/) und sogar transiente Vorgänge inklusive der Bewegungssimulation von elektrischen Antrieben können behandelt werden. Im Anhang sind dazu einige Beispielnetzwerke und -skripte für die Simulation zylindrischer neutrale Elektromagnete angegeben.

2.2.2 Behandlung extremer Modellstrukturänderungen bei Variation der Magnetkreisgeometrie

Die Simulationsberechnungen von elektro-magneto-mechanischen Energiewandlern mit der Netzwerkmethod dient im Entwurfsprozeß u. a. der Ermittlung von Antriebskräften. Interessieren z. B. beim Elektroschaltmagneten nur die Kräfte in den Ankerendlagen (*Anker angezogen* bzw. *Anker abgefallen*), so kann man, wenn sich in den beiden Ankerendlagen große Unterschiede im Magnetflußverlauf bezüglich der Zuordnung zu Flußröhren eines Netzwerkmodells ergeben, jeweils angepaßte Flußröhrenmodelle mit ihrem zugehörigen magnetischen Netzwerk aufstellen.

Will man dagegen auch Kraft-Weg-Kennlinien berechnen, so darf sich trotz Ankerpositionsänderung die Netzwerkstruktur nicht ändern. Das heißt, die Anzahl der Maschen und Zweige und die Anzahl der magnetischen Ersatzelemente in den Zweigen darf sich nicht ändern. Andernfalls ist die Kraftberechnungsmethode über die Ableitung der magnetischen Co-Energie nach Formel (3) auf S. 8 nicht anwendbar. Die Ursache liegt in der rechentechnischen Behandlung des Differentialquotienten $\frac{\partial W_{mag,Co}}{\partial \delta}$ durch Rückführen auf den Differenzenquotienten $\frac{\Delta W_{mag,Co}}{\Delta \delta}$. Das Herausnehmen bzw. Hinzufügen von Netzwerkelementen in Abhängigkeit des Luftspaltes δ bzw. der Ankerposition x würde dann bei der Ermittlung der magnetischen Co-Energie durch Summation über alle Netzwerkelemente zu Verfälschungen an den geometrischen Unstetigkeitsstellen der Netzwerktopologie führen, was sich dann empfindlich auf den Differenzenquotienten $\frac{\Delta W_{mag,Co}}{\Delta \delta}$ auswirkt.

Verdeutlicht werden soll dies am Beispiel eines zylindrischen Tauchankermagnetkreises mit Kennlinienbeeinflussung:

Ändert sich die Ankerposition x , wie in Abb. 7 gezeigt (vollständiges Geometriemodell siehe Abb. An-14 im Anhang auf S. XXIX), daß die Stirnseite des Ankers etwa die Position des "Topfrandes" der Kennlinienbeeinflussung einnimmt (in Abb. 7 rechts dargestellt), so verringert sich die axiale Ausdehnung der Flußröhrenabschnitte im Anker $A1 \dots A3$, im Luftspalt $del31$ und $del32$ sowie in der Kennlinienbeeinflussung $KLB3$ und $KLB4$ auf einen Wert nahe Null.

Nimmt der Anker sogar eine Position außerhalb der Kennlinienbeeinflussung ein, so "verschwinden" diese Flußröhrenabschnitte. Dies hätte aber eine Strukturänderung in der Netzwerktopologie zu Folge.

Abhilfe schafft hier, daß die die Flußröhrenabschnitte beschreibenden Geometrieparameter in diesen Extrempositionen des Ankers mit einem festen Wert belegt werden, und zwar so, daß die Netzwerktopologie an sich erhalten bleibt, die zugehörigen Netzwerkelemente (z. B. magnetischer Widerstand des Flußröhrenabschnittes) über ihre Bemessungsgleichung einen Parameterwert erhalten, der in der Netzwerkberechnung zu einem unbedeutenden Einfluß führt.

Weiterhin muß gewährleistet werden, daß der Übergang von der linearen Positionsabhängigkeit auf einen festgesetzten Wert nicht abrupt erfolgt, andernfalls führt dies zu Problemen bei der Anwendung der Beziehung (3) in der Umgebung der Übergangsstelle.

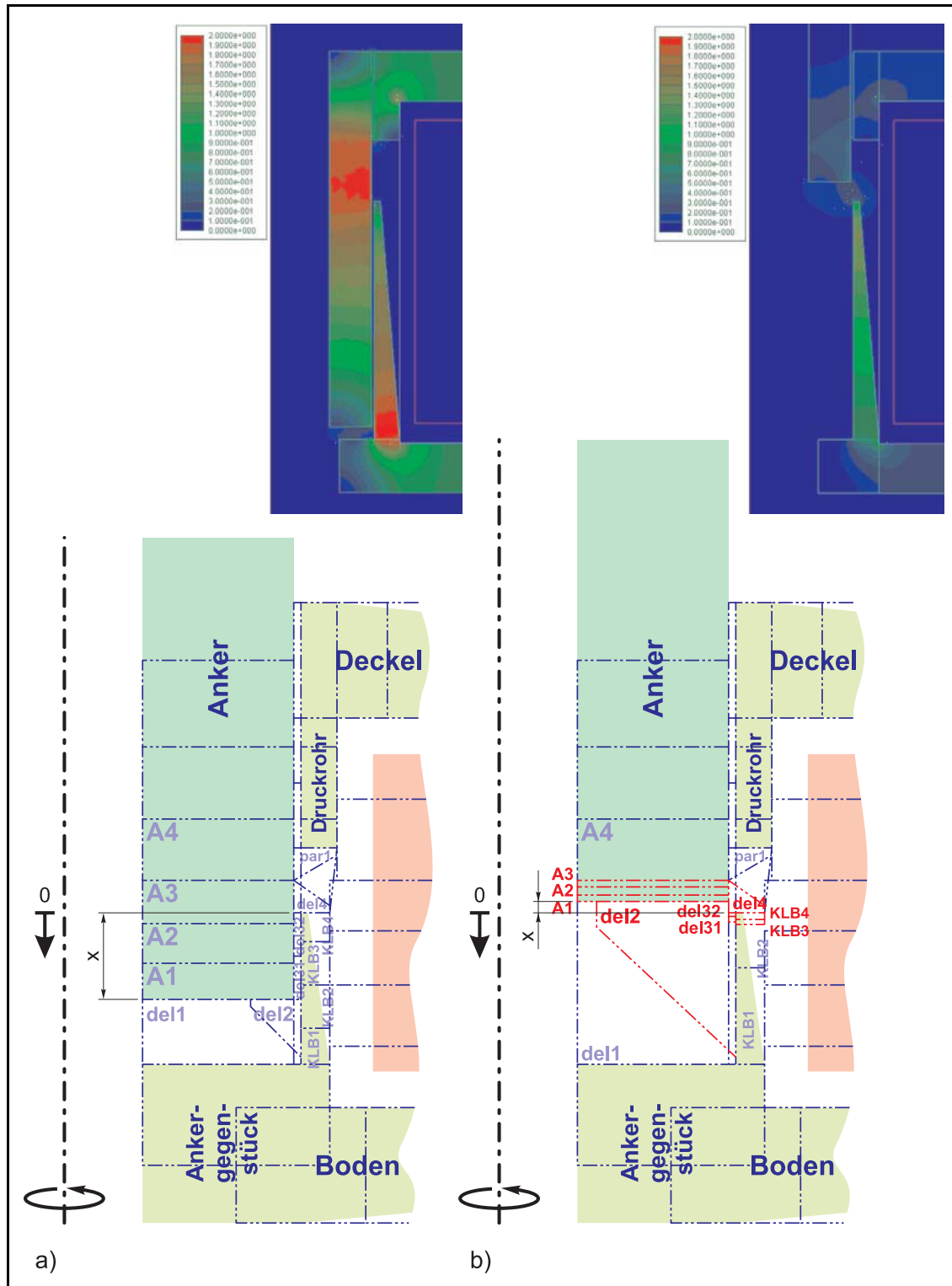


Abb. 7 Extreme Änderung der Flußröhrenstruktur durch Änderung der Ankerposition
 Beispiel: zylindrischer Tauchankermagnet mit Kennlinienbeeinflussung (Halbschnitt des Magnetkreis-Flußröhrenmodells)
 a) Luftspalt klein: Anker “eingetaucht” in Kennlinienbeeinflussung
 b) Luftspalt groß: Ankerstirnseite außerhalb des “Topfrandes” der Kennlinienbeeinflussung

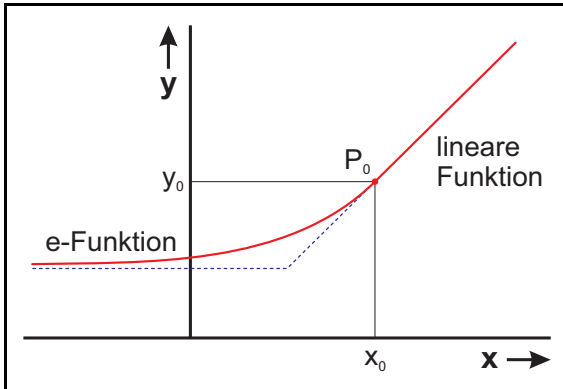


Abb. 8 Übergang von linearer Abhängigkeit auf konstanten Parameterwert

In /KINZA/ ist eine Methode angegeben, bei der der Übergang von der linearen Abhängigkeit auf einen konstanten Wert durch eine Exponentialfunktion realisiert wird (Abb. 8). Die Parameter der allgemeinen Exponentialfunktion $y = f(x) = a e^{b x + c} + d$ werden so bestimmt, daß an der Übergangsstelle P_0 die Exponentialfunktion den gleichen Anstieg wie die lineare Funktion hat. Die Anwendung dieses Verfahrens zur Beschreibung von Geometrieabhängigkeiten von Netzwerkelementen bei Tauchankermagneten hat allerdings bei der Berechnung von Kraft-Weg-Kennlinien zu unbefriedigenden Ergebnissen geführt (partielle "Ausreißer" sowie Unstetigkeiten bei mit der Netzwerkmethod berechneten Kraft-Weg-Kennlinien).

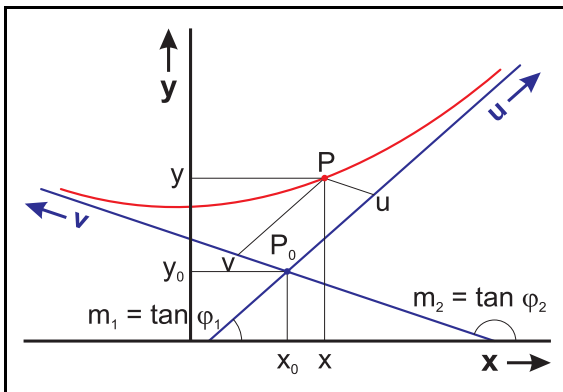


Abb. 9 Übergang zwischen zwei unterschiedlichen linearen Abhängigkeiten durch eine Hyperbel

Wesentlich bessere Ergebnisse bringt die Anwendung von Hyperbeln. Die mathematische Beschreibung einer Hyperbel, die im u, v -Koordinatensystem sich an die Koordinatenachsen u und v asymptotisch anschmiegt, wird dabei in das x, y -Koordinatensystem (x stellt z. B. die ankerpositionsbeschreibende Größe bei der Magnetfeldberechnung dar) transformiert (Abb. 9). Die Achsen des u, v -Koordinatensystems stellen im x, y -Koordinatensystem die zwei linearen Funktionen mit den Anstiegen m_1 und m_2 dar, die in die geometrieabhängige Bemessungsgleichung eines magnetischen Ersatzelementes eingehen.

Die Hyperbelfunktion

$$f(u) = v = \pm \frac{k_{smooth}^2}{u} \quad (7)$$

wird durch Einsetzen in das Gleichungssystem der Koordinatentransformation

$$\begin{aligned} I: x &= u \cos \varphi_1 + v \cos \varphi_2 + x_0 \\ II: y &= u \sin \varphi_1 + v \sin \varphi_2 + y_0 \end{aligned} \quad (8)$$

und Anwendung von $\cos \varphi_{1,2} = \frac{l}{\sqrt{1+\tan^2 \varphi_{1,2}}} = \frac{l}{\sqrt{1+m_{1,2}^2}}$; $\sin \varphi_{1,2} = \frac{\tan \varphi_{1,2}}{\sqrt{1+\tan^2 \varphi_{1,2}}} = \frac{m_{1,2}}{\sqrt{1+m_{1,2}^2}}$ zu

$$\begin{aligned} I^*: x - x_0 &= u \frac{l}{\sqrt{1+m_1^2}} \pm \frac{k_{smooth}^2}{u} \frac{l}{\sqrt{1+m_2^2}} \\ II^*: y - y_0 &= u \frac{m_1}{\sqrt{1+m_1^2}} \pm \frac{k_{smooth}^2}{u} \frac{m_2}{\sqrt{1+m_2^2}} \end{aligned} \quad (9)$$

Die erste Zeile des Gleichungssystems (9) kann man mit u erweitern und man erhält eine quadratische Gleichung

$$0 = u^2 - (x-x_0) \sqrt{1+m_1^2} u \pm k_{smooth}^2 m_2 \sqrt{\frac{1+m_1^2}{1+m_2^2}}, \quad (10)$$

deren Lösung $u = \frac{\sqrt{1+m_1^2}}{2} \left[(x-x_0) \pm \sqrt{(x-x_0)^2 \mp \frac{4 k_{smooth}^2}{\sqrt{1+m_1^2} \sqrt{1+m_2^2}}} \right]$ eingesetzt in die zweite Zeile

von (9) die Koordinatentransformation vervollständigt. Mit dem Parameter k_{smooth} kann man dabei den "Kurvenradius" der Hyperbel beim Anschmiegen an die beiden Geraden mit den Anstiegen m_1 und m_2 einstellen.

Wendet man das beschriebene Verfahren auf die betreffenden Geometrieparameter von Flußröhrenmodellen von Magnetkreisen und somit auf die Bemessungsgleichung magnetischer Ersatzelemente an, so kann man z. B. das in der Abb. 10 dargestellte Ergebnis der Ermittlung der statischen Kraft-Weg-Kennlinie für einen Tauchankermagneten mit Kennlinienbeeinflussung (hier: Umkehrhubmagnet mit großem Hub) erhalten.

Dieses Verfahren kann auch auf Netzwerkstrukturen für die transiente Magnetkreisberechnung angewandt werden. An einer Modellvalidierung wird z. Z. noch gearbeitet.

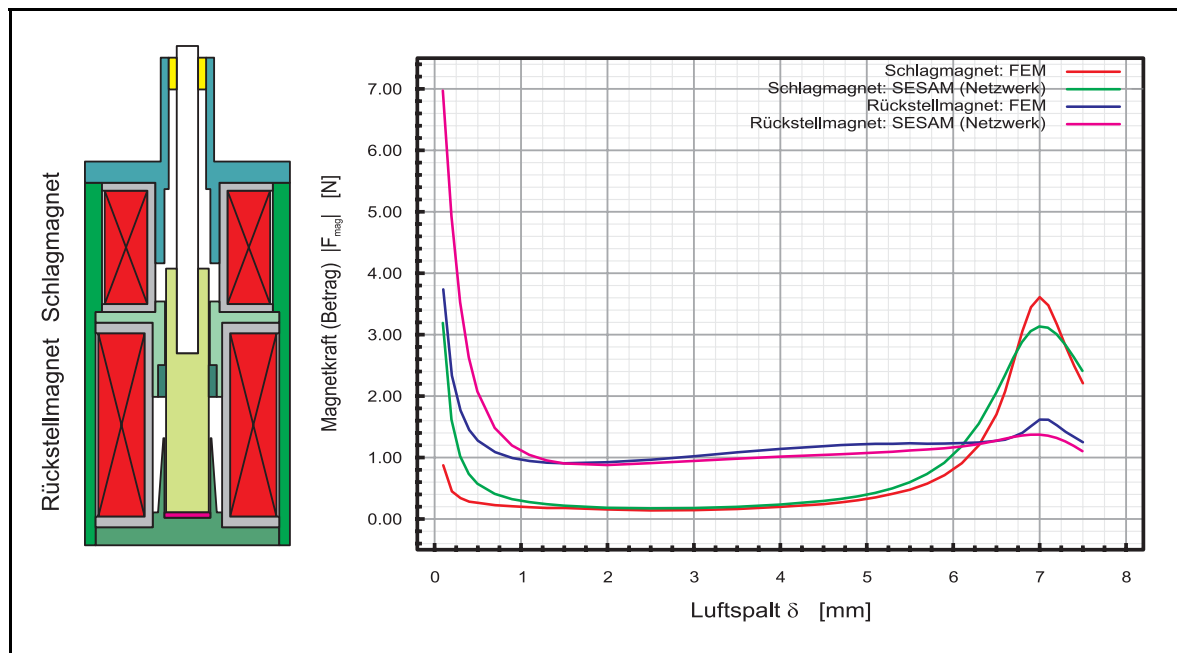


Abb. 10 Beispiel für die Realisierbarkeit der Berechnung von Magnetkreisen mit extremen Strukturänderungen, Vergleich von Netzwerk- und FEM-Berechnung Berechnung der Kraft-Weg-Kennlinien eines Magnethammers (Tauchanker-magnete mit Kennlinienbeeinflussung als Langhub-Umkehrhubmagnet)

2.2.3 Netzwerkstrukturen für die Dynamiksimulation von Elektromagneten

An dieser Stelle sind die theoretischen Hintergründe des Simulations-Tools *SESAM* bezüglich der Realisierbarkeit von Dynamiksimulationen elektro-magneto-mechanischer Energiewandler auf Netzwerkbasis nur soweit formuliert, daß sie zur Verständlichkeit der durchgeführten Magnetkreissimulationen dienen. Eine ausführliche Abhandlung ist in /STRÖHLA-1/ enthalten.

Ursprünglich ist die Anwendung von Netzwerkmodellen zur Berechnung magnetostatischer Felder angewandt worden. Will man nun die Eigenschaft der Wirbelströme und Flußverdrängung mit magnetischen Netzwerkmodellen bei transienten Problemen nachbilden, so braucht man

- a) ein Netzwerkschaltelement, welches den zeitlich verzögerten Magnetfluß nachbildet und
- b) eine Schaltungsstruktur, die das zeitlich verzögerte Eindringen des Magnetfeldes in das massive Eisenmaterial annähernd nachbildet.

Das Schaltelement mit dem Verhalten der Flußverzögerung stellt in Analogie zum elektrischen Stromkreis eine sog. *magnetische Induktivität* dar, deren Klemmenverhalten folgendermaßen beschrieben werden kann:

$$\text{magn. Induktivität } V_{mag} = L_{mag} \frac{d\Phi}{dt} \rightarrow \text{elektrische Induktivität } U = L \frac{di}{dt}$$

Die Bemessung erfolgt anhand des elektrischen Leitwertes des zugehörigen Wirbelstrompfades

$$L_{mag} = \frac{\kappa_{wirb} A_{wirb}}{l_{wirb}} \quad (11)$$

mit:

κ_{wirb}	elektrische Leitfähigkeit des wirbelstrom-behafteten Eisenmaterials	A_{wirb}	Querschnitt des Wirbelstrompfades
		l_{wirb}	mittlere Länge des Wirbelstrompfades

In Abb. 11 ist für einen Abschnitt des Magnetkreiskerns die Struktur des magnetischen Netzwerkes für die Berücksichtigung von Wirbelströmen und Flußverdrängung dargestellt. Der Kern ist dabei in koaxial ineinander geschichtete Schalen unterteilt, wobei sich die Bemessung der einzelnen Netzwerkelemente anhand der Abmessung dieses Schalenaufbaues ergibt.

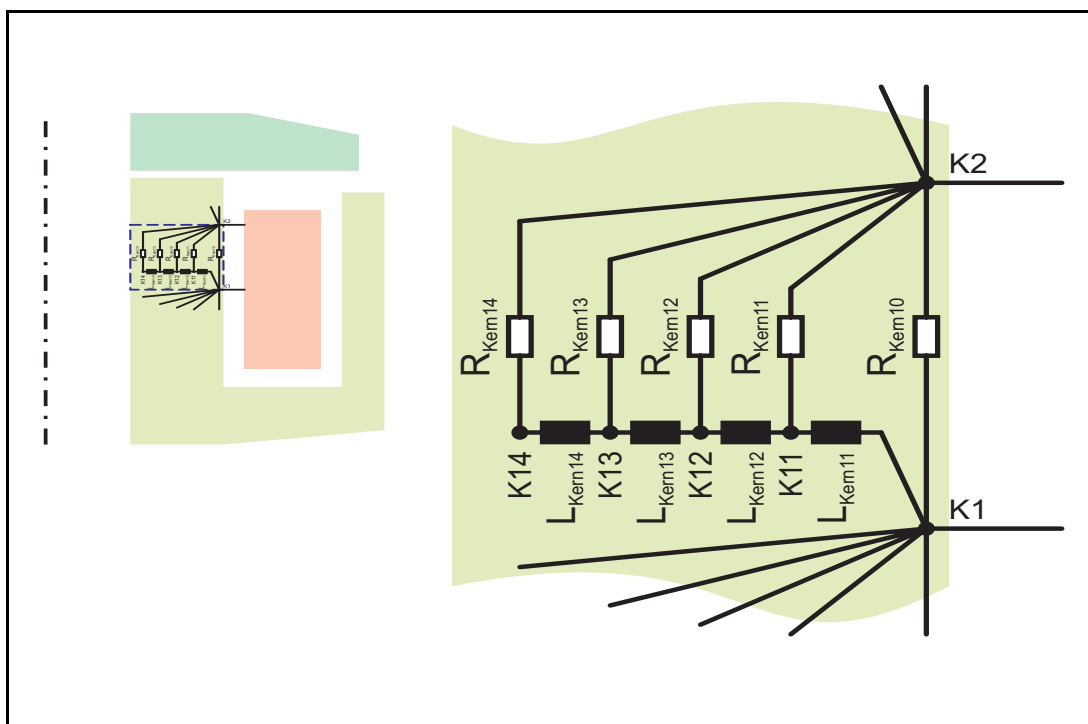
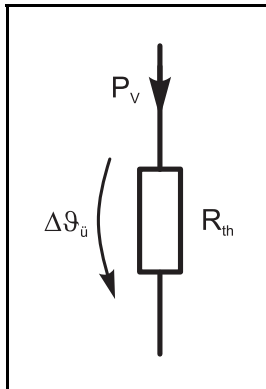


Abb. 11 rechts: Struktur eines Abschnitts des magnetischen Netzwerkmodells zur Nachbildung von Wirbelströmen und Flußverdrängung (Ausschnitt)
links: Lageübersicht im Magnetkreishalbschnitt eines zylindrischen neutralen Flachankermagneten (Halbschnitt)

Man kann dabei erkennen, daß gegenüber Netzwerken für die statische Magnetkreisberechnung die Anzahl der Netzwerkelemente, -zweige und -maschen erheblich zunimmt. Als Kompromiß zwischen Rechenzeit und Ergebnissenauigkeit ist das Schalenmodell nur für den achsennahen Kernbereich bei zylindrischen Magnetkreisen mit einer vierfachen Schachtelungstiefe, wie in

Abb. 11 dargestellt, zu empfehlen. In den übrigen Teilen des Magnetkreises hat sich eine einfache Reihenschaltung von magnetischem Widerstand und “magnetischer Induktivität” als ausreichend genau erwiesen.

2.2.4 Netzwerkstrukturen für die Berechnung des thermischen Verhaltens von Elektromagneten



Für den Entwurf von Magnetantrieben ist es wichtig, die für das Magnetvolumen zulässige durchschnittliche Verlustleistung $P_{V,zul}$ zu berücksichtigen. Der Grenzwert kann sich z. B. aus folgenden Erfordernissen ergeben:

- Schutzes des Anwenders/Bedieners vor unzulässig hohen Temperaturen
- Begrenzung der Eigenerwärmung bei Präzisionsbaugruppen
- maximal zulässigen Einsatztemperatur von Konstruktionswerkstoffen

Abb. 12
thermischer Widerstand

Bei elektromagnetischen Antrieben ergibt sich letzter Grund hauptsächlich aus der zulässigen Temperatur für den verwendeten Spulendraht. Die thermischen Randbedingungen kann man z. B. durch die Vorgabe der Stromdichte im Spulendraht als Erfahrungswert berücksichtigen oder mit Hilfe thermischer Netzwerke analysieren.

Zur Beschreibung des stationären thermischen Verhaltens mit Netzwerken dienen thermische Widerstände mit der Temperaturdifferenz $\Delta\vartheta_{ii}$, verursacht durch den Wärmestrom in Form der abzuführenden elektrischen Verlustleistung P_V

$$\Delta\vartheta_{ii} = P_V R_{th} \quad (12)$$

Dabei unterscheidet man die drei folgenden Wärmeübertragungsphänomene mit ihren Bemessungsgleichungen für den thermischen Widerstand:

Wärmeleitung:

$$R_{th} = \frac{l}{\lambda A} \quad (13)$$

Wärmeübergang/Konvektion:

$$R_{th} = \frac{1}{\alpha_K A} \quad (14)$$

Wärmestrahlung:

$$R_{th} = \frac{1}{\sigma \varepsilon A} \frac{T_2 - T_1}{T_2^4 - T_1^4} = f(T) \tag{15}$$

Ein Beispiele für einen Ausschnitt eines allgemeinen thermischen Netzwerkes eines Magnetkreises ist in Abb. 13 angegeben. Die Modellierung der realen Wärmeübertragungsverhältnisse in einem universellen Modell ist allerdings kaum realisierbar. Für die i.a. im Magnetkreisinneren einzig und allein auftretende Wärmeleitung kann man das Modell noch sehr allgemein fassen. Die Modellierung der Wärmeübertragung über die Magnetkreisoberfläche je nach speziellen Einbaubedingungen des Elektromagneten erfordert die Änderung/Ergänzung/Anpassung dieses allgemeine Netzwerk.

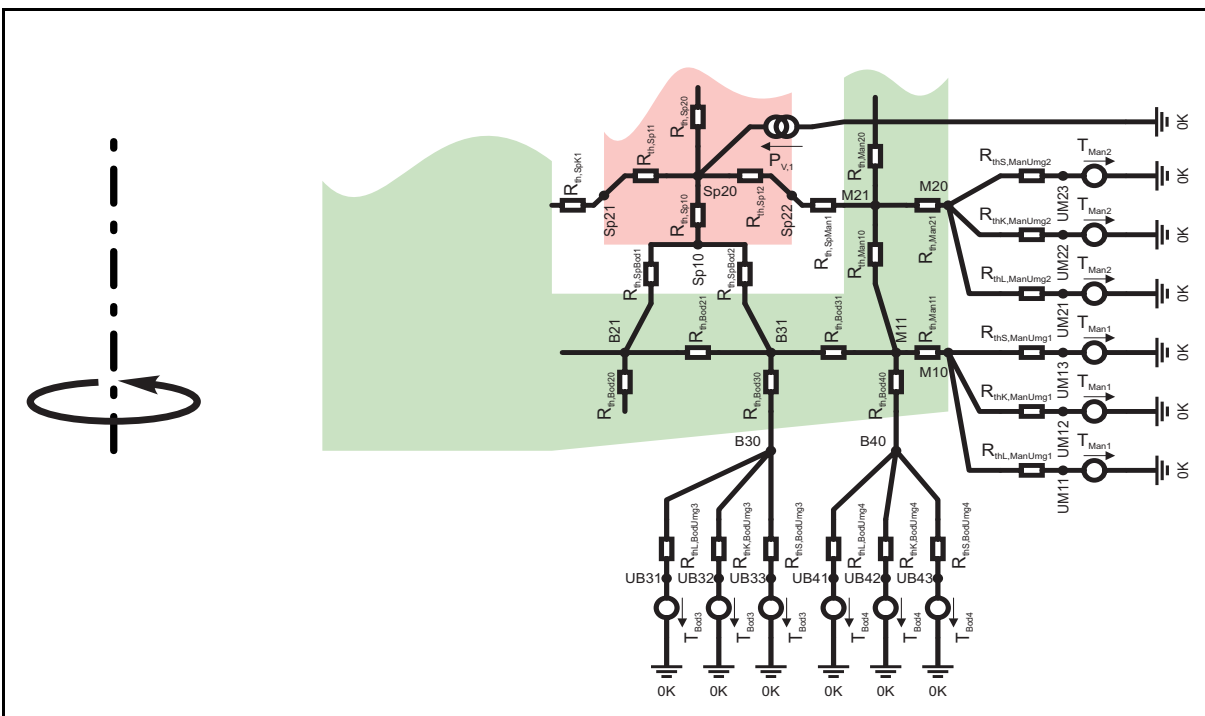


Abb. 13 Ausschnitt aus einem thermischen Netzwerk

In Abb. 13 sind für die Wärmeübertragung über die Magnetkreisoberfläche die o.g. Wärmeübertragungsphänomene mit je einem Widerstand berücksichtigt. Ist der Magnetkreis z. B. durch eine Anflanschung mit einem Metallteil verbunden (z. B. Gerätegehäuse, Baugruppenträger) und stellt dieses ein konstantes Temperaturpotential dar, so wirkt für die Wärmeübertragung nur noch der Widerstand für Wärmeleitung, die Netzwerkzweige für Wärmestrahlung und Konvektion können an dieser Stelle aus der Netzwerktopologie entfernt werden.

2.3 Magnetkreisgrobdimensionierung durch Optimierung

2.3.1 Optimierungsablauf

Ziel der konstruktiven Auslegung technischer Objekte ist die Ermittlung der geometrischen Abmessungen aus der Spezifizierung der Funktion unter Beachtung ökonomischer Aspekte. Jeder konstruktive Entwicklungsprozeß ist mehrdeutig, d.h., aus einer Aufgabenstellung können mehrere Problemlösungen gleicher Funktionalität hervorgehen. Dies gilt auch für die Auslegung von technischen Magnetkreisen. Die Einflußintensität und -richtung der dabei einzubeziehenden Parameter ist allerdings bei zunehmender Parameteranzahl nicht mehr überschaubar, so daß zur Ermittlung der optimalen Magnetkreisgeometrie geeignete Software-Tools eingesetzt werden.

Ein weiterer Aspekt ist bei der Auslegung von Elektromagneten zu beachten: Elektromagnete können zwar durch ein System von Differentialgleichungen beschrieben werden, man kann aber für die Dimensionierung keine geschlossene analytische Lösung angeben. Das heißt, bei einer gegebenen Aufgabenstellung (z. B. Spezifikation von Kräften, Schaltzeiten, Magnetarbeit, ...) sind die Geometrieparameter des Magnetkreises nicht über formelmäßige Zusammenhänge direkt berechenbar. Die Ermittlung der optimalen Geometrie erfolgt deshalb als Prozeß sich abwechselnder Synthese- und Analyseschritte. Der Syntheseschritt dient zur Grobdimensionierung der Magnetkreisgeometrie, der Analyseschritt zur Verifizierung der erzielten Spezifikationsparameter. Die Parametervariation im Syntheseschritt wird solange fortgesetzt, bis sich durch den anschließenden Analyseschritt die Einhaltung der Mindest- und/oder Maximalforderungen lt. Aufgabenstellung ergibt. Gegebenenfalls kann diese Zielfunktion auch nicht erfüllt werden, d.h., unter Einhaltung aller Restriktionen kann kein Optimum gefunden werden.

Für ein derartiges numerisches Suchverfahren zur Lösungsfindung muß jedoch ein parametrisierbares Modell vorliegen. Durch gezieltes Verändern der die Magnetkreisgeometrie beschreibenden bzw. beeinflussenden Parameter erhält man eine Reihe von Varianten, deren Eigenschaften analysiert und hinsichtlich der Erfüllung der Aufgabenspezifikation überprüft werden.

Umfangreiche Untersuchungen für die Realisierung dieses Optimierungsprozesses für die Magnetkreisauslegung von neutralen Elektromagneten sind in /FEINDT-1/ und /FEINDT-2/ dokumentiert. Es wurde herausgefunden, daß das Optimum bezüglich der berücksichtigten Parameter flach ist und sich deshalb die Rastersuche als Verfahren mit den besten Konvergenzeigenschaften herausgestellt hat. Hierbei werden einige Magnetkreisgeometrieparameter innerhalb bestimmter Grenzen des erwarteten Lösungsraumes variiert und die so entstandenen Magnetkreisgeometrien einer Analyse unterzogen.

Der mitunter immense Umfang an Synthese- und Analyseschritten bei der Rastersuche erfordert

ein Tool, welches die Rechenzeit je Rasterschritt in vertretbaren Grenzen hält, aber trotzdem eine ausreichende Genauigkeit aufweist. Analyseverfahren mit diskreten Elementen (FEM, FDM, ...) sind zwar prinzipiell geeignet, scheitern hierbei aber häufig an der relativ großen Rechenzeit je Parametersatz. Um Größenordnungen schneller sind Verfahren, bei denen die Feldprobleme durch Netzwerke konzentrierter Elemente (z. B. Widerstände; Quellen, ...) beschrieben werden.

In den nachfolgenden Abb. 14ff ist der prinzipielle Ablauf der Optimumsuche bei der Grobdimensionierung schnellschaltender Elektromagnete mit anschließender Dynamiksimulation mit *SESAM* dargestellt. Abb. 17 enthält eine Übersicht über die wichtigen Ein- und Ausgabegrößen.

Beispiele für die Skript-Gestaltung (*SESAM*-Skript-Sprache) für ausgewählte Teile der Programmablaufpläne aus Abb. 15 und 16 sind im Anhang enthalten.

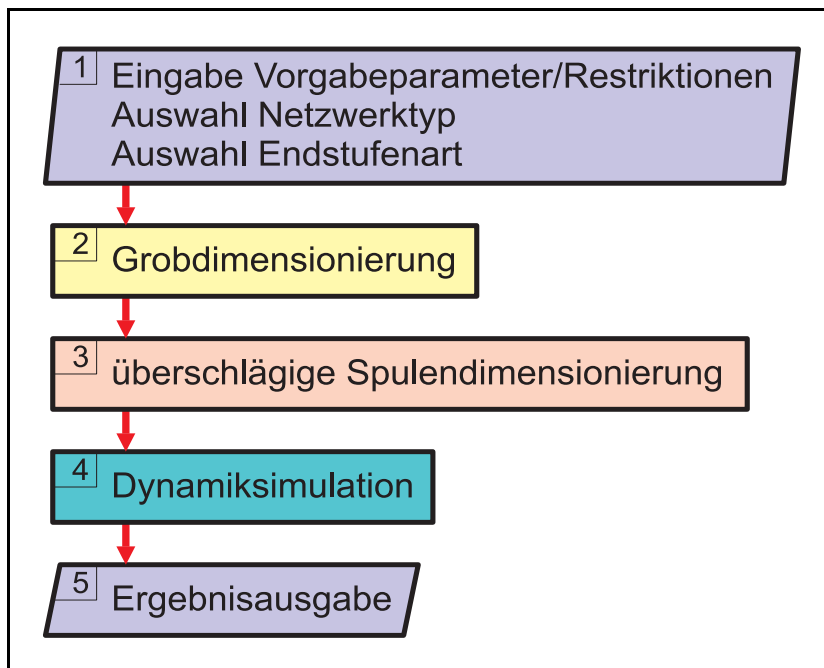


Abb. 14 Prinzipieller Ablauf der Magnetkreisauslegung mit *SESAM* (siehe auch Abb. 15 und 16)

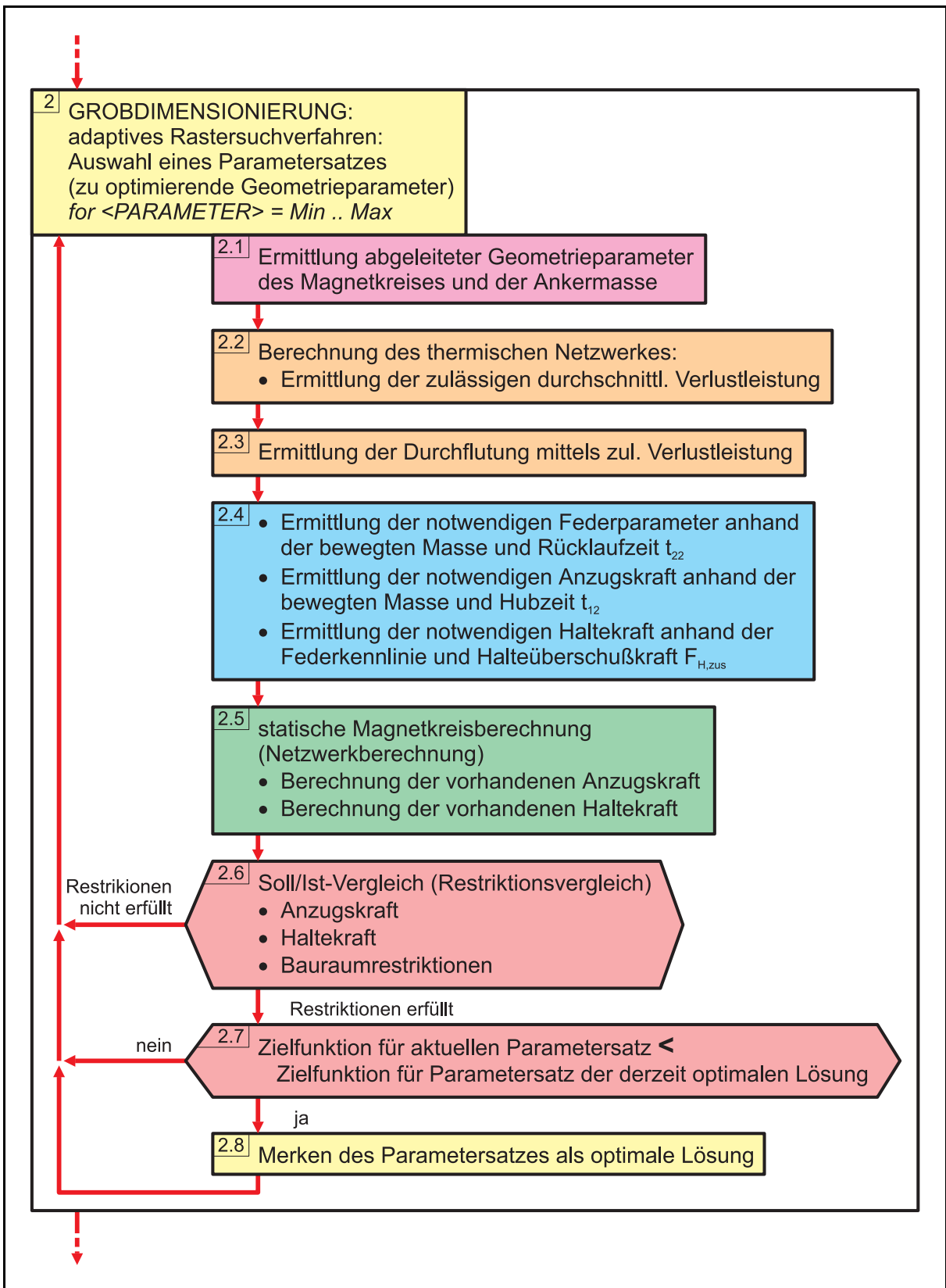


Abb. 15 Prinzipieller Ablauf der Magnetkreisoptimierung (Grobdimensionierung) unter Beachtung von Dynamikanforderungen mit *SESAM*

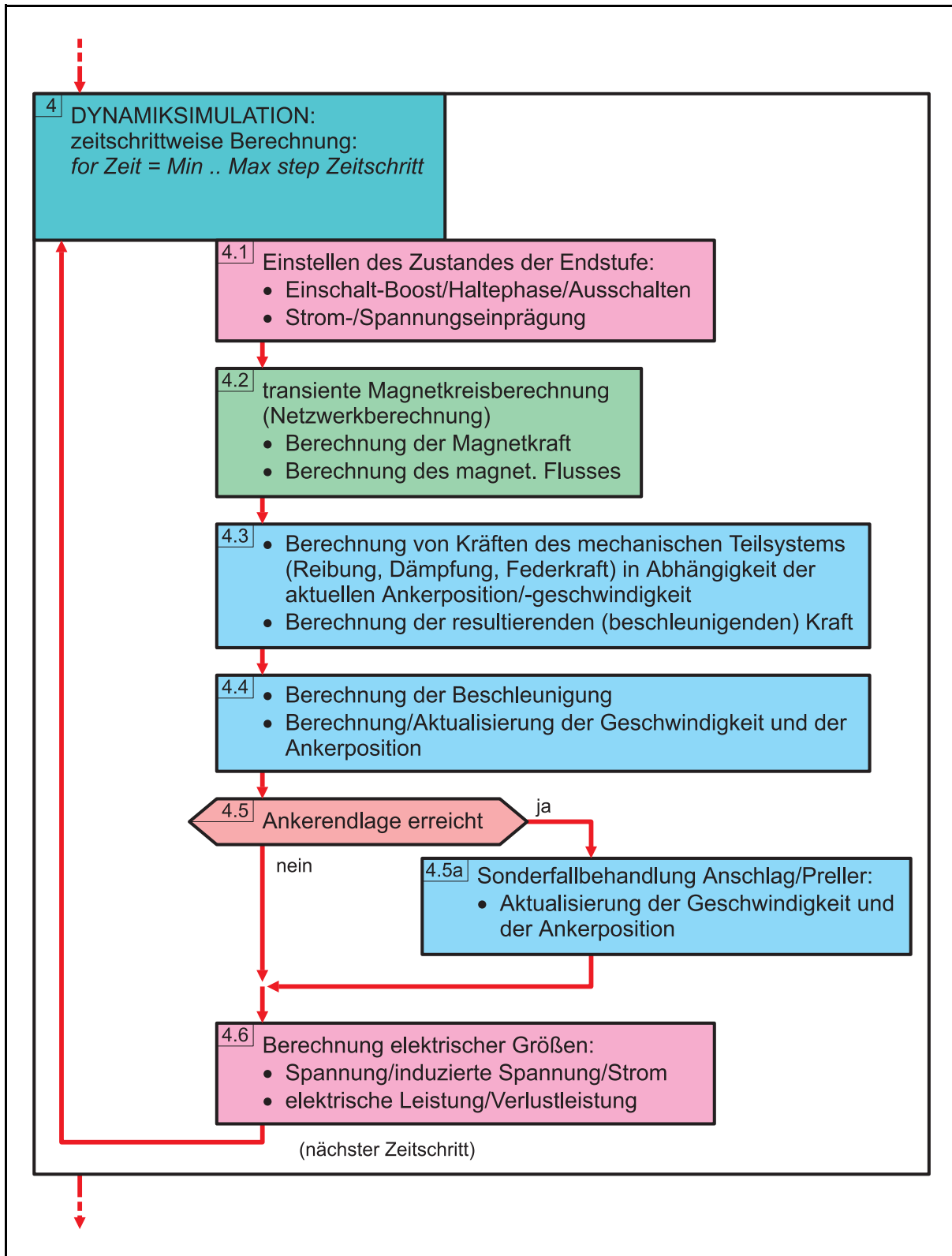


Abb. 16 Prinzipieller Ablauf der Dynamiksimulation mit *SESAM*

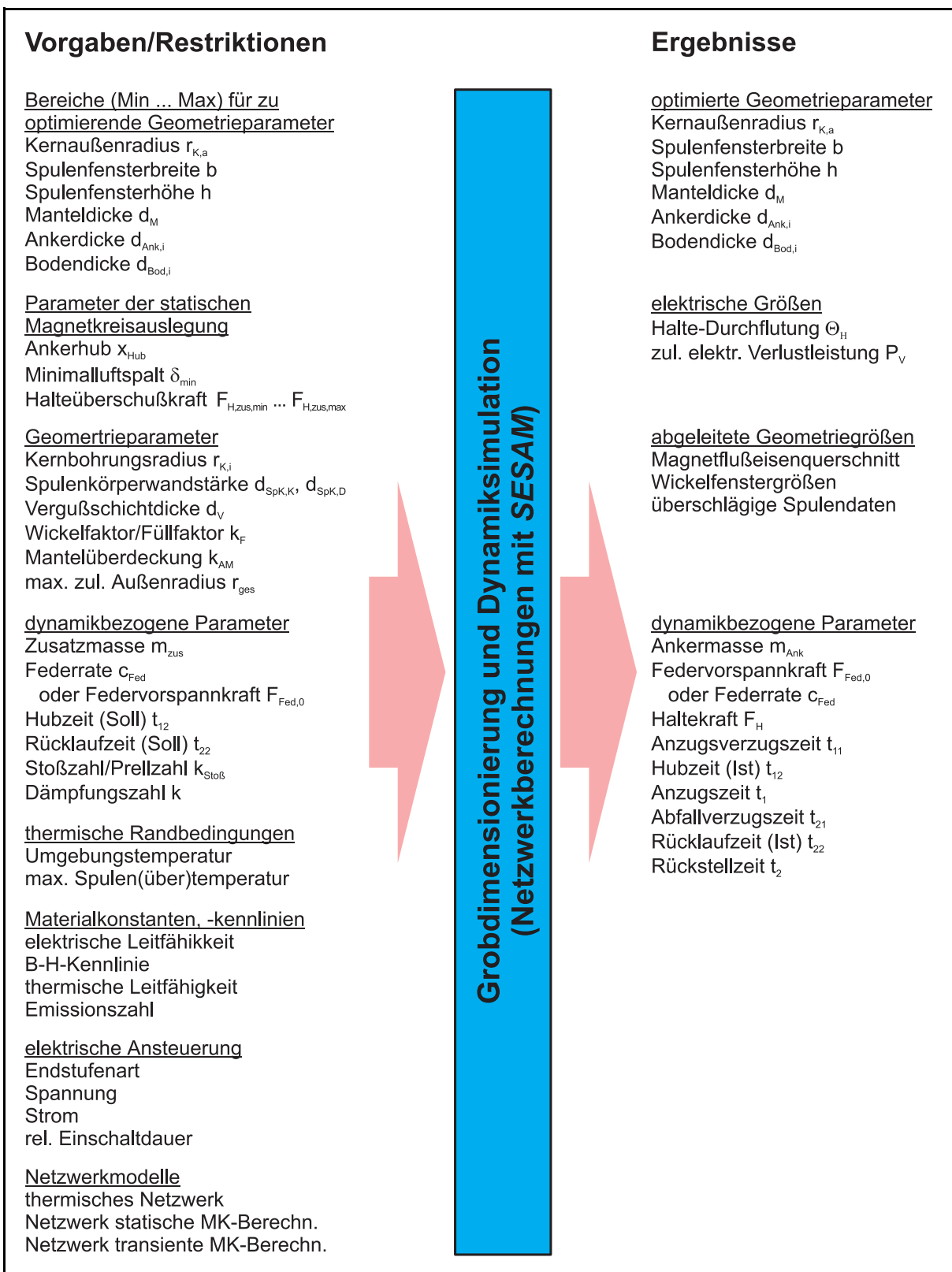


Abb. 17 Übersicht über Vorgabewerte/Restriktionen und Ergebnisse für die Magnetkreis-optimierung mit *SESAM* unter Beachtung der Dynamikanforderungen (Geometrie Größen beziehen sich auf den Magnetkreis eines neutralen zylindrischen Flachankermagneten)

2.3.2 **Eigenschaften der Grobdimensionierung mit dem Software-Tool *SESAM***

Das in der Einleitung bereits unter dem Namen *SESAM* erwähnte Berechnungs-Tool für Magnetkreise auf Netzwerkbasis kann sowohl als Grobdimensionierungs-Tool als auch zur Analyse von Magnetkreisen bei bekannter Magnetkreisgeometrie eingesetzt werden. Dabei können auch transiente Vorgänge im Magnetkreis untersucht werden. Die wesentlichen theoretischen Inhalte erfolgversprechender stabiler Optimierungsstrategien für Elektromagnete unter dynamischen Gesichtspunkten sind in der Dissertationsschrift /FEINDT-2/ und die Arbeiten zur Behandlung nichtlinearer magnetischer Netzwerke einschließlich transienter Vorgänge sind in /STRÖHLA-1/ enthalten.

Für das Software-Tool *SESAM* sind bereits während der Programmkonzipierung einige Simulationsmodelle zur Magnetkreisoptimierung und -dynamikanalyse ausgewählter elektro-magneto-mechanischer Wandler entstanden, die zusammengefaßt folgende inhaltliche Eigenschaften aufweisen:

1. Die Modellbeschreibung erfolgt mit einer Skript-Sprache, so daß die Geometrie, das hinterlegte magnetische Netzwerk, die Optimierungs-Zielfunktion und Prä- bzw. Postprozessor-Module zur Initialisierung bzw. Auswertung vom Anwender frei definiert werden können.
2. Die Optimierung erfolgt nach einem adaptiven Rasterverfahren mit beliebig wählbarer Anzahl der zu optimierenden Parameter. Für jeden dieser Parameter wird ein zu berücksichtigender Bereich vorgegeben, der in jedem Adaptionsschritt mit einer jeweils vorzugebenden Schrittzahl untersucht wird. Um den Parametersatz mit der günstigsten Lösung wird der zu untersuchende Bereich mit einem vorzugebenden Adaptionradius eingeschränkt und der so ermittelte neue Parameterbereich erneut abgerastert. Die Anzahl der Adaptionsschritte muß vorgegeben werden. Prinzipiell kann auch eine Verschachtelung von verschiedenartigen Optimierungen angewendet werden.
3. Es ist eine beliebig definierbare zu optimierende Zielfunktionen möglich. Für Elektromagnete bieten sich z. B. folgende Möglichkeiten an:
 - statisch: z. B. minimaler Bauraum
 - dynamisch: z. B. minimale Ankermasse
4. Die Geometriebereiche der Netzwerk-Elemente sind parametrisierbar. Somit kann man die Geometrie mit den zu optimierenden Parametern beschreiben und in das magnetische Netzwerk einfließen lassen. Es können einfache und auch vielmaschige Netzwerke aufgestellt werden, die je nach Anwendungsfall (zu optimierende Zielfunktion) anpassbar sind. So ist es möglich, das Magnetkreismodell so zu beschreiben, daß man von der klassischen Ansicht eines gleichbleibenden Magnetflußröhrenquerschnitts abweicht, um ggf. dynamische Vorteile bei unterdimensioniertem Anker magnetflußquerschnitt zum Vorteil einer geringer ausfallenden Ankermasse zu erzielen.

-
5. Es können für die einzelnen magnetischen Ersatzwiderstände unterschiedliche Materialien mit nichtlinearen B-H-Kennlinien berücksichtigt werden.
 6. Obwohl die Zielstellung besteht, den Elektromagneten nach dynamischen Gesichtspunkten auszulegen, erfolgt die eigentliche Magnetkreisdimensionierung anhand statischer Parameter wie Hubarbeit, Anzugs- und/oder Haltekraft. Dynamische Forderungen werden dabei derart berücksichtigt, daß sie in die o.g. statischen Parameter einfließen (siehe auch Abb. 15). Der Grund der Rückführung auf eine statische Dimensionierung liegt im Rechenzeitaufwand begründet. Grundsätzlich hängt die Optimierungsrechenzeit vom Produkt aus der Anzahl der Bereichsschritte aller optimierten Parameter und der Adaptionsschrittzahl zusammen. Da die Lösung des Gleichungssystems für Netzwerkelemente mit nichtlinearen Materialeigenschaften iterativ erfolgt, ist die Anzahl der berechneten Netzwerke extrem groß. Auch bei heute verfügbaren schnellen PCs kann ein Optimierungslauf im Bereich einiger Minuten bis einiger Stunden liegen.

Andernfalls ist je variiertes Parametersatz eine komplette Dynamiksimulation durchzuführen. Bei sechs variierten Parametern mit einer Rasterung in fünf Schritten bei einer Adaptionstiefe von 10 muß dann der Blockabschnitt der Dynamiksimulation (Programmablaufplan nach Abb. 16), bei dem für den Elektromagneten ein kompletter Schaltzyklus zu simulieren ist,

$$\text{Anzahl Adaptionen} \cdot (\text{Anzahl Parameter})^{\text{Anzahl Rasterschritte}} = 10 \cdot 6^5 = 77760 \text{ mal}$$

durchlaufen werden. Dies ist eine Anzahl, die auch bei den heutigen und zukünftigen PC's nicht realisierbar ist. Rechnet man für die Dynamiksimulation eines kompletten Schaltzyklus eine Simulationsdauer von 10 Minuten, so ergibt sich eine Gesamtdauer für das obige Beispiel von fast 1.5 Jahren!

Eine Aussage über die tatsächlich erreichte Dynamik eines dimensionierten/optimierten Elektromagneten erhält man deshalb erst durch eine an die Grobdimensionierung angeschlossene Dynamiksimulation. Stellt man hierbei fest, daß die erzielten von den spezifizierten dynamischen Parametern stark abweichen, ist ein erneuter Rechnungslauf mit abgeänderten Vorgabewerten/Restriktionen der dynamikbeschreibenden Parametern (Re-Design) erforderlich.

7. Die Dynamik des Feder-Masse-Systems *Magnetanker - Zusatzmasse - Rückstellfeder* von Elektromagneten kann z. B. durch folgende Parameter in der Dimensionierung berücksichtigt werden:
 - Es sind die mechanischen Zeiten Hubzeit t_{12} und Rücklaufzeit t_{22} vorzugeben. Hierbei ist zu beachten, daß es sich grundsätzlich um die Zeiten handelt, die aus dem idealisierten Modell eines sprungförmigen Magnetkraftanstieges bzw. -abfalls beim Ein- bzw. Ausschalten resultieren. Die Verzögerungen beim Magnetkraftanstieg bzw. -abfall, resultierend aus der begrenzten Magnetflußanstiegsgeschwindigkeit und Wirbelströmen mit Flußverdrängung, können nur derart berücksichtigt werden, daß die Zeiten t_{12} und t_{22} als Eingabeparameter für die Dimensionierung mit *SESAM* gegenüber der Spezifikation

kleiner gewählt werden.

- Die Ankermasse m_{Ank} , die zu Beginn der Dimensionierung unbekannt ist, wird nach der vom jeweiligen Parametersatz abhängigen Ankergeometrie ermittelt und fließt somit in die Berechnung dynamikrelevanter Parameter der Magnetkreisauslegung ein. Zusätzlich zur Ankermasse wird eine vorzugebende Zusatz-(Nutz)-masse m_{zus} berücksichtigt.
 - Von den Federparametern Federrate c_{Fed} und Federvorspannkraft $F_{Fed,0}$ ist eine Größe anzugeben, die andere Größe wird während der Optimierung so ermittelt, daß die mechanische Rücklaufzeit t_{22} erreicht wird.
 - Die notwendige Magnetkraft/Magnetarbeit wird zum Einhalten der geforderten Hubzeit t_{12} in die Optimierung einbezogen. Dazu muß die Federkraft überwunden werden. Für den angezogenen Anker ist eine Halteüberschußkraft vorzugeben. Aus diesen Krafteckwerten bzw. der daraus ableitbaren notwendigen Magnetarbeit wird die Magnetkreisgeometrie und die notwendige Spulendurchflutung ermittelt.
 - Elektromagnete erzielen beim Einschaltvorgang nur dann eine hohe Dynamik, wenn man z. B. mit einem Durchflutungs-Boost arbeitet. Dazu kann man einen Übererregungsfaktor k_{Boost} vorgeben. Die Einhaltung der geforderten mechanischen Hubzeit t_{12} wird dann mit der Kraft-Weg-Kennlinie für Boost-Betrieb, die Erfüllung der Haltekraftbedingung mit der Haltedurchflutung Θ_H berücksichtigt.
8. Im Bereich des Luftspaltes/Ankergegenstückes können magnetische Netzwerkelemente berücksichtigt werden, die inhomogene Feldanteile (z. B. an den Rändern) beschreiben. So ist es z. B. die Behandlung von Tauchankermagneten mit Kennlinienbeeinflussung möglich. Hierbei spielt aber eine gewisse Erfahrung des Anwenders bei der Erstellung der Netzwerktopologie eine außerordentliche Rolle. Eine Validierung derartiger Modelle mit Meßergebnissen bzw. FEM-/FDM-Simulationsergebnissen ist unumgänglich.
9. Die bei elektromechanischen Energiewandlern auftretenden thermischen Verlustleistungen können mittels thermischer Netzwerke analysiert werden. Für Elektromagnete bedeutet dies, daß für den Magnetbauraum die zulässige Verlustleistung, die über die Oberfläche des Magneten abgegeben werden kann, ermittelt wird, woraus sich wiederum die Durchflutung ermitteln läßt.

Einige ausgewählte Netzwerkstrukturen magnetischer und thermischer Netzwerke, die für die Auslegung hochdynamischer Schaltmagnete anwendbar sind, und Ausführungen zu einigen *SESAM*-Skripten sind im Anhang ab S. I enthalten.

2.3.3 Möglichkeiten der Beschreibung des Optimierungszieles

Die Magnetkreisauslegung unter Beachtung der Antriebsdynamik besteht darin, einen Magnetantrieb zu finden, der den Dynamikanforderungen bei vorgegebenen thermischen Randbedingungen einem Optimierungsziel gerecht wird. Dabei wird die Art der elektrischen Ansteuerung (Leistungsendstufe) berücksichtigt.

Das Optimierungsziel wird mathematisch durch eine Zielfunktion beschrieben. Bei der bisherigen Vorgehensweise der statischen Magnetkreisauslegung (vgl. /FEINDT-1/) ist diese Zielfunktion mit dem Bauraumminimum oder Verlustleistungsminimum definiert worden. Treten dynamische Gesichtspunkte in der Aufgabenstellung einer Magnetkreisauslegung auf, so müssen ggf. andere Gesichtspunkte in die Aufstellung der Zielfunktion einfließen. Einige Szenarien sollen hier vorgestellt werden:

Bauraum:

Die Optimierung des Bauraumes (Magnetvolumen) zielt im wesentlichen auf die Ausnutzung der eingesetzten Werkstoffe (ökonomisches Kriterium). Unter dynamischen Gesichtspunkten kann es angewandt werden, weil ein minimaler Bauraum ein Minimalvolumen an flußleitendem Eisen einschließt, welches beim Ein- bzw. Ausschalten auf- bzw. entmagnetisiert werden muß und somit u.a. die Verzugszeiten beeinflusst.

Ankervolumen bzw. Ankermasse:

Mit dem Ziel einer hohen Bewegungsdynamik bei schnellschaltenden Elektromagnetantrieben liegt die Überlegung nahe, die Optimierung auf eine Minimierung des Ankervolumens/der Ankermasse zu richten. Anhand von zahlreichen Dimensionierungen mit *SESAM* konnten im Vergleich zur Methode *Bauraumminimum* kaum Unterschiede hinsichtlich der erhaltenen Magnetkreisgeometrie festgestellt werden.

elektrische Zeitkonstante(n):

Die Anwendung der elektrischen Zeitkonstante(n) als Zielfunktion erfordert ein paar nähere Erläuterungen.

Die elektrische Zeitkonstante bei induktiven Bauelementen ist allgemein als Quotient aus Induktivität und Wicklungswiderstand

$$\tau_{el} = \frac{L_{Spule}}{R_{Spule}(\vartheta)} \quad (16)$$

definiert. Durch die Eigenerwärmung der Spule infolge Stromfluß ist der Wicklungswarmwiderstand einzusetzen. Für den Wicklungswiderstand läßt sich die Beziehung (Widerstandsbemessungsgleichung)

$$R_{Spule}(\vartheta) = \frac{w l_{Wdg,m}}{\kappa_{el}(\vartheta) A_{Draht}} \quad (17)$$

mit:

w	Windungszahl	$\kappa_{el}(\vartheta)$	elektrische Leitfähigkeit des Spulendrahtes bei Spulentemperatur
$l_{Wdg,m}$	Drahtlänge einer mittleren Windung	A_{Draht}	Querschnitt des Spulendrahtes

angeben. Da bei der Grobdimensionierung noch keinerlei Angaben über die Spulendrahtsorte vorliegen, müssen andere Parameter herangezogen werden. Man erhält dann mit dem Wicklungsfüllfaktor k_F und dem Wickelfensterquerschnitt A_W

$$R_{Spule}(\vartheta) = \frac{w^2 l_{Wdg,m}}{\kappa_{el}(\vartheta) k_F A_W} \quad (18)$$

Die Induktivität ist allgemein definiert als Quotient aus dem verketteten magnetischen Fluß Ψ und dem Spulenstrom I bzw. durch Verknüpfung mit der Windungszahl w

$$L_{Spule} = \frac{\Psi}{I} = \frac{w^2 \Phi}{\Theta} \quad (19)$$

Faßt man nun die beiden letzten Formeln zusammen, so erhält man

$$\tau_{el} = \frac{\Phi}{\Theta} \cdot \frac{k_F A_W}{l_{Wdg,m}} \quad (20)$$

Der erste Teil des Produktes auf der rechten Formelseite stellt nur magnetische Größen dar, der zweite Teil enthält nur geometrische Parameter.

Die magnetischen Größen unterliegen bei der dynamischen Betrachtungsweise des Elektromagnetsystems einer zeitlichen Abhängigkeit und/oder Abhängigkeit von der Ankerposition. Genau genommen kann man die Induktivität nach (19) nur für stationäre Magnetfeldzustände ungesättigter Magnetkreise angeben. Daraus resultiert dann auch die eingeschränkte Aussagekraft der elektrischen Zeitkonstante für Elektromagnete.

Will man die elektrische Zeitkonstante als mathematische Rechenhilfsgröße zur Beschreibung des Optimierungszieles anwenden, so müssen zwei Werte betrachtet werden: Die elektrische Zeitkonstante des Anzugsvorganges (abgefallener Anker kurz vor Beginn der Anzugsbewegung)

und die des Rückstellvorganges (angezogener Anker kurz vor Beginn der Rückstellbewegung) weisen durch unterschiedliche Magnetflüsse je nach Ankerposition unterschiedlicher Werte auf. Hinzu kommt ggf. für den Anzugsvorgang ein Durchflutungs-Boost mit partiellen Sättigungserscheinungen im Magnetkreis.

Wie lassen sich nun die einzelnen Parameter aus (20) für eine Zielfunktion der Optimierung nutzen?

Der Magnetfluß Φ geht auch in die Magnetkraft ein. Für die statische Betrachtungsweise kann die Maxwell'sche Zugkraftformel $F_{mag} = \frac{\Phi^2}{2\mu_0 A_\delta}$ angegeben werden. Ein großer Fluß bewirkt

z. B. beim Anzugsvorgang eine große Beschleunigungskraft, ist allerdings ungünstig für den Stromanstieg.

Eine große Durchflutung Θ (ggf. erreicht durch eine Boostphase) ist günstig für den Stromanstieg, verursacht aber auch eine große thermische Verlustleistung in der Spulenwicklung.

Wickelfensterquerschnitt A_W und mittlere Windungslänge $l_{wdg,m}$ beschreiben indirekt den Magnetbauraum und somit die Ausnutzung der eingesetzten Konstruktionswerkstoffe.

Eine Minimierung der elektrischen Zeitkonstante nach (20) als Zielfunktion einer optimalen Magnetkreisauslegung unter Beachtung dynamischer Aspekte stellt somit eine komplexere Berücksichtigung von Einflußparametern dar als z. B. die Optimierung des Bauraumes.

Kapitel 3

Entwurf von neutralen Elektromagneten unter Einbeziehung der Magnetdynamik

In der Literatur sind die Einflußfaktoren auf die Dynamik elektro-magneto-mechanischer Wandler beschrieben. Detaillierte Angaben zu Einflußgrößen des dynamischen Verhaltens von Elektromagneten sind in /FEINDT-2/ im Kapitel 3, S. 25ff, aufgeführt. Einige weitere Details, die sich besonders auf schnellschaltende Elektromagnete beziehen, sind Gegenstand der folgenden Abschnitte. Die Betrachtungen zur elektrischen Ansteuerung aus /FEINDT-2/ wurden bezüglich der umgesetzten mechanischen Arbeit erweitert.

3.1 Bedeutung der elektrischen Ansteuerung

Da der Elektromagnet ein Energiespeicher ist, kann sich die Magnetfeldenergie, die bei stromdurchflossener Spule im Magnetkreis gespeichert ist, nicht sprungförmig ändern. Demzufolge läßt sich auch nur ein begrenzter Kraftanstieg bzw. -abfall erreichen. Dies hat wiederum Auswirkungen auf die Bewegungsdynamik. Durch geeignete schaltungstechnische Maßnahmen des Leistungsstellgliedes können dabei die dynamischen Eigenschaften des Elektromagneten beeinflußt werden.

3.1.1 Schaltendstufe mit einem Schalter (Spannungs-Einprägung)

Die einfachste Möglichkeit eines Leistungsstellgliedes für einen Elektroschaltmagneten besteht aus einem Schalttransistor. Diese Endstufe erfordert nur die Bereitstellung einer Versorgungsspannung. Der Nachteil ist die extrem eingeschränkte Dynamik des Gesamtsystems *Leistungsstellglied - Elektromagnet - Mechanik/Ventil*. Die Auslegung des Magneten und der Spule erfolgt nach der notwendigen Haltekraft F_H und der thermischen Belastung. Die Haltekraft muß dabei mit dem Haltestrom $I_H = \frac{U_B}{R_{Spule}(\vartheta)}$ erzeugt werden, der sich aus der Versorgungsspannung U_B und dem temperaturabhängigen Spulenwiderstand $R_{Spule}(\vartheta)$ einstellt. Dabei ist der

gesamte mögliche Umgebungstemperaturbereich inkl. Eigenerwärmung zu berücksichtigen.

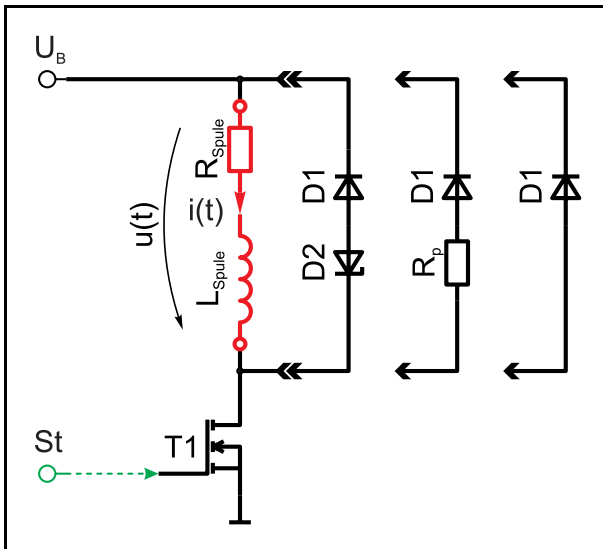


Abb. 18 Prinzipschaltung einer einfachen Schaltendstufe mit Varianten der Bedämpfung der Abschaltspannungsspitze

Weitere Einschränkungen treten auf, wenn die Versorgungsspannung extrem toleranzbehaftet ist, wie es z. B. beim unstabilierten Kfz-Bordnetz der Fall ist (Anlassen Sommer/Winter, Generatorbetrieb, Starthilfe, ...). Die Anzugs- und Haltekraft muß bei minimaler Spannung und maximaler Spulentemperatur aufgebracht werden. Die Endstufenstrombelastbarkeit ergibt sich bei maximaler Spannung und dem minimalen Wicklungswiderstand der Spule bei Kalttemperatur.

Beim Ausschaltvorgang sorgt die Bedämpfung (Diode, Widerstand, Z-Diode) für einen Überspannungsschutz des Schalttransistors. Die im Magnetkreis gespeicherte Energie wird dabei durch den Stromfluß in der Maschine *D1-D2-Spule* in thermische Verluste umgewandelt.

Bedingt durch die Energiespeichereigenschaft des Magnetkreises steigt bzw. fällt der Spulenstrom und damit die Magnetkraft nur mit begrenzter Anstiegsgeschwindigkeit. Durch die Ankerbewegung erfolgt sogar eine Beeinflussung des sich einstellenden Spulenstromes $i(t)$ (vgl. die Spannungs-Differentialgleichung (1) auf S. 8 und Abb. 19 auf S. 39). Die Folge ist eine sehr geringe Bewegungsdynamik von Anker und angekoppelten Teilen (bewegte Masse). Für schnellschaltende Elektromagnete hat dieser Typ des Leistungsstellgliedes deshalb keine Bedeutung.

Weitere Ausführungen und Diagramme sind im Abschnitt *Auswahl des Leistungsstellgliedes aus der Sicht der Beschleunigungsarbeit (umgesetzte mechanische Arbeit)* auf S. 49f enthalten.

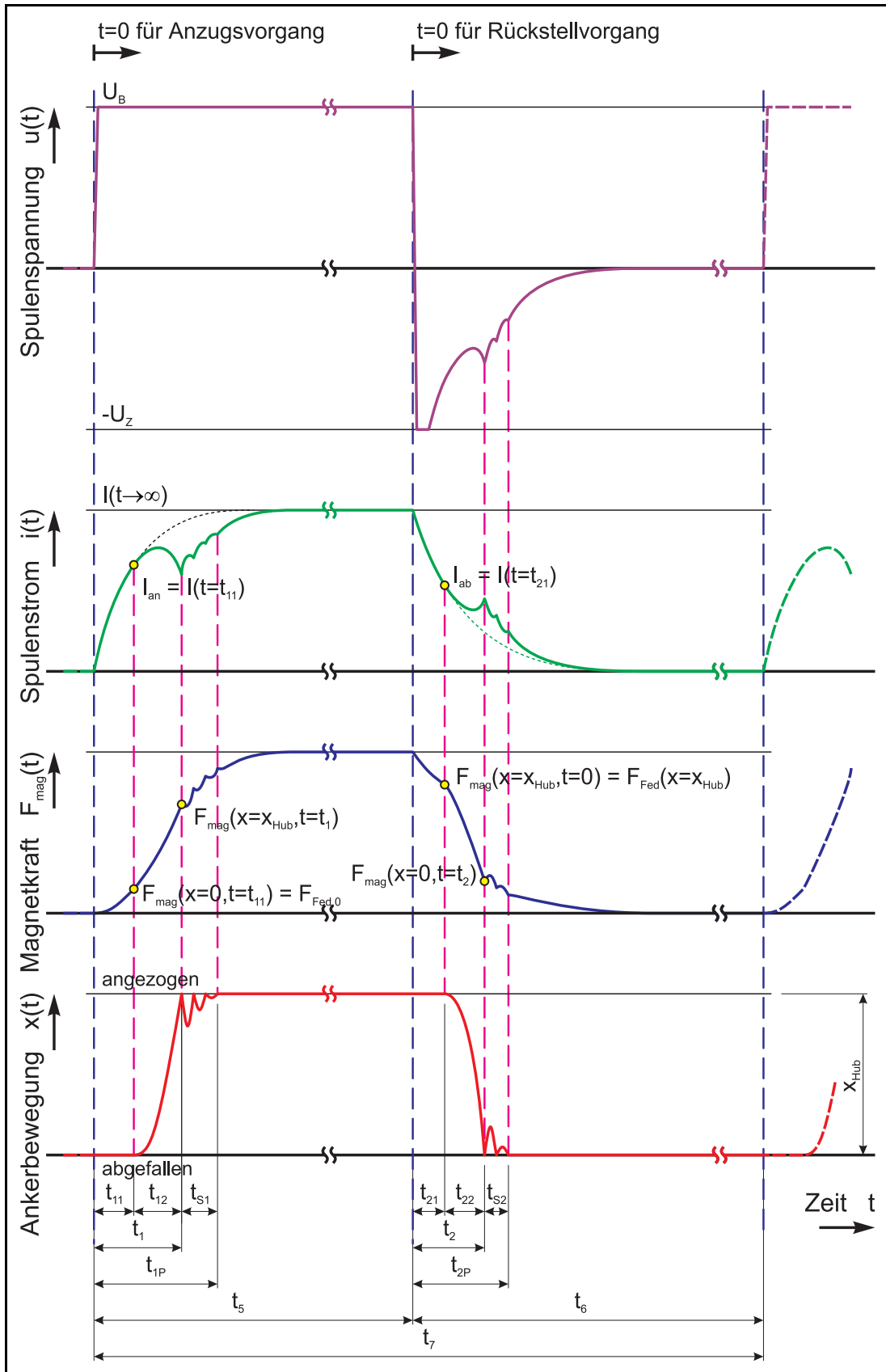


Abb. 19 Typischer zeitlicher Verlauf einiger Größen beim Betrieb eines Elektromagneten an einer einfachen Schaltstufe

3.1.2 Schaltendstufe mit zwei Spannungsniveaus (Spannungs-Boost)

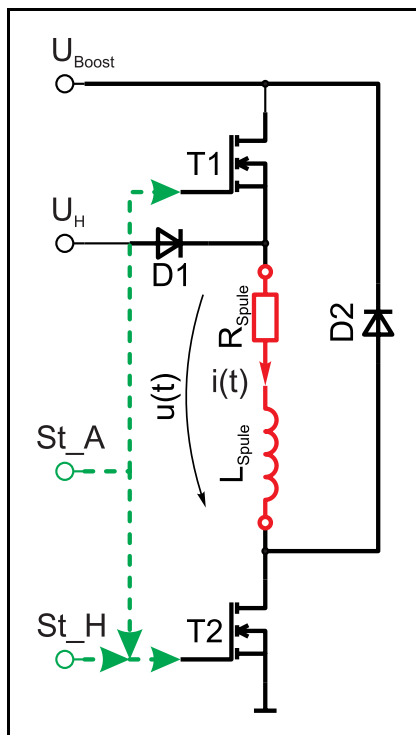


Abb. 20 Prinzipschaltung einer Schaltendstufe mit Spannungs-Boost

Die nachteiligen Effekte des begrenzten Strom- und Magnetkraftanstieges bzw. -abfalls beim Ein- bzw. Ausschalten von Elektromagneten kann man mit der Methode der Übererregung (Spannungs-Boost) vermindern. Dazu ist ein Leistungsstellglied mit zwei Schaltern notwendig (Abb. 20). Zum Betrieb sind zwei Versorgungsspannungen erforderlich. Eine Boost-Spannung sorgt für einen schnellen Stromanstieg bzw. -abfall beim Ein- bzw. Ausschalten der Spule, die Haltespannung sorgt während der Haltephase für ein sicheres Halten des Ankers bei minimaler thermischer Belastung der Spule durch die im Spulenwiderstand entstehende Verlustleistung. Weiterhin sind zwei Steuersignale für beide Schalttransistoren bzw. die Schaltphasen *Boost* und *Halten* notwendig. Das zeitliche Regime dieser beiden Steuersignale kann dabei adaptiv an sich ggf. ändernde Rahmenbedingungen (Temperatur, Spannungskonstanz, ...) angepaßt werden.

An den Klemmen U_{Boost} und U_H liegen die Boost-Spannung und die Haltespannung an (Bedingung: $U_{Boost} > U_H$), die Steuersignale St_A und St_H steuern für die Anzugs-/Übererregungsphase bzw. die Haltephase die Endstufentransistoren $T1$ und $T2$ an.

Während des Anzugsvorganges (St_A ist aktiv) werden $T1$ und $T2$ geschlossen, der Spulenstrom steigt infolge einer hohen Übererregung schnell an.

Am Ende der Boostphase kann eine kurze Pause bis zum Aktivieren des Haltesignals St_H eingefügt werden ($T1$ und $T2$ sperren), durch die Freilaufdiode $D1$ und $D2$ erfolgt eine Rückspeisung der Magnetfeldenergie in die Stromversorgung und durch die jetzt an den Spulenklammern anliegende entgegengesetzt gepolte Differenz aus Boost- und Haltespannung erfolgt ein schneller Abfall des Spulenstromes (siehe Abb. 21 auf S. 41). Diese Maßnahme soll die thermische Belastung des Elektromagneten reduzieren.

Mit Aktivierung des Steuersignals St_H wird der Transistor $T2$ geschlossen und es stellt sich der Haltestrom in der Magnetspule ein. Nach Beendigung der Haltephase wird Transistor $T2$ gesperrt und es tritt ebenfalls eine Schnelllöschung des Spulenstromes auf, bis der Strom auf den Wert *Null* gesunken ist.

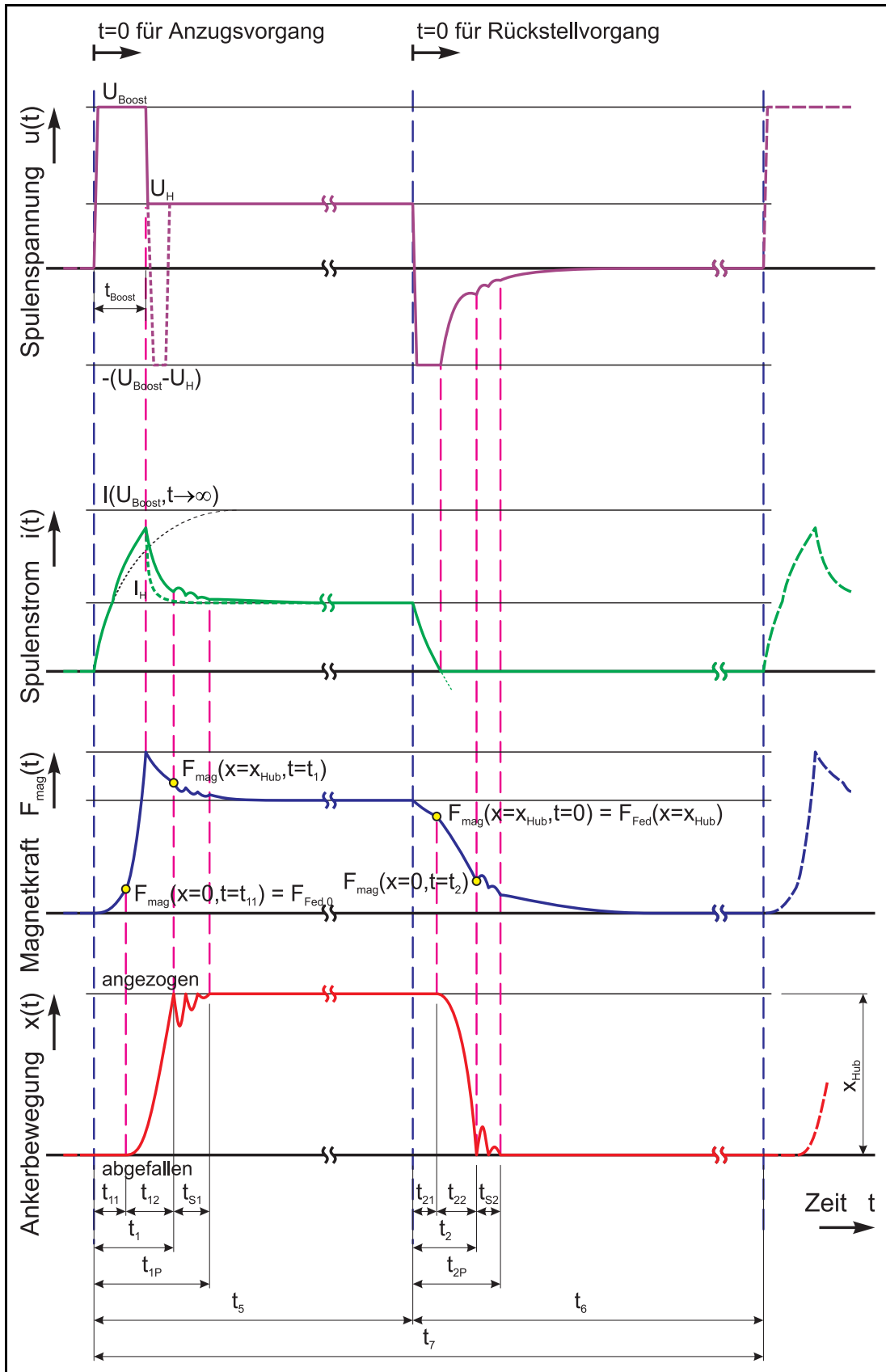


Abb. 21 Typischer zeitlicher Verlauf einiger Größen beim Betrieb eines Elektromagneten an einer Spannungs-Boost-Endstufe

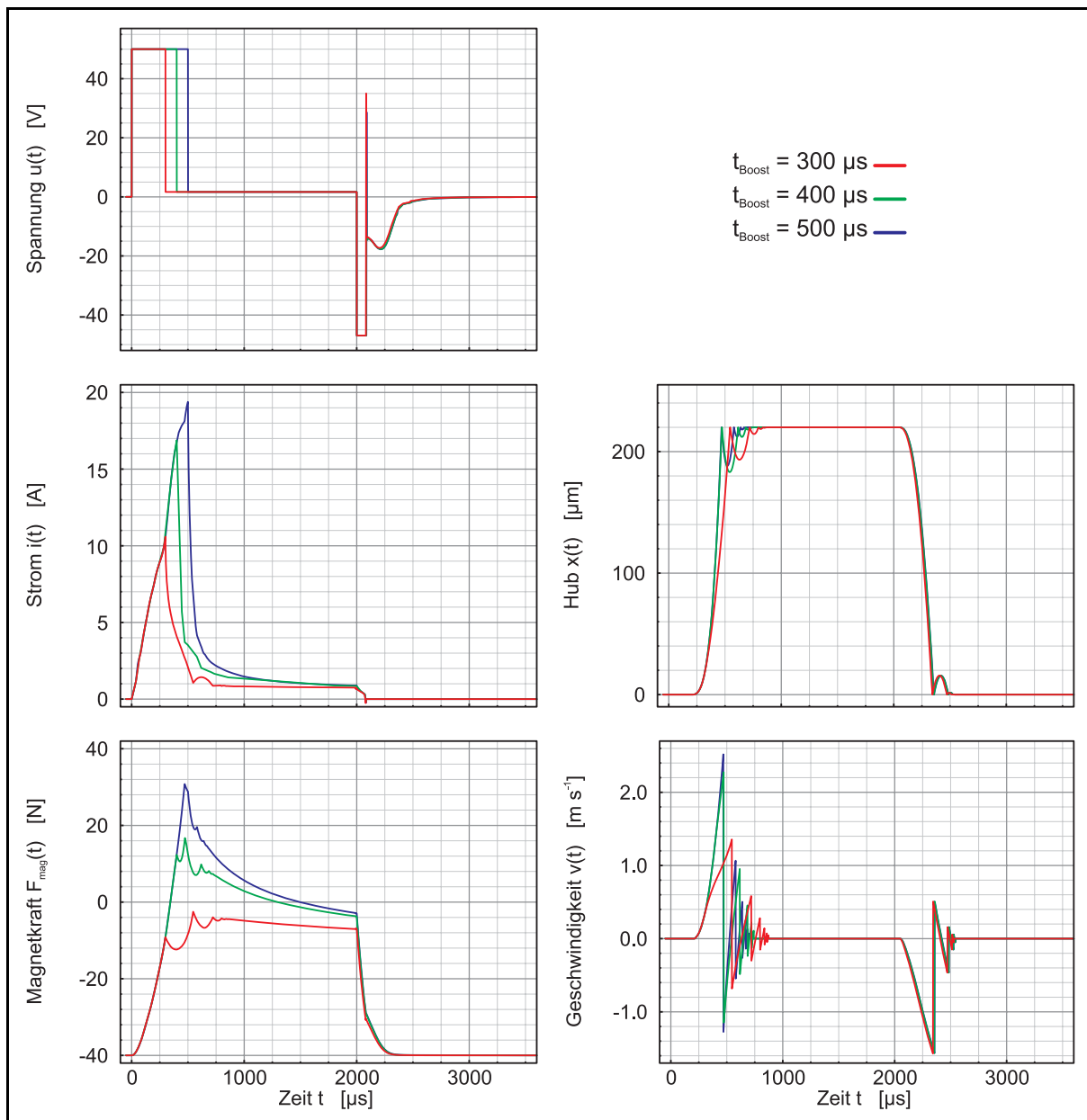


Abb. 22 Verlauf einiger Größen beim Betrieb eines Elektromagneten an einer Spannungs-Boost-Endstufe, Dynamiksimulation des Ein- und Ausschaltvorganges mit *SESAM* Parameter: Übererregungszeit t_{Boost}

Ein Nachteil dieser Schaltung ist, daß bei Spulentemperaturänderungen und Spannungsschwankungen der Spulenstrom und somit die Magnetkraft in der Anzugs- und Haltephase beeinflusst werden. Ein weiterer Nachteil dieser Ansteuerung besteht in dem großen Strom-Peak in der Boostphase. Da der Magnetkreis hinsichtlich des Bauraumes so dimensioniert wird, daß bei Haltestrom der Arbeitspunkt für das Eisenmaterial zum Zwecke einer optimalen Materialausnutzung etwa im Bereich des Sättigungsknickes der B-H-Kennlinie liegt, bewirkt die in der Boostphase im Magnetkreis einsetzende Sättigung nach einigen Hundert Mikrosekunden nach dem Einschalten der Boost-Spannung einen übermäßig steilen Stromanstieg. Der auf einen hohen Wert steigende Spulenstrom bewirkt eine große thermische Belastung der Spule. Abhilfe kann

man dadurch erreichen, daß der Übergang von der Boostphase in die Haltephase bereits kurz nach Bewegungsbeginn des Ankers, also etwa nach Verstreichen des Ansprechverzugs t_{11} erfolgen kann. Simulationsbeispiele (siehe Abb. 22) belegen, daß die Dauer der Boostphase t_{Boost} ab dem Überschreiten einer gewissen Schwelle keinen Zuwachs an Bewegungsdynamik des Anzugsvorganges bewirkt. Allerdings verläuft das Abklingen der Preller beim Ankeranschlag an das Ankergegenstück schneller, wenn die Boostphase mindestens bis zum ersten Ankeranschlag und ggf. länger aufrechterhalten wird.

Dieses Leistungsstellglied ist für schnellschaltende Elektromagnete mit Schaltzeiten kleiner einer Millisekunde durchaus interessant, wenn

- die thermischen Einbaubedingungen (maximale Umgebungstemperatur, Einsatztemperaturbereich) des Elektromagneten dies zulassen,
 - die Versorgungsspannungen geringen Schwankungen unterliegen,
- so daß durch diese Parametereinflüsse die Dynamik des Gesamtsystems nur unwesentlich beeinflußt wird.

3.1.3 Chopper-Endstufe (Strom-Einprägung)

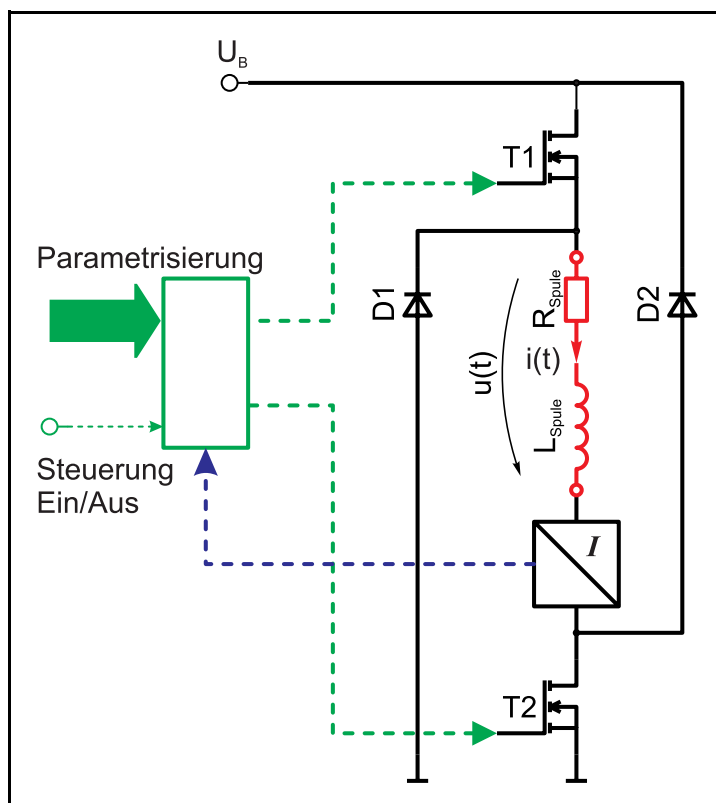


Abb. 23 Prinzipschaltung einer Chopper-Endstufe

Die Nachteile von Leistungsstellgliedern, die den Elektromagneten mit Spannungseinprägung betreiben, kann man durch eine sog. Stromeinprägung umgehen. Schaltungstechnisch handelt es sich dabei allerdings um eine geregelte Spannungsquelle. Diese läßt sich prinzipiell linear geregelt oder getaktet ausführen. Bei einer Stromquelle mit linear geregeltem Transistor entsteht im Stellglied selbst eine hohe Verlustleistung. Vom Wirkungsgrad günstiger sind sog. Chopper-Endstufen nach Abb. 23, bei denen der Strom über einen Zweipunktregler durch wechselndes Ein- und Ausschalten geregelt wird. Die notwendige Betriebsspannung ist um ein vielfaches höher als das Produkt

$I_H R_{Spule}(\hat{v})$. Damit wird, ähnlich dem Leistungsstellglied mit Spannungs-Boost (siehe vor-

angegangenen Abschnitt), beim Einschalten ein schneller Stromanstieg erreicht. Beim Ausschalten besteht je nach Schaltungsausführung die Möglichkeit, die im Magnetkreis gespeicherte Energie durch Bedämpfung der Abschaltspannungsspitze als Wärmeverluste abzuführen oder in elektrische Energie zu wandeln und auf den Siebkondensator der Stromversorgung zu speichern. Die Funktion ist in der einschlägigen Fachliteratur beschrieben und soll an dieser Stelle nicht weiter erläutert werden. Der zeitliche Verlauf von Spannung, Strom, Magnetkraft und Ankerposition sind in der folgenden Abb. 24 angegeben. Wird die Hysterese der Strom-Chopperung klein gehalten, ist der Einfluß auf die Magnetkraftschwankung unbedeutend.

Versorgungsspannungs- und Spulentemperaturschwankungen sowie die Rückwirkung der Ankerbewegung auf den elektrischen Kreis haben kaum einen Einfluß auf die Magnetkraft und somit die Bewegungsdynamik des Magnetantriebes.

Nachteile dieses Leistungsstellgliedes sind

- ein höherer Schaltungsaufwand und
- eine begrenzte Bewegungsdynamik beim Einschaltvorgang durch Fehlen einer zeitlich begrenzten Kraftüberhöhung (Die Auslegung von Magnetkreis und Leistungsstellglied erfolgt i.a. anhand der statischen Haltekraft; vgl. auch: Abschnitt *Schaltendstufe mit einem Schalter*, S. 38).

Der Einsatz dieses Leistungsstellgliedes erfolgt i. a. bei Schaltzeiten bis ca. 1 Millisekunde.

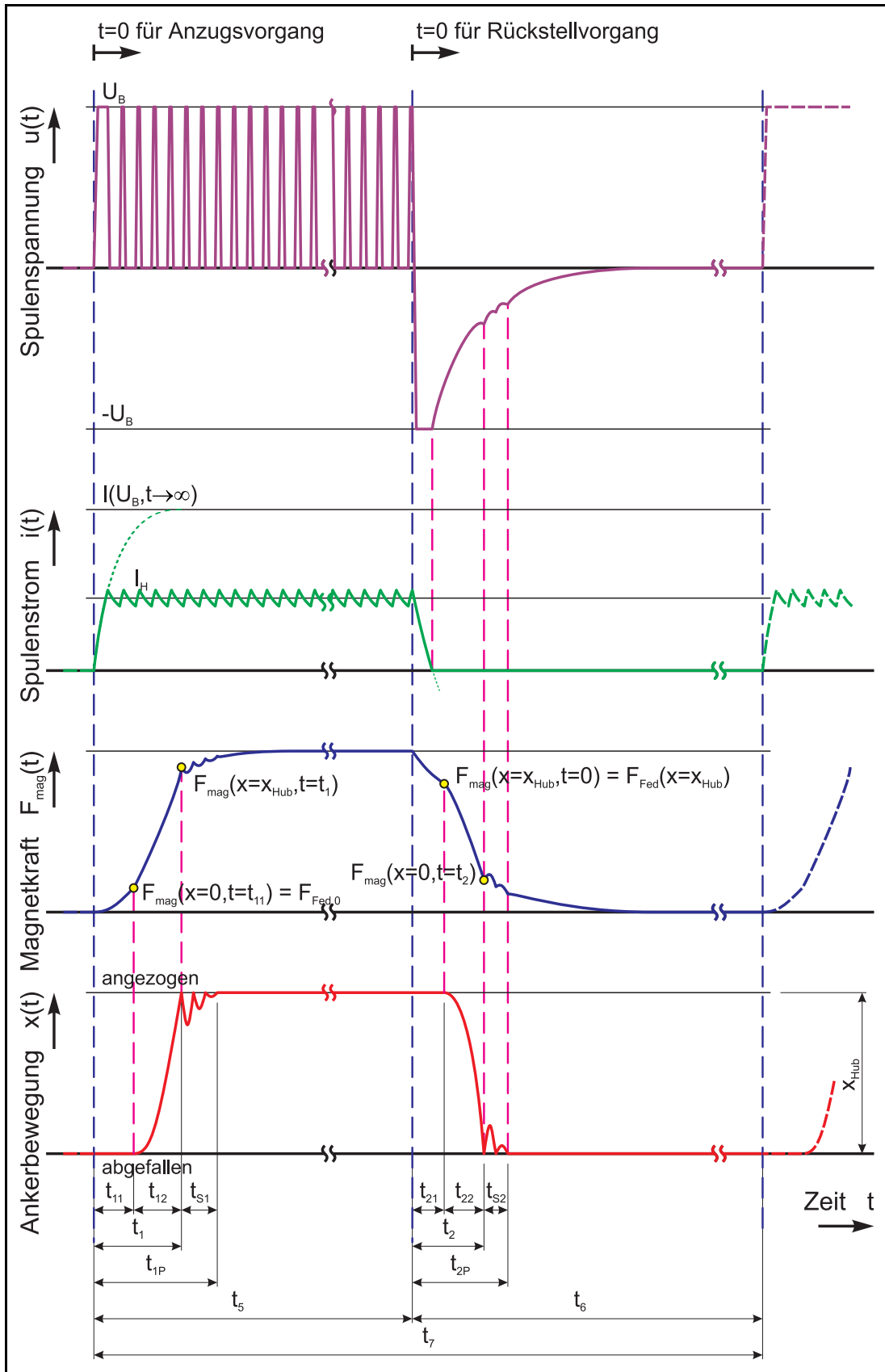


Abb. 24 Typischer zeitlicher Verlauf einiger Größen beim Betrieb eines Elektromagneten an einer Chopper-Endstufe

3.1.4 Chopper-Endstufe mit zwei Stromniveaus (Strom-Boost)

Will man eine sehr hohe Magnetdynamik erreichen, muß man eine Kombination der Eigenschaften von Spannungs-Boost- und Chopper-Endstufe realisieren. Dabei wird der extreme Strom-Peak in der Boostphase der Spannungs-Boost-Endstufe, welcher keine nennenswerten Vorteile für die Anzugsdynamik des mechanischen Systems bewirkt, nach Erreichen einer Stromschwelle durch den Übergang zu einem Boost-Stromniveau "gekapt". Nach dem Ankeranschlag kann dann zum Haltestromniveau umgeschaltet werden. Eine derartige Schaltung nach Abb. 25 ist aber schaltungstechnisch aufwendig und verursacht nicht unerhebliche Kosten. Wirtschaftlich sinnvoll ist ein stromgeregeltes Leistungsstellglied mit Boost- und Haltestromniveau nur als getaktete Endstufe (Chopper-Endstufe) in der Ausführung als integrierte Schaltung.

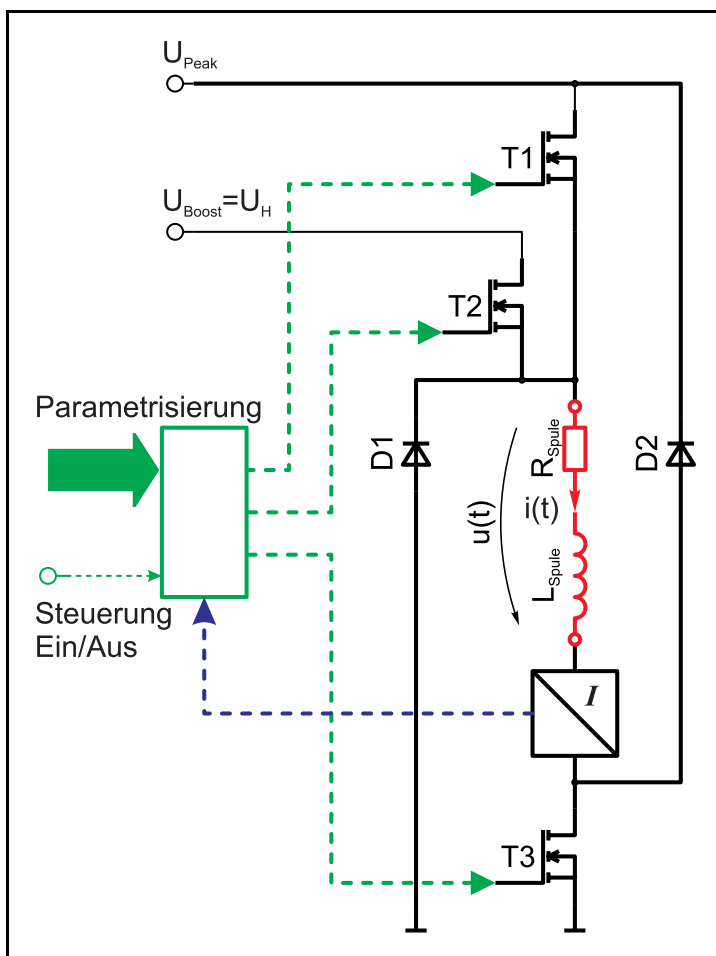


Abb. 25 Prinzipschaltung einer Chopper-Endstufe mit Strom-Boost

Das Schaltregime für eine derartige Chopper-Endstufe ist in Abb. 26 angegeben:

Beim Einschalten mit der Versorgungsspannung U_{Peak} (Schalter $T1$ und $T3$ leitend) steigt der Spulenstrom $i(t)$ schnell auf den Wert I_{Peak} . Nach Überschreiten dieser Stromschwelle wird $T1$ kurzzeitig gesperrt, der Strom sinkt auf den unteren Schwellwert I_{Boost} ab. Ab diesem Zeitpunkt setzt eine Strom-Chopperung durch wechselndes Ein- und Ausschalten des Schalters $T2$ ein, gespeist aus der (dauerstrombelastbaren) Spannungsquelle $U_H = U_{Boost} < U_{Peak}$ und gesteuert durch eine Strommessung und Vergleich mit den Schwellwerten des Zweipunktreglers (I_{Boost} und der Schalthysterese). Mit diesem hohen Stromniveau wird im Elektromagneten ein Durchflutungs-Boost erzielt.

Nach Verstreichen der Zeit t_{Boost} wird die Steuerung des Schalters $T2$ auf das niedrigere Stromniveau $I_H < I_{Boost}$ umgeschaltet. Am Ende der Boostphase und der Haltephase bewirken die Freilaufdioden $D1$ und $D2$ durch Schließen von $T2$ und $T3$ eine Stromschnellöschung.

Prinzipiell ist es möglich, eine derartiges Leistungsstellglied auch mit einer Versorgungsspannung zu betreiben. Damit beim Einschalten ein schneller Stromanstieg realisierbar ist, muß eine hohe Betriebsspannung zur Verfügung stehen. Diese kann, bedingt durch die Stromregelung (Chopperung), auch während der Haltephase genutzt werden. Allerdings muß diese Betriebsspannung dann entsprechend dauerstrombelastbar bereitgestellt sein. Bei Kfz-Anwendungen mit dem z.Z. üblichen 12 V-Bordnetz wird die Betriebsspannung U_{Peak} durch Aufwärtsschaltregler erzeugt. Da das Ansteuerregime des Elektromagneten nur während des Einschaltens bis zum Erreichen des Stromniveaus I_{Peak} diese hohe Spannung erfordert, muß nur eine zeitlich begrenzte Stabilität der Spannungsquelle vorliegen, was sich in günstigeren Kosten des Aufwärtsschaltreglers widerspiegelt. Die Boost- und Haltephase kann dann aus dem batteriegepufferten, strombelastbaren Kfz-Bordnetz gespeist werden.

Für unipolare Ansteuerung von elektromagnetischen Wandlern ist beispielsweise die integrierte Chopper-Endstufe *L294* verfügbar. Das Chopper-Stromniveau wird dabei durch eine einstellbare Referenzspannung festgelegt. Will man mit zwei Stromniveaus arbeiten, läßt sich dies nur durch eine aufwendige externe Beschaltung realisieren. Zur Stromdetektierung ist außerdem ein entsprechend strombelastbarer externer Meßwiderstand notwendig. Eine kommerziell verfügbare integrierte Leistungsendstufe mit den Eigenschaften nach Abb. 25 und 26 ist z.Z. nicht bekannt.

Weitere Ausführungen und Diagramme sind im folgenden Abschnitt *Auswahl des Leistungsstellgliedes aus der Sicht der Beschleunigungsarbeit (umgesetzte mechanische Arbeit)* auf S. 49f enthalten.

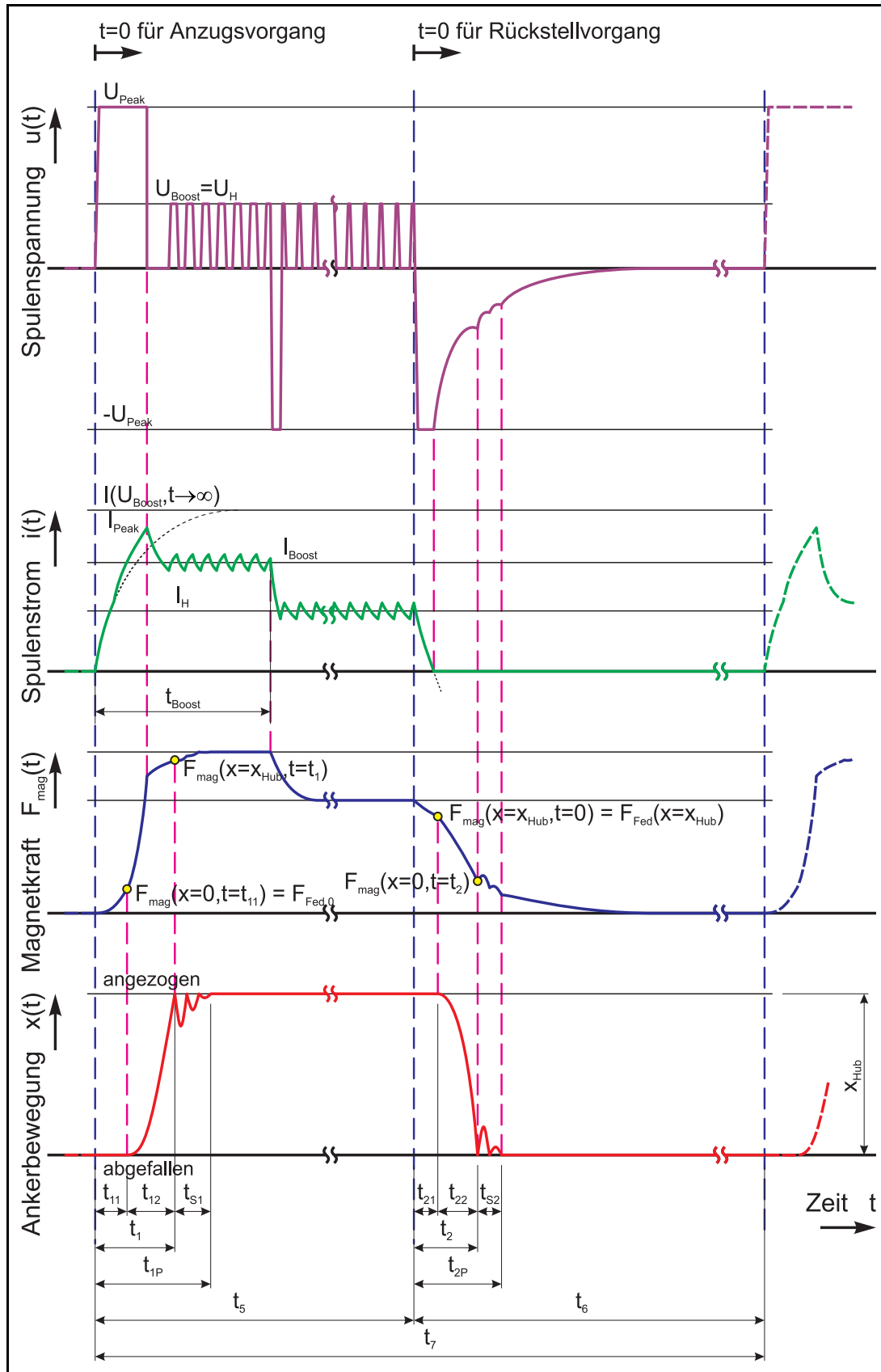


Abb. 26 Typischer zeitlicher Verlauf einiger Größen beim Betrieb eines Elektromagneten an einer Chopper-Endstufe mit Strom-Boost

3.1.5 Auswahl des Leistungsstellgliedes aus der Sicht der Beschleunigungsarbeit (umgesetzte mechanische Arbeit)

3.1.5.1 Theoretische Betrachtungen

Der Elektromagnet ist ein Energiewandler. Die mechanische Arbeit, die er beim Anzugsvorgang (Verringerung des Luftspaltes) verrichten kann, läßt sich im Kraft-Weg-Diagramm darstellen. Als Maß dafür dient die Fläche zwischen Magnetkraftkennlinie und der x-Achse. Die Beschleunigungsarbeit ergibt sich nun als Flächendifferenz zwischen Magnetkraftkennlinie und Kennlinie der Gegenkräfte. Die Rückstellbewegung beim neutralen Elektromagneten wird durch die in der Feder gespeicherte Energie bewirkt (Fläche zwischen Federkraftkennlinie und x-Achse).

Mit dem Hintergrund der Dimensionierung von Magnetkreisen mit Hilfe der zu verrichtenden Hubarbeit muß allerdings beachtet werden, daß zwischen statischen und dynamischen Kennlinien unterschieden werden muß: Die Hubarbeit (maximal mögliche Beschleunigungsarbeit) zwischen statischer Antriebskraftkennlinie und Kennlinie der statischen Gegen-/Lastkräfte und die umgesetzte Beschleunigungsarbeit zwischen den zeitlich abhängigen Kraftkennlinien $F(x,t)$, getrennt betrachtet für Anzugs- und Rückstellvorgang:

Anzugsvorgang (Abb. 27a bzw. 28a)

- maximal mögliche Beschleunigungsarbeit $W_{\text{Beschl,an,max}}$: schraffierte Fläche zwischen statischer Magnetkraftkennlinie und Federkennlinie
- umgesetzte Beschleunigungsarbeit $W_{\text{Beschl,an,umg}}$: Fläche zwischen Magnetkraftkennlinie $F_{\text{mag}}(x,t)$ und Summenkennlinie *aller* Lastkräfte (geschwindigkeitsproportionale Dämpfung, Federkraft, ...)

Rückstellvorgang (Abb. 27b bzw. 28b)

- maximal mögliche Beschleunigungsarbeit $W_{\text{Beschl,ab,max}}$: schraffierte Fläche zwischen Federkennlinie und x-Achse
- umgesetzte Beschleunigungsarbeit $W_{\text{Beschl,ab,umg}}$: Fläche zwischen Federkraftkennlinie abzüglich geschwindigkeitsproportionale Dämpfung und Magnetkraftkennlinie $F_{\text{mag}}(x,t)$. Letztere ergibt sich dadurch, daß beim Abschalten des Elektromagneten infolge der im Magnetkreis gespeicherten magnetischen Energie die Haltemagnetkraft nicht sprunghaft verschwindet, sondern während des Magnetfeldabbaues als bewegungshemmende Kraft wirkt.

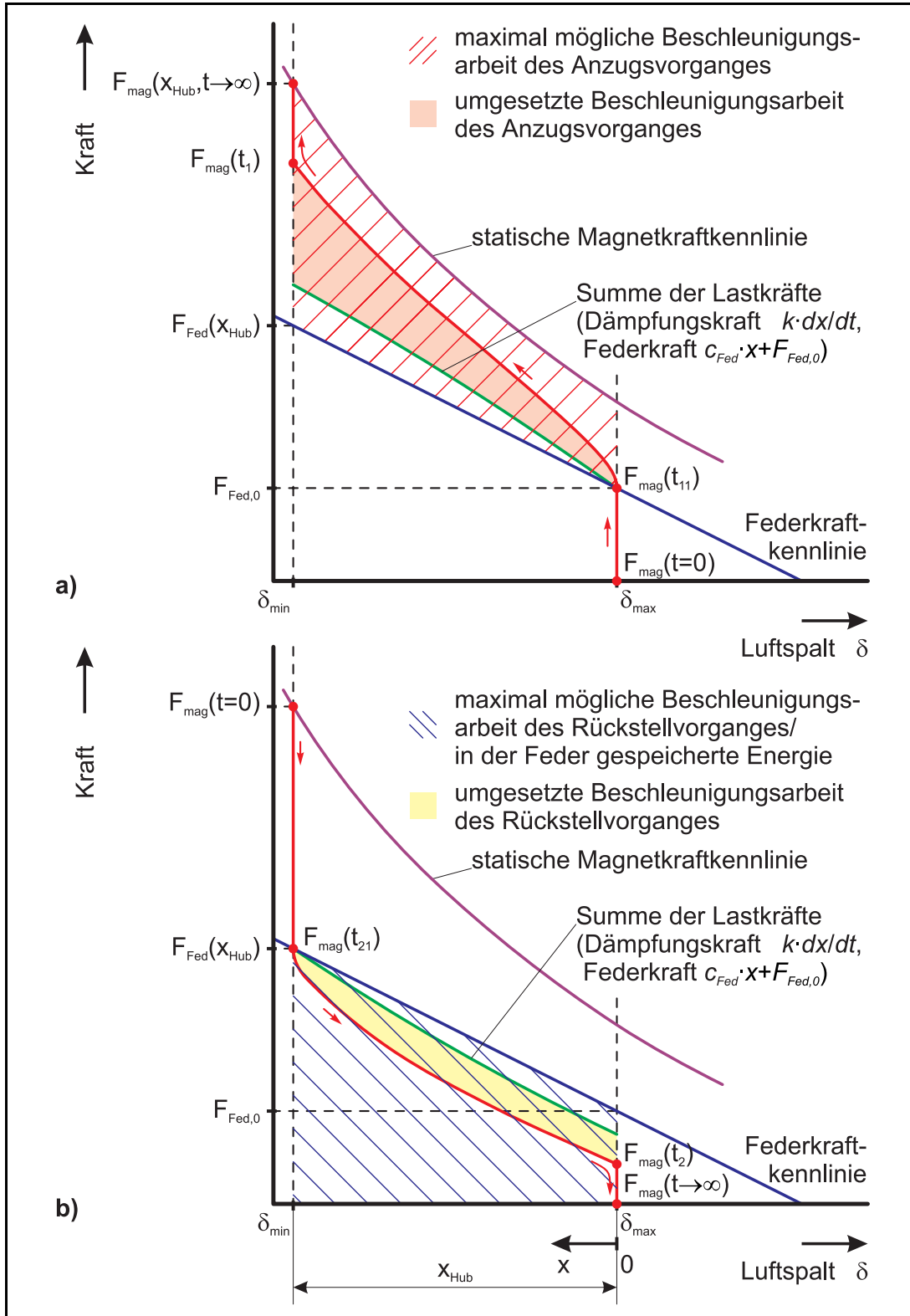


Abb. 27 Kraft-Weg-Kennlinien sowie theoretisch ausnutzbare und umgesetzte Beschleunigungsarbeit bei Betrieb an einer einfachen Schaltendstufe (Spannungseinprägung)

a) Anzugsvorgang (ohne Prellen)

b) Rückstellvorgang (ohne Prellen), Bedämpfung der Abschaltspannungsspitze mit Freilaufdiode

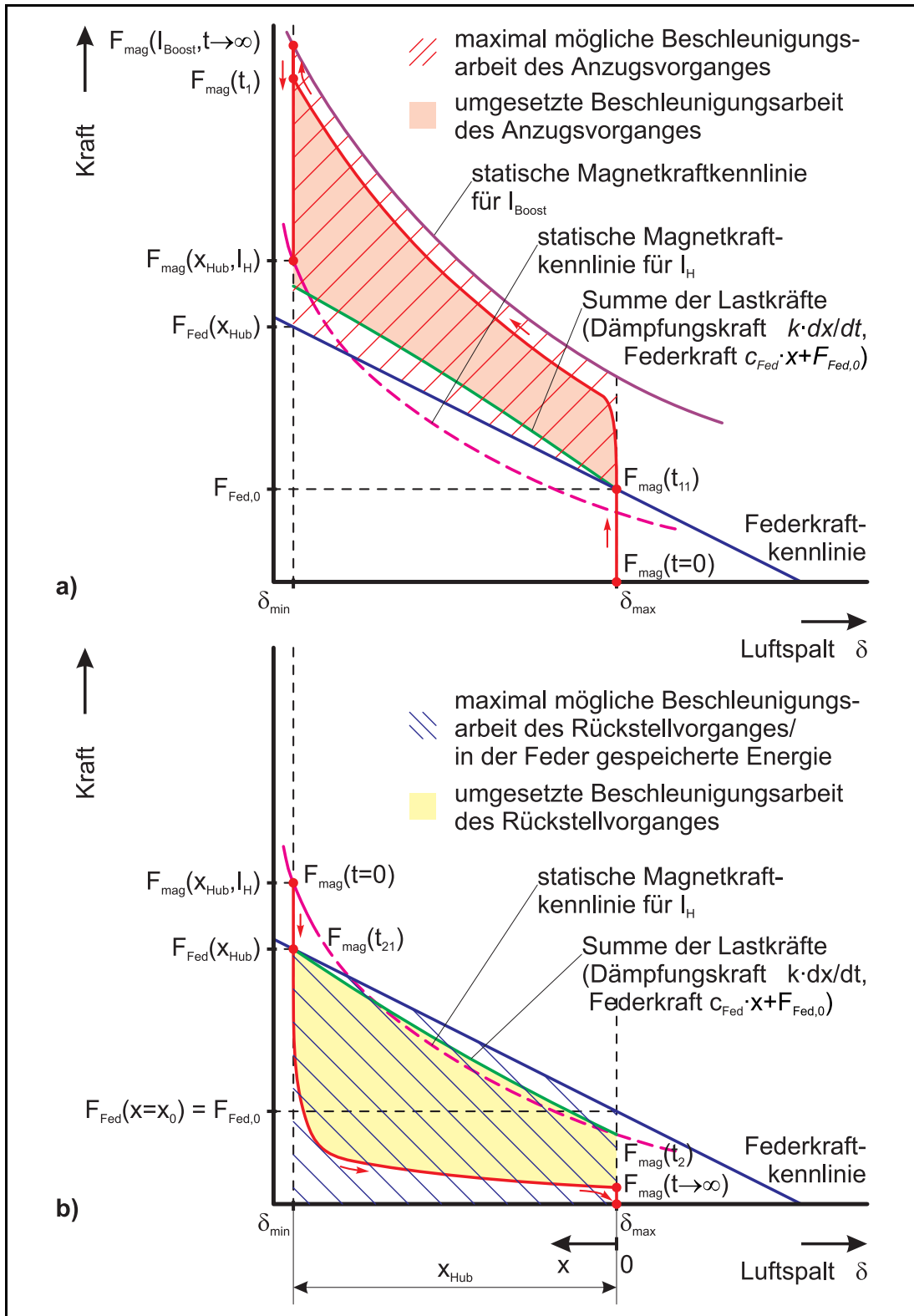


Abb. 28 Kraft-Weg-Kennlinien eines Elektromagneten sowie theoretisch ausnutzbare und umgesetzte Beschleunigungsarbeit bei Betrieb an einer Chopper-Endstufe (Stromeinprägung) mit zwei Stromniveaus

a) Anzugsvorgang (ohne Prellen)

b) Rückstellvorgang (ohne Prellen), Betrieb mit Stromschnellöschung beim Ausschalten

Je nach Wahl der elektrischen Ansteuerung ergeben sich die in den Diagrammen Abb. 27 und 28 dargestellten Unterschiede: Das Verhältnis der umgesetzten zur maximal möglichen Beschleunigungsarbeit (Verhältnis der Flächen) ist bei der Stromeinprägung wesentlich günstiger als bei der Spannungseinprägung. Für eine hohe Bewegungsdynamik des Elektromagnetankers ist in der Anfangsphase der Bewegung eine hohe Beschleunigung erforderlich. Beim Anzugsvorgang bedeutet dies, daß die Kraftkennlinie $F_{mag}(t)$ nach Überwinden der Federvorspannkraft $F_{Fed,0}$ weiter steil ansteigt und sich der statischen Kraft-Weg-Kennlinie der Anzugskraft "anschmiegt" (Abb. 28a). Beim Rückstellvorgang muß die Magnetkraftkennlinie $F_{mag}(t)$ nach Unterschreiten der Federkraft (Rückstellkraft) im Diagramm möglichst nahe an die Achse $F = 0$ herankommen (Abb. 28b). Positiv unterstützt wird dies zum einen durch schaltungstechnische Maßnahmen (Wahl der Art des Leistungsstellgliedes) und auch durch die Wahl des Eisenwerkstoffes bezüglich der Minimierung von Wirbelströmen.

Allerdings wird das Verhältnis der umgesetzten zur maximal möglichen Beschleunigungsarbeit auch bei Verwendung einer Chopper-Endstufe mit Strom-Boost ungünstiger, je kleiner die Forderung für die Schaltzeiten ausfallen.

3.1.5.2 Vergleichsbeispiel für den Einfluß des Leistungsstellgliedes

Der Sachverhalt des vorangegangenen Abschnittes soll durch ein Beispiel untermauert werden: Für die vier in den vorangegangenen Abschnitten beschriebenen Arten des Leistungsstellgliedes ist je ein Magnet anhand einer fiktiv vorgegebenen Aufgabenstellung dimensioniert worden. Als Kriterium der Vergleichbarkeit sind die Magnete mit dem Ziel dimensioniert worden, daß sie etwa die gleiche Hubzeit t_{12} und Rücklaufzeit t_{22} aufweisen. Als weitere wichtige Nebenbedingung ist die für das Magnetvolumen zulässige thermische Verlustleistung so ermittelt worden, daß eine vorgegebene Spulentemperatur nicht überschritten wurde. Die zulässige Verlustleistung ist anhand einer thermischen Netzwerkberechnung bei der Magnetkreisdimensionierung nach dem im Anhang auf S. XCV dokumentierten Modell vorgenommen worden.

Wegen der eingeschränkten Dynamik bei Betrieb an einer einfachen Schaltendstufe (Spannungseinprägung) mit Abschaltspannungsbedämpfung durch eine Diode ist die Vorgabe dieser Zeiten mit $t_{12} \approx t_{22} \approx 800 \mu\text{s}$ nicht zu klein gewählt worden. Trotzdem sei vorweggenommen, daß die Magnetkreisdimensionierung für die Version mit Spannungseinprägung keine Magnetkreisgeometrie hervorbrachte, die auch nur annähernd die Sollwerte für t_{12} und t_{22} erreichte. Vorgabewerte/Restriktionen sowie Ergebnisse dieser Magnetkreisauslegung mit *SESAM* sind im Anhang (S. XCVIIff) in Tabellenform aufgeführt. Ausgelegt wurden Magnetkreise mit Materialmix (Kobalt-Eisen für Kern und Anker, Standardeisenwerkstoff/Automatenstahl für Mantel und Boden). Einige Ergebnisse der Dynamiksimulation mit *SESAM* sind auf den Seiten S. 55ff in Diagrammform dargestellt.

Zunächst ist für jede Kombination *Leistungsstellglied - Elektromagnet* ein Diagramm aller

dynamikrelevanten Kraft-Weg-Kennlinien dargestellt (Abb. 29). Diese Art der Darstellung der Kennlinien ist in der Literatur bisher nicht bekannt: Neben den statischen Magnetkraftkennlinien sind die Kennlinien der Magnetkraft $F_{mag}(x,t)$ dargestellt. Für den Anzug- und Rückstellvorgang ergibt sich jeweils ein eigener Kurvenabschnitt. Das Durchlaufen dieser Kennlinie ist mit Pfeilen markiert. Allerdings lassen sich die notwendigen Daten der Kennlinien i.a. nur durch Simulation ermitteln. Die direkte meßtechnische Erfassung des zeitlichen Verlaufs der Magnetkraft durch einen Kraftsensor während gleichzeitiger Ankerbewegung ist nicht möglich. Auch die Messung der Beschleunigungskraft (resultierende Kraft) durch einen mitbewegten Beschleunigungssensor ist bei der Baugröße der betrachteten Magnete im Bereich einiger Kubikzentimeter kaum möglich.

In weiteren Diagrammen in Abb. 30 auf S. 56 folgt der Vergleich der zeitlichen Verläufe von Spulenstrom $i(t)$, Magnetkraft $F_{mag}(t)$, Ankerbewegung $x(t)$ und Ankergeschwindigkeit $v(t)$.

Vergleicht man die dynamikcharakterisierenden Parameter der Elektromagnete (Balkendiagramme in Abb. 31, Teil 1 und 2, auf S. 57f) hinsichtlich der Bewegungsdynamik, so ist, wie bereits erwähnt, das System mit einer einfachen Schaltendstufe nicht in der Lage, die geforderte Dynamik zu erzielen. Das System mit Chopper-Endstufe (Stromeinprägung ohne Boostphase) erreicht die geforderte Hub- und Rücklaufzeit der beispielhaften Aufgabenstellung von $t_{12} = t_{22} = 800 \mu\text{s}$ (Soll), die Verzugszeiten und der Bauraum sind aber größer als bei den beiden Systemen mit Boost-Endstufe.

Der Vorteil der Chopper-Endstufe mit Boostphase gegenüber der Spannungs-Boost-Endstufe liegt in der kleiner ausfallenden Verlustleistung P_V und der besseren Ausnutzung der zu Verfügung stehenden maximalen Beschleunigungsarbeit der statischen Kraft-Weg-Kennlinien. Dieser Umstand ist entscheidend für Systeme, bei denen die Dynamikanforderungen mit Schaltzeiten kleiner $500 \mu\text{s}$ sind und einem Schaltregime von $t_s/t_T > 30\%$ unterliegen. Um derartig hohe Dynamikanforderungen realisieren zu können, muß

- die Ankermasse ein Minimum einnehmen,
- das Magnetvolumen ein Minimum einnehmen (Auf- bzw. Entmagnetisieren des flußführenden Eisens beim Ein- bzw. Ausschaltvorgang verbunden mit Wirbelstromeffekten), verbunden mit einer kleinen zulässigen Verlustleistung, und
- die Feder eine hohe Steifigkeit c_{Fed} und/oder Federvorspannkraft $F_{Fed,0}$ für eine hohe Rückstellendynamik aufweisen, verbunden mit der Anforderung an die Magnetkraft, beim Einschaltvorgang diese große Federkraft zu überwinden.

Die Chopper-Endstufe mit Boostphase ist dann dem Leistungsstellglied mit Spannungs-Boost vorzuziehen, obwohl der schaltungstechnische Aufwand größer ist.

Abbildungen auf den Folgeseiten



Abb. 29 auf S. 55:

Kraft-Weg-Kennlinien eines Elektromagneten bei Betrieb an einer

links oben: einfachen Schaltendstufe (Spannungseinprägung, vgl. Abb. 18), Bedämpfung durch eine Diode

links unten: Chopper-Endstufe (Stromeinprägung), Abschaltvorgang mit Stromschnelllöschung (vgl. Abb. 23)

rechts oben: Endstufe mit Spannungsübererregung (Spannungs-Boost), Abschaltvorgang mit Stromschnelllöschung (vgl. Abb. 20)

rechts unten: Chopper-Endstufe mit Stromübererregung (Strom-Boost), Abschaltvorgang mit Stromschnelllöschung (vgl. Abb. 25)

Abb. 30 auf S. 56:

zeitlicher Verlauf des Spulenstromes $i(t)$, der Magnetkraft $F_{mag}(t)$, der Ankerbewegung $x(t)$ und der Ankergeschwindigkeit $v(t)$ für die unterschiedlichen Leistungsstellglieder

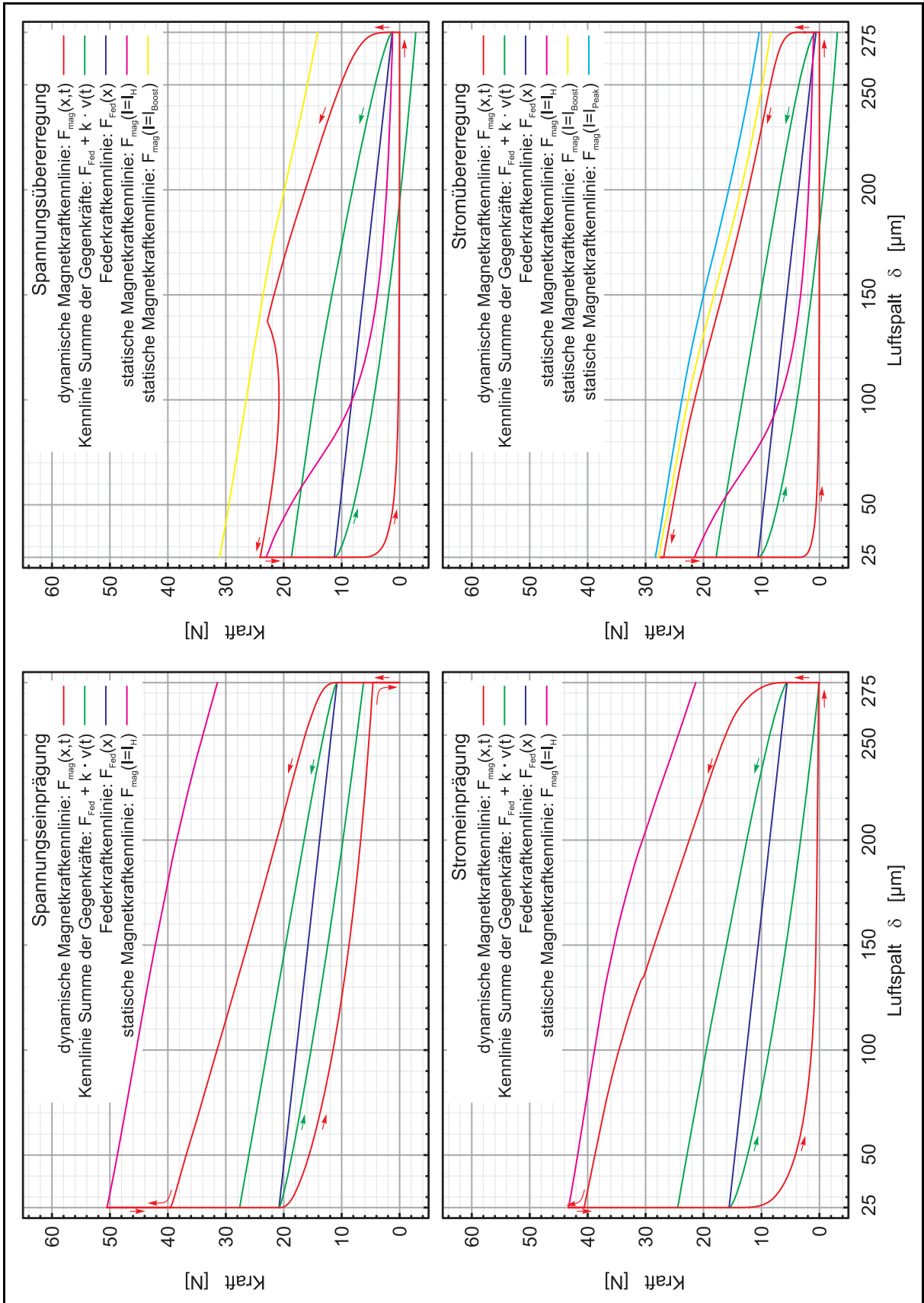


Abb. 29

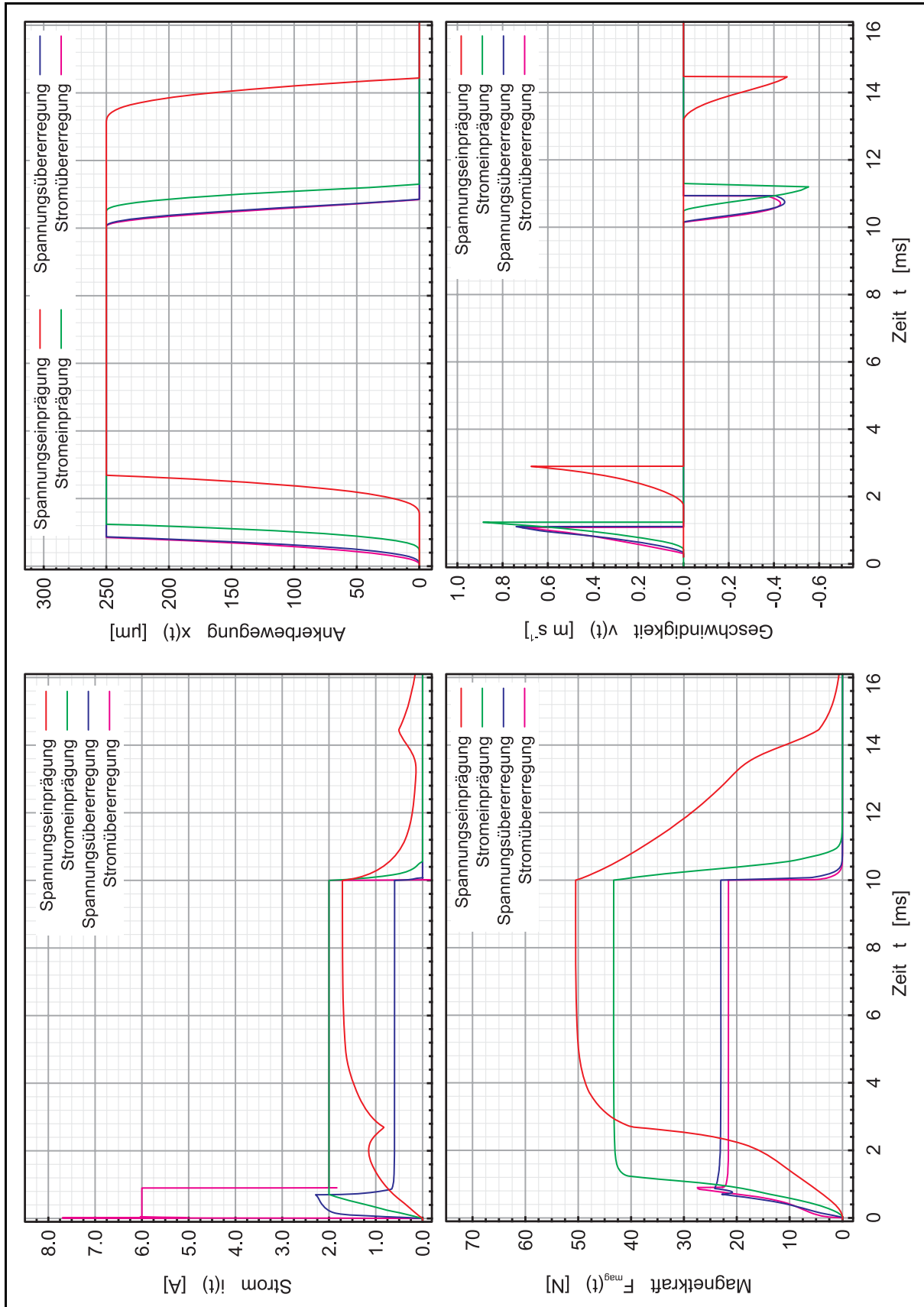


Abb. 30

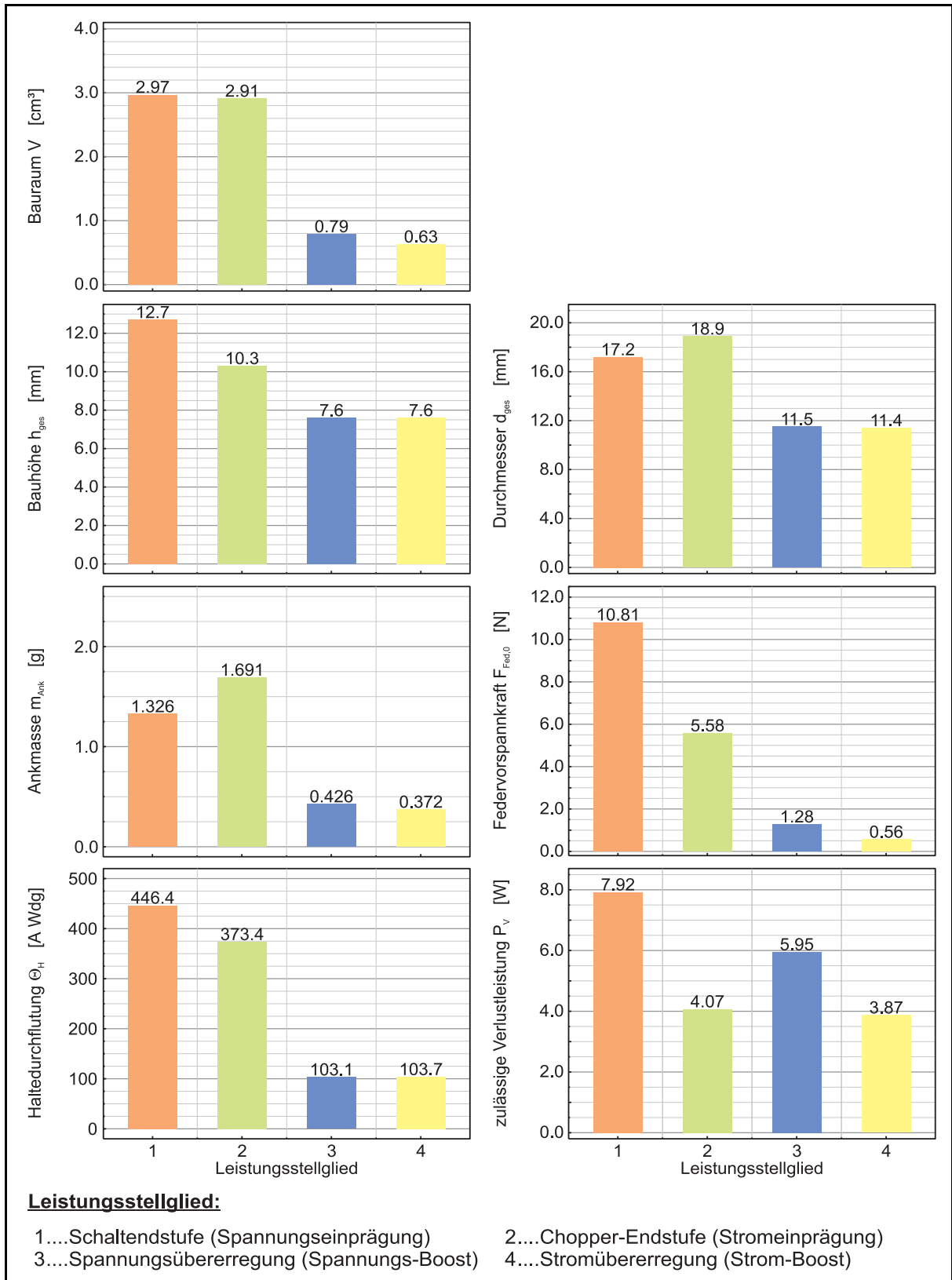


Abb. 31 (Teil 1) Vergleich einiger Ergebnisgrößen von Magnetkreisen, die für unterschiedliche Leistungsstglieder dimensioniert wurden (Zielstellung: gleiche Hubzeit t_{12} und Rücklaufzeit t_{22})

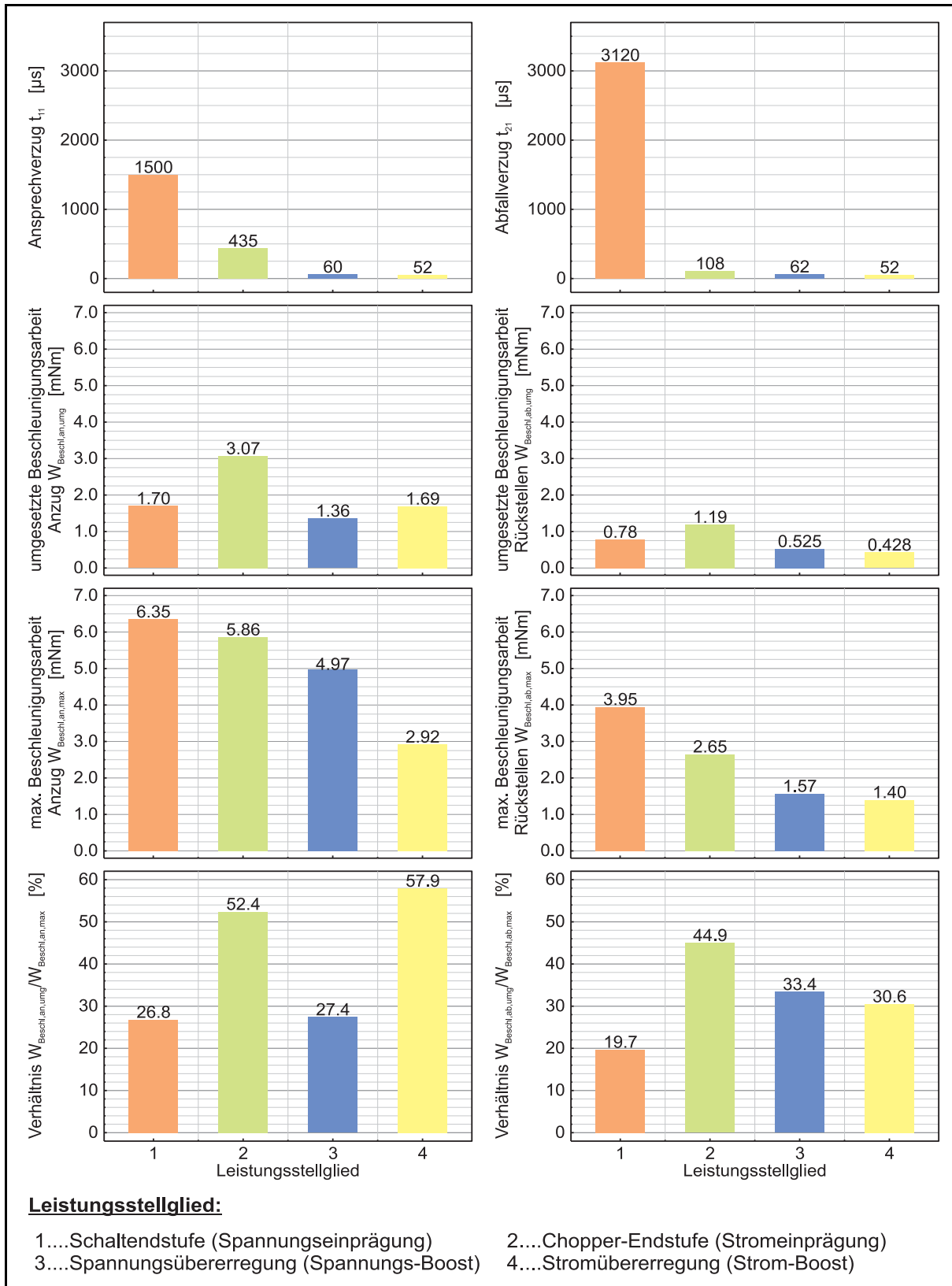


Abb. 31 (Teil 2) Vergleich einiger Ergebnisgrößen von Magnetkreisen, die für unterschiedliche Leistungsstellglieder dimensioniert wurden (Zielstellung: gleiche Hubzeit t_{12} und Rücklaufzeit t_{22})

3.2 Bedeutung der Haltekraft bei der Magnetkreisdimensionierung hinsichtlich des Einflusses auf den Abfallverzug t_{21}

Elektroschaltmagnete müssen eine Haltemagnetkraft aufbringen, welche, mit einer Sicherheitsreserve versehen, über der Summe aller (statischen) Gegenkräfte liegt. Diese Gegenkräfte sind die Federkraft bei angezogenem Anker, ggf. zusätzlich die Gewichtskraft der bewegten Teile und ggf. eine Reserve für Schock-/Vibrationsbelastungen der Apparatur, in die der Elektromagnet eingebaut ist.

Bei kleiner werdendem Luftspalt nimmt die Magnetkraft bei einem Elektromagneten ohne Kennlinienbeeinflussung mit der Abhängigkeit

$$F_{mag}(\delta) = f\left(\frac{1}{\delta^2}\right) \quad (21)$$

rasch zu. Bedingt durch den magnetischen Widerstand des Eisenkreises und die ggf. bei kleinen Luftspalten einsetzende Sättigung erreicht die Magnetkraft bei $\delta = 0$ aber einen endlichen Wert.

Beim Ausschaltvorgang muß die im Magnetkreis gespeicherte Magnetfeldenergie abgebaut werden. Die Folge ist eine vom Wert der Haltekraft F_H sinkende Magnetkraft $F_{mag}(t)$. Der Abfallverzug t_{21} charakterisiert die Zeitspanne, die vom Beginn des Abschaltvorganges verstreicht, bis die Magnetkraft $F_{mag}(t)$ die Summe aller Gegenkräfte unterschreitet. Die Haltekraft F_H ist deshalb zum Erreichen eines minimalen Abfallverzuges t_{21} auf ein notwendiges Minimum einzustellen. Dies kann bei Verwendung von Leistungsstellgliedern nach Abb. 20 (Spannungs-Boost-Endstufe) und Abb. 25 (Chopper-Endstufe mit Strom-Boost) auf elektronischem Wege erfolgen.

Allerdings kann man bereits bei der Magnetkreisauslegung für eine optimale Haltekraft sorgen. Bisher üblich war die softwareunterstützte Auslegung/Optimierung von Haltemagneten allein mit einer Minimalforderung der Haltemagnetkraft. Die sich dann tatsächlich einstellende Haltemagnetkraft kann durchaus wegen der oben angegebenen Beziehung (21) einen großen Wert annehmen. Für schnellschaltende Elektromagnete ist die Magnetkreisauslegung/Optimierung deshalb nicht nur mit einer Minimalforderung für die Haltemagnetkraft, sondern auch mit einer Restriktion für den Maximalwert vorzunehmen. Der Toleranzbereich $F_{H,min} \dots F_{H,max}$ ist als Restriktion auf ein sinnvolles Maß je nach Anwendungsfall festzulegen. Die untere Grenze $F_{H,min}$ wird anhand der o.g. Summe der Gegenkräfte zzgl. Sicherheitsreserve festgelegt.

3.3 Bedeutung der relativen Einschaltdauer

3.3.1 Betriebsarten

Wird der Elektromagnet in der Betriebsart *Aussetzbetrieb* betrieben (z. B. Einspritzventil beim Verbrennungsmotor), so kann die Momentanverlustleistung in der Magnetspule über der durchschnittlichen, für das Magnetvolumen zulässigen Verlustleistung $P_{V,zul}$ liegen. Die DIN VDE 0580 beschreibt diesen Sachverhalt mit der relativen Einschaltdauer für den *Aussetzbetrieb* S3 mit der Beziehung

$$rel. ED = \frac{t_5}{t_7} 100\% . \quad (22)$$

Hierbei wird aber davon ausgegangen, daß ein erhöhter Einschaltstrom, wie er bei Betrieb des Elektromagneten mit einer Endstufe mit Boostphase auftritt, am Verlustleistungsumsatz eines Zyklus eine untergeordnete Bedeutung hat.

Zum Erzielen einer hohen Anzugsdynamik und/oder zur Überwindung hoher Gegenkräfte beim Anzugsvorgang ist allerdings ein Betrieb mit einer Boostphase unumgänglich. Der hierbei auftretende erhöhte Verlustleistungsumsatz in der Magnetspule kann aber nicht mehr vernachlässigt werden. Dazu sieht die DIN VDE 0580 die Betriebsart S4 (Aussetzbetrieb mit Berücksichtigung erhöhter Einschaltströme) vor.

Allgemein gilt für die vorhandene durchschnittliche Verlustleistung eines Zyklus bei Stromeinprägung

$$\overline{P_{V,vorh}} = \frac{1}{t_7} \int_{t_7} P_V(t) dt = \frac{1}{t_7} \int_{t_7} i^2(t) R_{Spule, \vartheta_{max}} dt . \quad (23)$$

Wendet man den approximierten Stromverlauf nach Abb. 32 bei Betrieb des Elektromagneten an einer Chopper-Endstufe mit Strom-Boost an, so kann man

$$\overline{P_{V,vorh}} \approx \frac{R_{Spule, \vartheta_{max}}}{t_7} \left[I_{Boost}^2 t_{Boost} + I_H^2 (t_5 - t_{Boost}) \right] \quad (24)$$

schreiben, wobei für den Spulenwiderstand der Warmwiderstand $R_{Spule, \vartheta_{max}}$ anzusetzen ist.

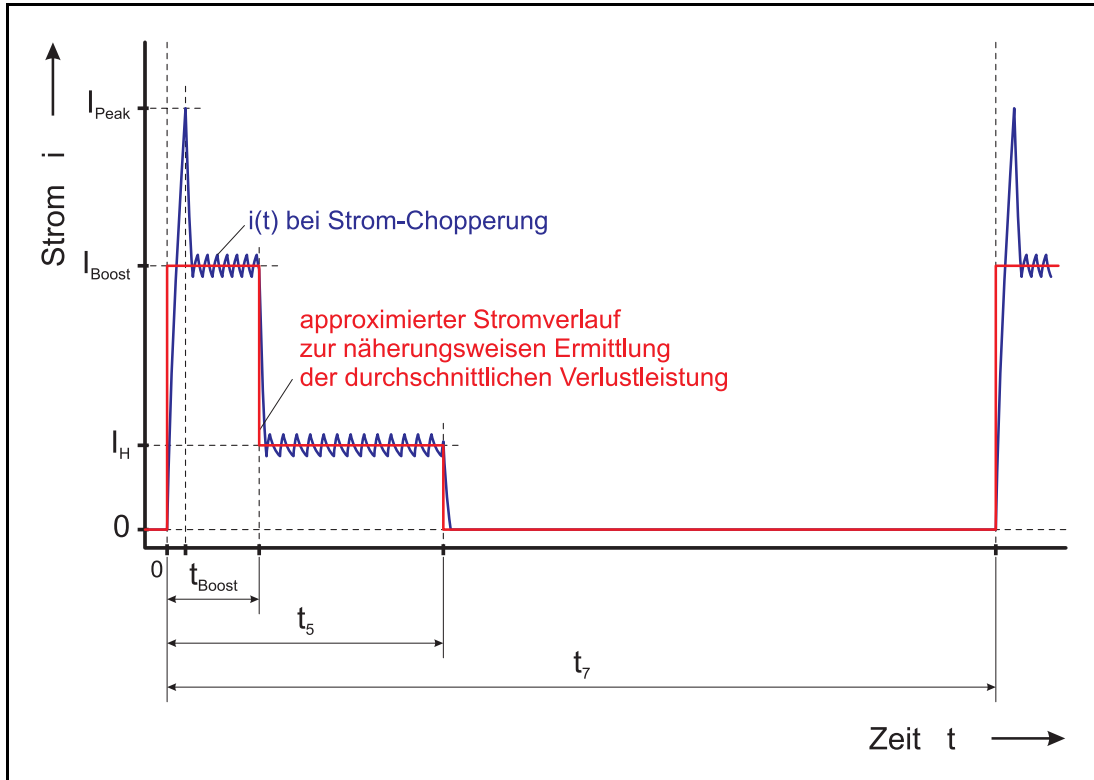


Abb. 32 Stromverlauf bei Anwendung einer Chopper-Endstufe mit Strom-Boost in der Anzugsphase

Mit Einführung des (durchflutungsbezogenen) Boostfaktors $k_{Boost} = \frac{I_{Boost}}{I_H}$ ergibt sich

$$\overline{P_{V,vorh}} \approx \frac{R_{Spule, \vartheta_{max}}}{t_7} \left[k_{Boost}^2 I_H^2 t_{Boost} + I_H^2 (t_5 - t_{Boost}) \right] \quad (25)$$

sowie nach einigen Umformungen

$$\overline{P_{V,vorh}} \approx I_H^2 R_{Spule, \vartheta_{max}} \left[\frac{t_5}{t_7} + \left(k_{Boost}^2 - 1 \right) \frac{t_{Boost}}{t_7} \right]. \quad (26)$$

Hinter dem ersten Quotienten im Klammerausdruck von (26) verbirgt sich die ursprüngliche Definition der relativen Einschaltdauer nach (22). Durch den zweiten Summanden kann bei entsprechender Parameterwahl der ganze Klammerausdruck Werte größer 1 (größer 100%) annehmen. Das heißt, daß der Term

$$rel. ED^* = \left[\frac{t_5}{t_7} + \left(k_{Boost}^2 - 1 \right) \frac{t_{Boost}}{t_7} \right] 100\% \quad (27)$$

als *korrigierte (verlustleistungsbezogene) relative Einschaltdauer* jetzt nicht mehr nur das zeitliche Regime von Einschaltdauer und Pause beschreibt, sondern als mathematische Rechen-

größe dem tatsächlichen Leistungsumsatz bei Vorhandensein einer Boostphase beim Einschaltvorgang des Elektromagneten gerecht wird. In Tab. (27) sind einige Werte der korrigierten relativen Einschaltdauer angegeben.

Tab. 1 Korrigierte relative Einschaltdauer bei elektrischer Ansteuerung mit Strom-Boost

k_{Boost}	korrigierte relative Einschaltdauer nach (27) in [%] für											
	10%				25%				50%			
	t_5/t_7											
	t_{Boost}/t_7											
	4.0%	4.5%	5.0%	5.5%	4.0%	4.5%	5.0%	5.5%	4.0%	4.5%	5.0%	5.5%
1.5	15.0	15.6	16.3	16.9	30.0	30.6	31.3	31.9	55.0	55.6	56.3	56.9
2.0	22.0	23.5	25.0	26.5	37.0	38.5	40.0	41.5	62.0	63.5	65.0	66.5
2.5	31.0	33.6	36.3	38.9	46.0	48.6	51.3	53.9	71.0	73.6	76.3	78.9
3.0	42.0	46.0	50.0	54.0	57.0	61.0	65.0	69.0	82.0	86.0	90.0	94.0
3.5	55.0	60.6	66.3	71.9	70.0	75.6	81.3	86.9	95.0	100.6	106.3	111.9
4.0	70.0	77.5	85.0	92.5	85.0	92.5	100.0	107.5	110.0	117.5	125.0	132.5
4.5	87.0	96.6	106.3	115.9	102.0	111.6	121.3	130.9	127.0	136.6	146.3	155.9
5.0	106.0	118.0	130.0	142.0	121.0	133.0	145.0	157.0	146.0	158.0	170.0	182.0

3.3.2 Relative Einschaltdauer und Übererregung bei hochdynamischen Elektromagneten

3.3.2.1 Theoretische Betrachtungen

Bei der Grobdimensionierung eines Magnetkreises ist die korrigierte relative Einschaltdauer zu berücksichtigen. Bei sich ändernden zeitlichen Ansteuerregimes (unterschiedliche Zykluszeit t_7 , Einschaltzeit t_5 , Dauer der Boostphase t_{Boost} ; ein derartiger Fall kann z. B. bei der Ansteuerung von Einspritzventilen beim Verbrennungsmotor auftreten) ist der bezüglich der Verlustleistung entstehende *worst-case*-Fall für die numerische Optimierung der Magnetkreisgeometrie heranzuziehen. In jedem Fall des zeitlichen Ansteuerregimes muß die Beziehung

$$I_H^2 R_{Spule, \vartheta_{max}} \left[\frac{t_5}{t_7} + \left(k_{Boost}^2 - 1 \right) \frac{t_{Boost}}{t_7} \right] = P_{V,H} \left[\frac{t_5}{t_7} + \left(k_{Boost}^2 - 1 \right) \frac{t_{Boost}}{t_7} \right] \lesssim P_{V,zul} \quad (28)$$

eingehalten werden.

Mit der bauraumbedingten und/oder anwendungsbedingten zulässigen Verlustleistung $P_{V,zul}$ lassen sich somit die Haltedurchflutung und die vorhandene Haltekraft $F_{H,vorh}$ bei angezogenem

Magnetanker ermitteln. Wird der Mindestwert der Haltekraft $F_{H,min}$ nicht erreicht, so steht die zugehörige Magnetkreisgeometrie im Widerspruch zur Aufgabenspezifikation. Die Haltekraft kann lt. Aufgabenstellung direkt vorgegeben sein oder sich anhand des Feder-Masse-Systems *Anker - angekoppelte Teile-Rückstellfeder* und geforderter Schaltdynamik (Vorgabe von Schaltzeiten t_{12} und t_{22}) ergeben. Für den letzteren Fall ergibt sich zum Erreichen einer hohen Dynamik die Notwendigkeit, die Ankermasse klein zu halten. Eine kleine Ankermasse wird beim Flachankermagneten vorwiegend dadurch erreicht, daß sein Außendurchmesser und somit auch der Magnetkreisgesamtdurchmesser klein bleibt. Dies hat zur Folge, daß sich die im Magnetvolumen maximal umsetzbare thermische Verlustleistung durch eine kleine Magnetkreismantelfläche reduziert, welches wiederum kleine Durchflutungswerte und Anzugs- und Haltekräfte bewirkt.

Mit diesen Überlegungen bezüglich der relativen Einschaltdauer und dem tatsächlich vorhandenem Verlustleistungsumsatz beim Anzugsvorgang mit Boostphase kann man leicht erkennen, daß es durchaus Aufgabenstellungen mit vorgegebenen Dynamikanforderungen bei Vorgabe der elektrischen Parameter des Leistungsstellgliedes (I_{Boost}, I_H) und thermischen Einbaubedingungen gibt, für die es keine Lösung durch physikalisch-technische Grenzen gibt. Desweiteren wird an dieser Stelle wiederum deutlich, daß ein Elektromagnet mit hoher Schaltdynamik als komplexes mechatronisches System betrachtet werden muß. Ohne Beachtung der komplexen Wechselbeziehungen der Teilsysteme (vgl. auch Abb. 2 auf S. 6) ist das Finden einer konstruktiven Lösung lt. vorgegebener Spezifikation kaum möglich.

3.3.2.2 Vergleichsbeispiel für den Einfluß der Übererregung während der Anzugsphase

Im Abschnitt *Auswahl des Leistungsstellgliedes aus der Sicht der Beschleunigungsarbeit (umgesetzte mechanische Arbeit)* auf S. 49f und den anschließenden Ausführungen zu einem Vergleichsbeispiel ist gezeigt worden, daß bei hochdynamischen Schaltmagneten der Einsatz eines Leistungsstellgliedes als Chopper-Endstufe mit Boostphase erforderlich ist. Der Einfluß der Übererregung während des Anzugsvorganges soll an einem Beispiel erläutert werden. Dazu wurden Magnete anhand einer fiktiv vorgegebenen Aufgabenstellung für unterschiedliche Übererregungsfaktoren im Bereich $k_{Boost} = 1.5 \dots 5.0$ dimensioniert. Es sind jeweils zwei unterschiedliche Magnetkreismaterialkombinationen untersucht worden: Ausgelegt wurden Magnetkreise zum einen vollständig aus Kobalt-Eisen und zum anderen aus einem Materialmix (Kobalt-Eisen für Kern und Anker, Standardeisenwerkstoff/Automatenstahl für Mantel und Boden).

Die Magnete wurden unter Beachtung eines Kriteriums der Vergleichbarkeit mit dem Ziel dimensioniert, daß sie etwa die gleiche Hubzeit und Rücklaufzeit von $t_{12} \approx t_{22} \approx 425 \mu s$ aufweisen. Als weitere wichtige Nebenbedingung ist die für das Magnetvolumen zulässige ther-

mische Verlustleistung so ermittelt worden, daß eine vorgegebene Spulentemperatur nicht überschritten wurde. Die zulässige Verlustleistung wurde anhand einer thermischen Netzwerkberechnung bei der Magnetkreisdimensionierung nach dem im Anhang auf S. XCV dokumentierten Modell vorgenommen.

Vorgabewerte/Restriktionen sowie Ergebnisse dieser Magnetkreisauslegung mit *SESAM* sind im Anhang (siehe Anhang S. Cff) in Tabellenform aufgeführt.

Im Vergleich der Parameter der Elektromagnete (Diagramme in Abb. 33, Teil 1 und 2, auf S. 65f) fällt auf, daß vor allem mit steigendem Übererregungsfaktor k_{Boost} der Gesamtdurchmesser und demzufolge der Bauraum abnimmt, allerdings nur bis zu einem Wert von $k_{Boost} \approx 3.0 \dots 3.5$. Ähnliches gilt für die Verzugszeiten t_{11} und t_{21} . Da die Verlustleistung mit zunehmenden Übererregungsfaktor k_{Boost} nach Beziehung (26) quadratisch zunimmt, wirkt sich eine weitere Zunahme des Übererregungsfaktors unter Beachtung der zulässigen Verlustleistung nach (28) nicht mehr begünstigend aus.

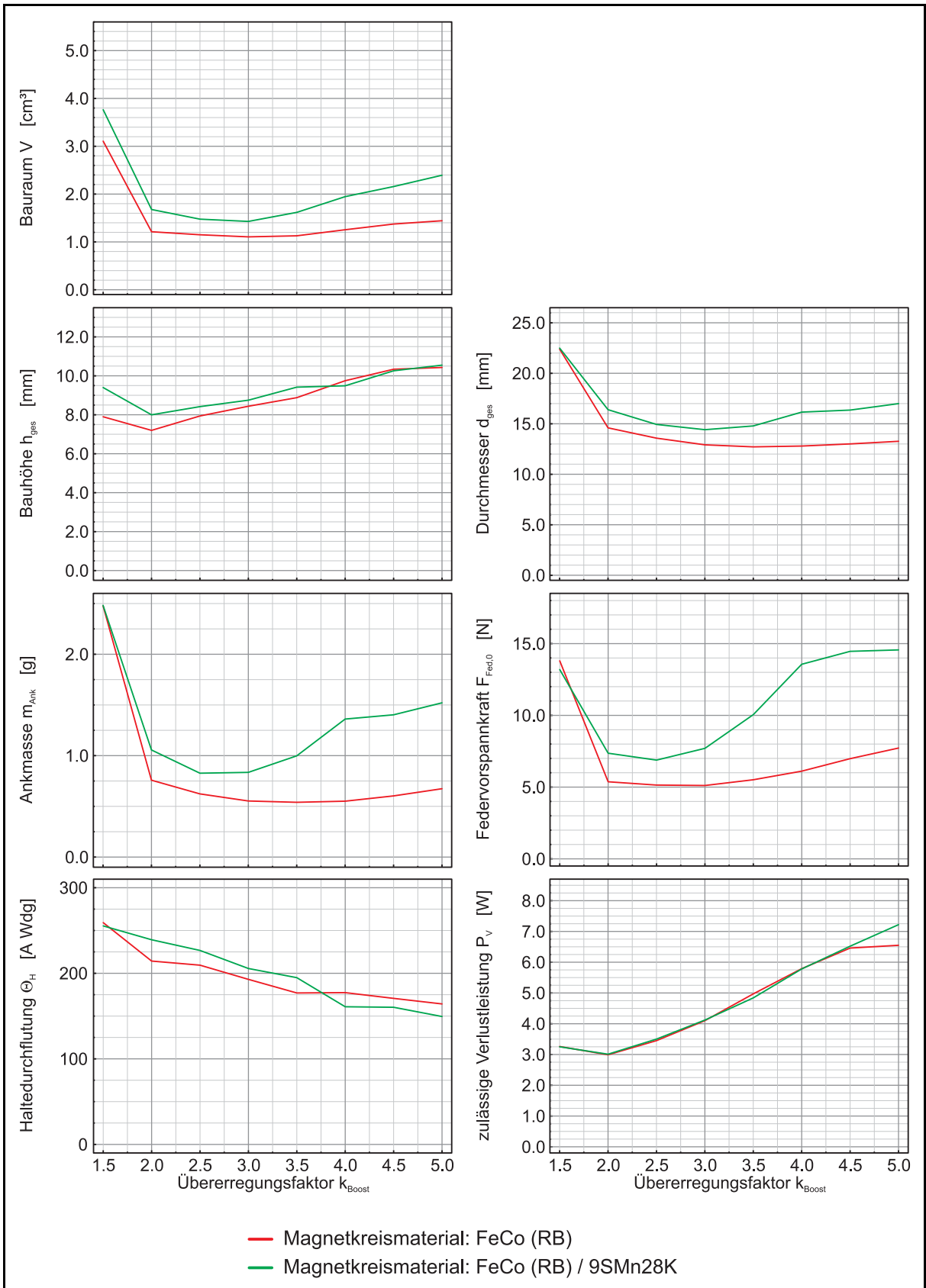


Abb. 33 (Teil 1) Vergleich einiger Ergebnisgrößen von Magnetkreisen, die für unterschiedliche Übererregungswerte dimensioniert wurden (Zielstellung: gleiche Hubzeit t_{12} und Rücklaufzeit t_{22})

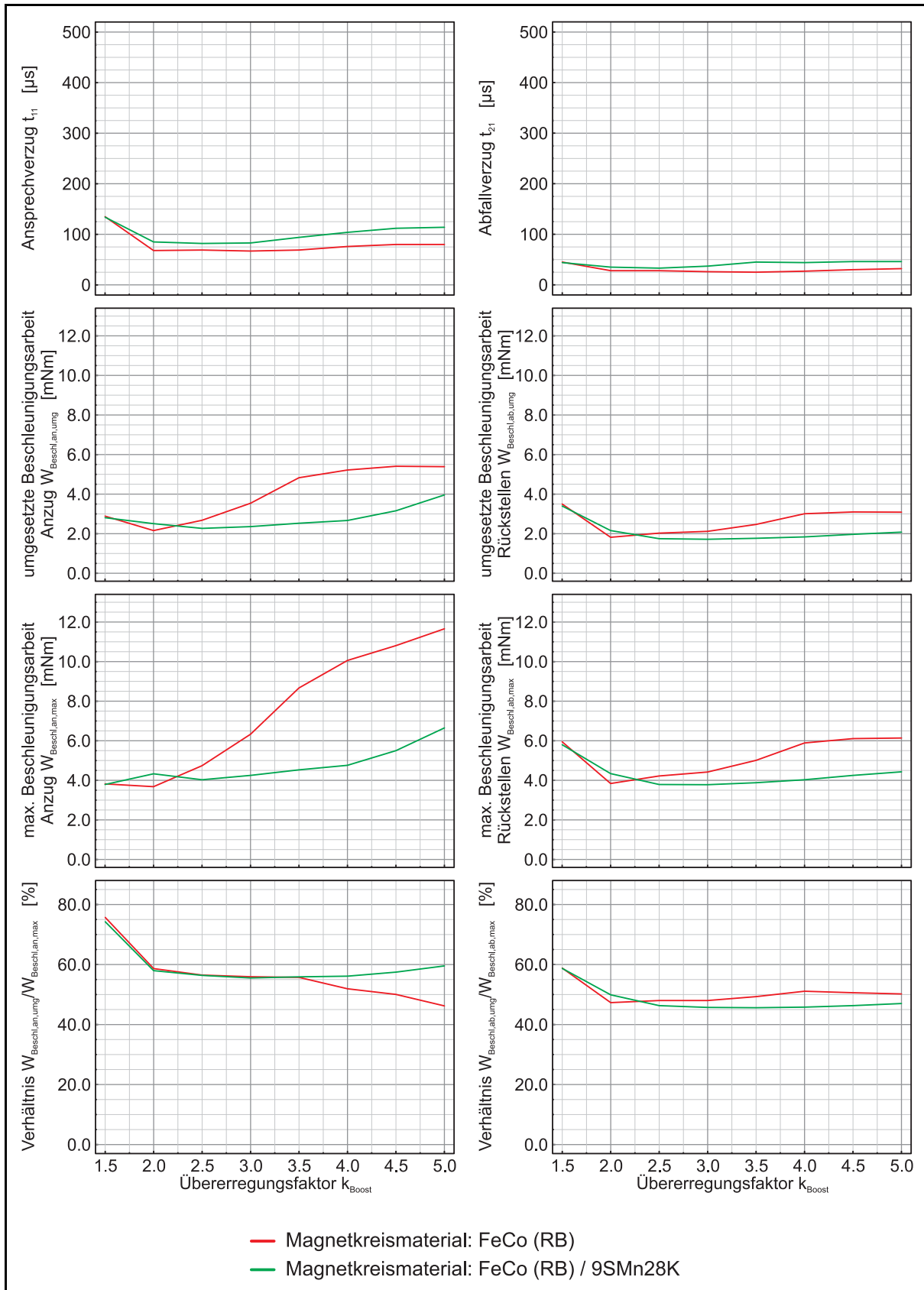


Abb. 33 (Teil 2) Vergleich einiger Ergebnisgrößen von Magnetkreisen, die für unterschiedliche Übererregungswerte dimensioniert wurden (Zielstellung: gleiche Hubzeit t_{12} und Rücklaufzeit t_{22})

3.4 Einfluß der Parameter der Rückstellfeder

3.4.1 Abschätzung der Realisierbarkeit hochdynamischer Elektromagnetantriebe aus der Sicht des Feder-Masse-Systems

Ein neutraler Elektromagnet kann durch das physikalische Krafterzeugungsprinzip *Reluktanzkraft* die Anzugskraft bei Bestromung der Spule nur in die Richtung aufbringen, die mit der Verringerung des magnetischen Widerstandes des Magnetkreises, also der Verkleinerung des Arbeitsluftspaltes δ einhergeht. Die Rückstellbewegung muß folglich durch einen Energiespeicher, z. B. eine Feder, erfolgen. Die Rückstellung kann z. B. auch durch einen sog. Umkehrhubmagnet erfolgen. In solchen Fällen lassen sich u.U. kürzere Schaltzeiten erreichen, da beim Anzug die Kraft der Rückstellfeder nicht überwunden werden muß. In bestimmten Anwendungsfällen kann aber ein Sicherheitskonzept der gesamten Anlage (z. B. bei Elektromagnetventilen in Hydraulikanlagen: hier unterscheidet man Ventile nach *stromlos offen* bzw. *stromlos geschlossen*) dazu führen, daß bei Ausfall der elektronischen Ansteuerung eine definierte Ankerposition des Elektromagnetantriebes gewährleistet werden muß. Ein Umkehrhubmagnet scheidet in diesem Fall aus. Folglich ist die Rückstellbewegung mit den hohen Dynamikanforderungen durch eine kräftige Feder zu realisieren.

Beschränkt man sich auf Federn mit linearer Federkennlinie, so bedeutet dies, daß die Rückstellfeder eine große Steifigkeit c_{Fed} und/oder große Federvorspannkraft $F_{Fed,0}$ aufweisen muß. Die Magnetkraft muß dann beim Anzugsvorgang des Elektromagneten zusätzlich zur Beschleunigungs- und Dämpfungskraft die Federkraft überwinden. Deshalb sollte bei jeder Aufgabenstellung des Entwurfes eines hochdynamischen Elektromagnetantriebes zuerst die Parameterabhängigkeit des Rückstellvorganges untersucht werden, um die Realisierbarkeit der Forderungsliste abschätzen zu können bzw. um Grenzen der Parameter abzuleiten.

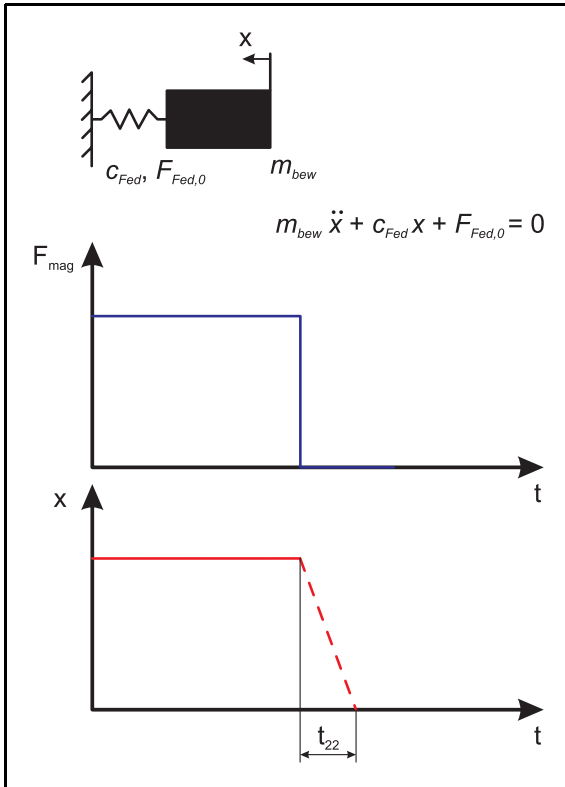


Abb. 34 Feder-Masse-System:
Betrachtungen zur Dynamik des
Rückstellvorganges

Untersucht wurde der Idealfall des sprungförmigen Abfalls der Magnetkraft nach dem Abschalten der Spule (Abb. 34). Es wird angenommen, daß der reibungsfrei geführte Magnetanker in der Rücklaufzeit t_{22} den Hub x_{Hub} zurücklegt, die Ankeranfangsgeschwindigkeit ist $v_0 = v(t=0) = 0$. Die Feder besitzt in der abgefallenen Ankerposition $x = 0$ die Federvorspannkraft $F_{Fed,0}$. Weiterhin wird vorausgesetzt, daß die Federkennlinie im Bereich des Ankerhubes linear ist und keine Krafttrichungsumkehr aufweist, d.h., es ist $F_{Fed} \geq 0$.

Als eine Lösung der Bewegungsdifferentialgleichung

$$\begin{aligned} m_{bew} \ddot{x} + c_{Fed} x + F_{Fed,0} &= 0 \\ x(t=0) &= x_{Hub} ; \quad x(t=t_{22}) = 0 ; \quad \dot{x}(t=0) = 0 \end{aligned} \quad (29)$$

ergibt sich mit der Substitution $\dot{x} = p$; $\ddot{x} = \frac{dp}{dx} \frac{dx}{dt} = \frac{dp}{dx} \dot{x} = \frac{dp}{dx} p$ die Beziehung

$$t = \sqrt{\frac{m_{bew}}{c_{Fed}}} \left(\frac{\pi}{2} - \arcsin \frac{c_{Fed} x + F_{Fed,0}}{c_{Fed} x_{Hub} + F_{Fed,0}} \right) ; \quad c_{Fed} \neq 0 . \quad (30)$$

Nach Einsetzen der Randbedingungen (siehe (29)) ergibt sich

$$t_{22} = \sqrt{\frac{m_{bew}}{c_{Fed}}} \left(\frac{\pi}{2} - \arcsin \frac{F_{Fed,0}}{c_{Fed} x_{Hub} + F_{Fed,0}} \right) ; \quad c_{Fed} \neq 0 \quad (31)$$

und nach Umstellung erhält man eine Beziehung zwischen Federvorspannung $F_{Fed,0}$ und der Federkonstante c_{Fed} in Abhängigkeit der Parameter Ankermasse m_{bew} , Hub x_{Hub} und Rücklaufzeit t_{22}

$$F_{Fed,0} = c_{Fed} x_{Hub} \frac{\cos\left(\sqrt{\frac{c_{Fed}}{m_{bew}}} t_{22}\right)}{1 - \cos\left(\sqrt{\frac{c_{Fed}}{m_{bew}}} t_{22}\right)} ; c_{Fed} \neq 0 . \quad (32)$$

Für $F_{Fed,0} = 0$ ergibt sich aus (31)

$$c_{Fed}(F_{Fed,0}=0) = \frac{\pi^2}{4} \frac{m_{bew}}{t_{22}^2} . \quad (33)$$

Im Falle $c_{Fed} = 0$ vereinfacht sich die Bewegungsdifferentialgleichung (29) und man erhält durch zweimaliges Integrieren unter Berücksichtigung der Randbedingungen

$$F_{Fed,0}(c_{Fed}=0) = 2 x_{Hub} \frac{m_{bew}}{t_{22}^2} . \quad (34)$$

Die Gleichungen (33) und (34) lassen sich auf $\frac{m_{bew}}{t_{22}^2}$ normieren. Deshalb ist es sinnvoll, Gleichung (32) ebenfalls zu normieren, wodurch sich

$$\frac{F_{Fed,0}}{\frac{m_{bew}}{t_{22}^2}} = \frac{c_{Fed}}{\frac{m_{bew}}{t_{22}^2}} x_{Hub} \frac{\cos\left(\sqrt{\frac{c_{Fed}}{\frac{m_{bew}}{t_{22}^2}}}\right)}{1 - \cos\left(\sqrt{\frac{c_{Fed}}{\frac{m_{bew}}{t_{22}^2}}}\right)} ; c_{Fed} \neq 0 \quad (35)$$

ergibt. Man erhält dadurch die folgende Gleichungsstruktur:

$$y = x_{Hub} x \frac{\cos\sqrt{x}}{1 - \cos\sqrt{x}} ; x \neq 0 \quad (36)$$

Diese Funktion ist in Abb. 35 dargestellt, wobei für den technischen Anwendungsfall nur der Kurvenbereich $x \geq 0$ und $y \geq 0$ relevant ist. In diesem Bereich kann die Kurve als Gerade angesehen werden, wobei für $y(x \rightarrow 0) = 2$ gilt.

Die Abhängigkeit der Parameter aus Gleichung (32) kann somit in einer Geradengleichung unter Einbeziehung der Achsenschnittpunkte (33) und (34) näherungsweise mit

$$F_{Fed,0} = 2 x_{Hub} \left(\frac{m_{bew}}{t_{22}^2} - \frac{4 c_{Fed}}{\pi^2} \right) \quad (37)$$

bzw. in normierter Form mit dem Parameter x_{Hub} als

$$\frac{F_{Fed,0}}{\frac{m_{bew}}{t_{22}^2}} = 2 x_{Hub} \left(1 - \frac{4}{\pi^2} \frac{c_{Fed}}{\frac{m_{bew}}{t_{22}^2}} \right) \quad (38)$$

angeben werden.

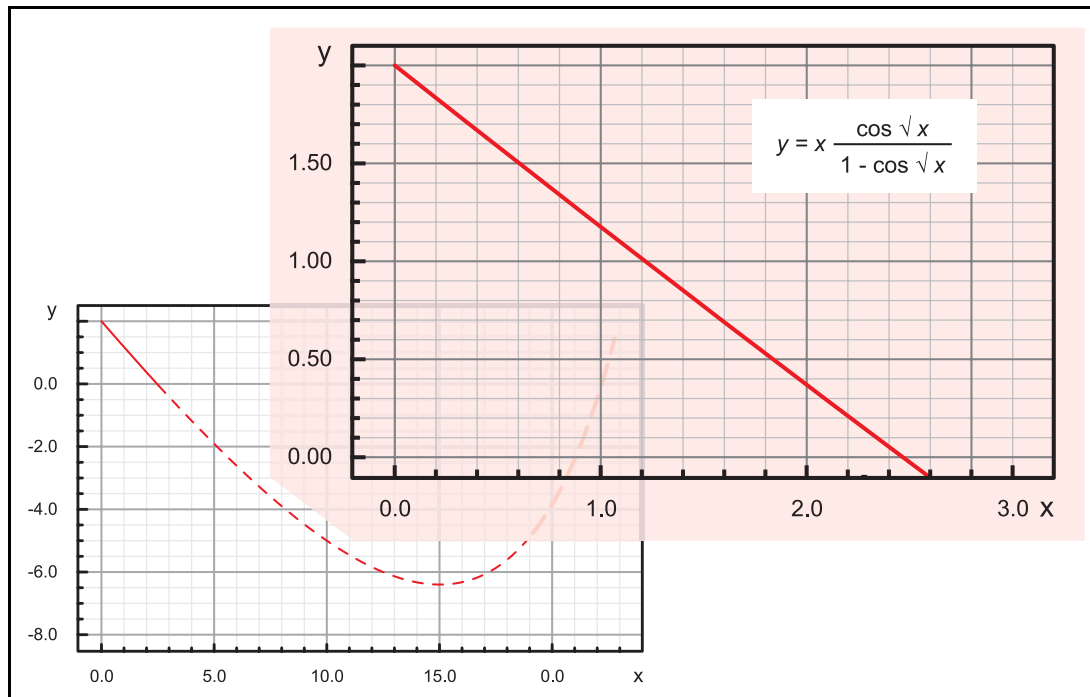


Abb. 35 Grafische Darstellung der normierten Funktion (36)

Damit läßt sich ein Nomogramm zur Abschätzung der Federparameter bei den vorgegebenen Größen Ankermasse m_{bew} , Rücklaufzeit t_{22} und Hub x_{Hub} darstellen (Abb. 36 auf S. 72). Für einige Werte der Masse m_{bew} und der Rücklaufzeit t_{22} sind die erforderlichen Normierungskoeffizienten in Tab. 2 auf S. 71 angegeben.

Für die Dynamikanforderungen an den Magnetantrieb können drei Fälle auftreten:

1. Anzugsdynamik mit hohen Anforderungen, Rückstellvorgang weniger zeitkritisch bis unkritisch.
2. Rücksteldynamik mit hohen Anforderungen, Anzugsvorgang weniger zeitkritisch bis unkritisch.
3. Anzugs- und Rücksteldynamik mit hohen Anforderungen.

Im Fall 1 ergibt sich eine schwache Feder, die Magnetkraft während der Anzugsphase muß die notwendige Beschleunigungsarbeit aufbringen. Im Fall 2 ist eine kräftige Feder notwendig, die Magnetkraft muß für den Anzugsvorgang die großen Gegenkräfte überwinden.

Zur Abschätzung der Realisierbarkeit der Aufgabenstellung seitens des Feder-Masse-Systems soll folgendes Beispiel herangezogen werden:

Die bewegte Masse soll ca. 5 g betragen. Setzt man einen Hub von $x_{Hub} = 200 \mu\text{m}$ an und nimmt man an, daß die Rückstellkraft von einer konstanten Kraft aufgebracht wird (d.h., die Federkonstante ist sehr klein), so ist bei einer (mechanischen) Rücklaufzeit von $t_{22} = 100 \mu\text{s}$ eine Feder Vorspannung von $F_{Fed,0} = 200 \text{ N}$ erforderlich. Um die gleiche Dynamik im Anzugsvorgang zu erreichen ist dann die doppelte Magnetkraft, also 400 N erforderlich, vorausgesetzt, die Magnetkraft kann sprungförmig ansteigen.

Für den Magnetantrieb ergibt sich nach der Maxwell'schen Zugkraftformel

$$F_{mag} = \frac{B_{\delta}^2}{2 \mu_0} A_{\delta} \quad (39)$$

dann bei einer vorausgesetzten Luftspaltinduktion von $B_{\delta} = 2.0 \text{ T}$ ein notwendiger Ankerdurchmesser eines Tauchanker-Topfmagneten von ca. 18 mm. Rechnet man mit der oben angesetzten bewegten Masse von 5.0 g nur das Ankervolumen aus, so darf die Ankerlänge einen Wert von ca. 2.5 mm nicht übersteigen. Eine derartige Ankerproportion ist allerdings in einem realen technischen Magnetkreis nicht zu realisieren. Mit dieser Abschätzung soll verdeutlicht werden, daß man bei der Auslegung hochdynamischer Elektromagnete sehr schnell an die Grenze der physikalisch-technischen Realisierbarkeit stößt.

Tab. 2 Normierungskoeffizienten für verschiedene Massen m_{bew} und Rücklaufzeiten t_{22}

t_{22} [μs]	$\frac{m_{bew}}{t_{22}^2}$ in [10^4 kg s^{-2}] = [10^4 N m^{-1}]								
	für m_{bew} in [g]								
	3.0	3.5	4.0	4.5	5.0	5.5	6.0	6.5	7.0
100	30.000	35.000	40.000	45.000	50.000	55.000	60.000	65.000	70.000
200	7.500	8.750	10.000	11.250	12.500	13.750	15.000	16.250	17.500
225	5.926	6.914	7.901	8.889	9.877	10.864	11.852	12.840	13.827
250	4.800	5.600	6.400	7.200	8.000	8.800	9.600	10.400	11.200
275	3.967	4.628	5.289	5.950	6.612	7.273	7.934	8.595	9.256
300	3.333	3.889	4.444	5.000	5.556	6.111	6.667	7.222	7.778
325	2.840	3.314	3.787	4.260	4.734	5.207	5.680	6.154	6.627
350	2.449	2.857	3.265	3.673	4.082	4.490	4.898	5.306	5.714
375	2.133	2.489	2.844	3.200	3.556	3.911	4.267	4.622	4.978
400	1.875	2.188	2.500	2.813	3.125	3.438	3.750	4.063	4.375
425	1.661	1.938	2.215	2.491	2.768	3.045	3.322	3.599	3.875
450	1.481	1.728	1.975	2.222	2.469	2.716	2.963	3.210	3.457
500	1.200	1.400	1.600	1.800	2.000	2.200	2.400	2.600	2.800

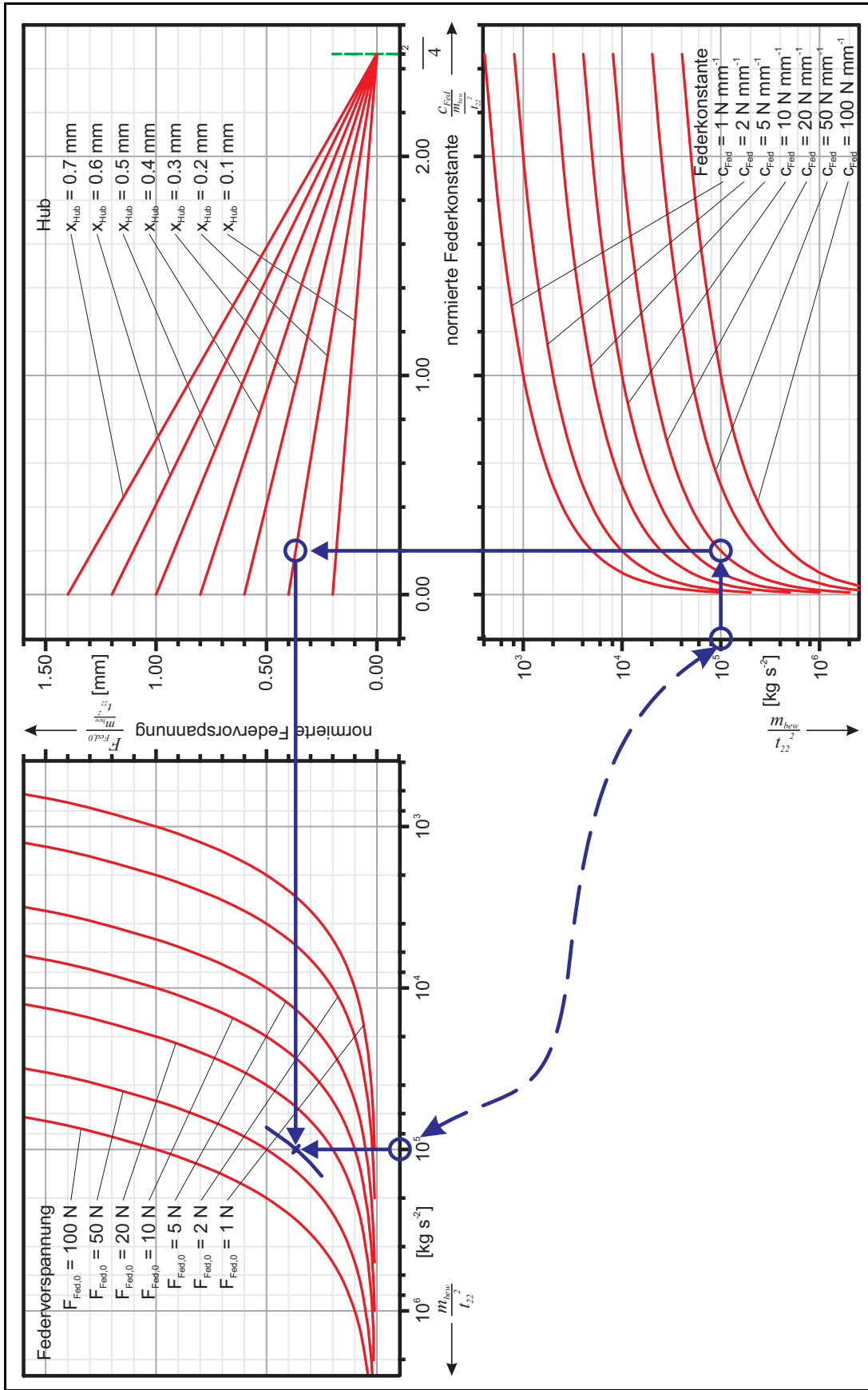


Abb. 36 Nomogramm zur Abschätzung der Federparameter bei den vorgegebenen Größen Ankermasse m_{bew} , Rücklaufzeit t_{22} und Hub x_{Hub}

Tab. 3 Federvorspannkraft für verschiedene Massen m_{bew} und Rücklaufzeiten t_{22} , berechnet nach (34), vernachlässigbar kleine Federkonstante ($c_{Fed} \approx 0$), Hub $x_{Hub} = 200 \mu\text{m}$

t_{22} [μs]	$F_{Fed,0}$ in [N] für m_{bew} in [g]								
	3.0	3.5	4.0	4.5	5.0	5.5	6.0	6.5	7.0
100	120.00	140.00	160.00	180.00	200.00	220.00	240.00	260.00	280.00
200	30.00	35.00	40.00	45.00	50.00	55.00	60.00	65.00	70.00
225	23.70	27.65	31.60	35.56	39.51	43.46	47.41	51.36	55.31
250	19.20	22.40	25.60	28.80	32.00	35.20	38.40	41.60	44.80
275	15.87	18.51	21.16	23.80	26.45	29.09	31.74	34.38	37.02
300	13.33	15.56	17.78	20.00	22.22	24.44	26.67	28.89	31.11
325	11.36	13.25	15.15	17.04	18.93	20.83	22.72	24.62	26.51
350	9.80	11.43	13.06	14.69	16.33	17.96	19.59	21.22	22.86
375	8.53	9.96	11.38	12.80	14.22	15.64	17.07	18.49	19.91
400	7.50	8.75	10.00	11.25	12.50	13.75	15.00	16.25	17.50
425	6.64	7.75	8.86	9.97	11.07	12.18	13.29	14.39	15.50
450	5.93	6.91	7.90	8.89	9.88	10.86	11.85	12.84	13.83
500	4.80	5.60	6.40	7.20	8.00	8.80	9.60	10.40	11.20

Für Antriebe mit elektromagnetischer Energiewandlung sind die tatsächlichen Zeiten t_{12} und t_{22} bedingt durch den verzögerten Magnetfeldauf- und -abbau und durch Wirbelströme im Eisenkreis gegenüber den o.g. mechanischen Zeiten größer. Will man nun trotzdem diese kleinen Zeiten erreichen, so muß die Feder noch kräftiger und der Elektromagnet für eine stärkere Anzugs- und Haltekraft ausgelegt werden. Die in Tab. 3 angegebenen Werte für die Federvorspannkraft $F_{Fed,0}$ sind dann größer zu wählen.

Die schraffiert dargestellten Felder in der Tabelle kennzeichnen den Bereich, für den hochdynamische neutrale Elektromagnete mit einem Bauraum von einigen Kubikzentimetern technisch realisierbar sind. Die Einschränkung resultiert im wesentlichen aus der Herstellbarkeit kräftiger Rückstellfedern mit kleinem Bauraum. Diese Abschätzung zeigt, daß die Realisierung von hochdynamischen Elektromagneten eine sehr detaillierte Abstimmung aller beteiligten Teilsysteme erfordert. Gegebenenfalls müssen "Wunschvorstellungen" einer Aufgabenstellung an die physikalisch-technische Realisierbarkeit angepaßt werden oder andere Antriebslösungen gesucht werden.

3.4.2 Abstimmung von Magnetkraft- und Federkennlinie

Im vorangegangenen Abschnitt wurde dargelegt, wie die Parameter der Rückstellfeder anhand der geforderten Antriebsdynamik des Rückstellvorganges abgeschätzt werden können. Prinzipiell kann eine hohe Rückstelldynamik bei einem neutralen Elektromagneten durch eine weiche Feder (c_{Fed} klein) mit einer hohen Federvorspannkraft $F_{Fed,0}$ oder durch den umgekehrten Fall erzielt werden. Für den Anzugsvorgang und somit für die Auslegung des Magnetkreises ergeben sich zwei weitere Forderungen:

- Die Magnetkraft des Elektromagneten muß zusätzlich zur Federkraft die Dämpfungskraft überwinden und die Beschleunigungsarbeit verrichten.
- Im gesamten Verlauf der Magnetkraftkennlinie $F_{mag}(x,t)$ bzw. $F_{mag}(\delta,t)$ muß die Magnetkraft größer als die Summe der Gegenkräfte sein. Die zeitliche Abhängigkeit ergibt sich z. B. durch das gewählte Regime der elektrischen Ansteuerung.

Hochdynamische Elektromagnetantriebe erfüllen i.a. nur dann ihre Funktion unter Beachtung von Bauraumrestriktionen und thermischen Einbaubedingungen, wenn der Magnet beim Einschaltvorgang mit einem Durchflutungs-Boost betrieben wird (vgl. Abb. 28 auf S. 51). Hierbei wird allerdings in Kauf genommen, daß das Magnetkreismaterial während der Boostphase stark in Sättigung getrieben wird. Die statische Magnetkraftkennlinie für Durchflutungs-Boost erhält dann einen annähernd linearen Verlauf.

Die Notwendigkeit der Unterteilung in eine Boostphase und Haltephase resultiert aus thermischen Restriktionen. Zum Halten des Magnetankers ist nur eine magnetische Haltekraft notwendig, die der Federkraft $F_{Fed}(x=x_{Hub})$ beaufschlagt mit einer Sicherheitsreserve entspricht. Elektromagnete ohne Kennlinienbeeinflussung haben die Eigenschaft, daß bei größer werdendem Luftspalt δ die Magnetkraft sinkt. Die statische Magnetkraftkennlinie für die Haltedurchflutung bei Haltestrom I_H kann einen Verlauf aufweisen, daß bei Maximalluftspalt δ_{max} (Ankerposition $x = 0$) die Magnetkraft unter der Federkraft $F_{Fed}(x=0)$ liegt (siehe Abb. 37). Der Anker wird niemals angezogen. Ein Durchflutungs-Boost bewirkt nicht nur einen schnellen Magnetkraftanstieg für eine hohe Dynamik des Anzugsvorganges, sondern ermöglicht mit seiner größeren Magnetkraft überhaupt erst, daß der Anker angezogen werden kann. Allerdings sind durch die thermische Belastung der Magnetspule dem Durchflutungs-Boost Grenzen gesetzt.

Es hat sich herausgestellt, daß eine Abstimmung des Anstieges von Federkraft- und Magnetkraftkennlinie entscheidend für die Realisierbarkeit hochdynamischer neutraler Elektromagnetantriebe ist. Steife Federn mit weniger Vorspannkraft (Abb. 37b) sind dabei günstiger für das Anzugsverhalten als weiche Federn mit hoher Vorspannkraft (Abb. 37a). Bei ersterer wirkt sich dies zusätzlich positiv auf einen kürzeren Ansprechverzug t_{II} aus. Dies ist z. B. von Bedeutung, wenn das elektrische Leistungsstellglied aus thermischen Gründen den Boost-Strom nur für eine begrenzte Zeitdauer liefern kann.

In den beiden nachfolgenden Diagrammen in Abb. 37a,b sind die zwei unterschiedlichen Fälle der Kennlinienanstiege dargestellt. Im allgemeinen ist der Anstieg der statischen Magnetkraftkennlinie bei Durchflutungs-Boost größer als der Anstieg der Rückstellfeder, welche nach konstruktiven Gesichtspunkten den Festigkeitsanforderungen genügen und herstellbar sein muß.

Der Fall $c_{Fed} > dF_{mag}(I_{Boost}, \delta)/d\delta$ wird aus Federfestigkeits- und technologischen Gründen der Herstellbarkeit extrem steifer Federn technisch kaum realisierbar sein, obwohl er bezüglich der erzielbaren hohen Anzugsdynamik der günstigste Fall wäre. Beispielsweise hat die statische Magnetkraftkennlinie für den Boost-Strom $F_{mag}(I_{Boost})$ aus Abb. 38 auf S. 78 einen durchschnittlichen Anstieg von 314 N mm^{-1} . Beachten muß man dabei stets die fertigungsbedingten Kraft- und Maßtoleranzen der Federn und Maßtoleranzen der Einzelteile des Magnetantriebes sowie davon abhängige Toleranzmaßketten (siehe auch Ausführungen im nächsten Abschnitt).

Wendet man zusätzlich noch die Betrachtungen zur umgesetzten und maximal möglichen Beschleunigungsarbeit an (siehe Abschnitt: *Auswahl des Leistungsstellgliedes aus der Sicht der Beschleunigungsarbeit (umgesetzte mechanische Arbeit)* auf S. 49ff), so ist das günstigere Dynamikverhalten des Elektromagneten bei Verwendung einer steifen Feder mit der Verteilung der Beschleunigungsarbeit über den Ankerhub zu erklären. In den Diagrammen in Abb. 37a,b entspricht das der Fläche zwischen dynamischer Magnetkraft-Kennlinie $F_{mag}(t)$ und Federkraft-Kennlinie (ohne Dämpfung). In Abb. 37a ist die Verteilung dieser beschriebenen Fläche als Maß der umgesetzten Beschleunigungsarbeit vorwiegend im linken Diagrammteil (kleiner Arbeitsluftspalt, kurz vor Ankeranschlag) zu finden. Das heißt, der Großteil der Beschleunigungsarbeit wird kurz vor Ankeranschlag, anstatt zu Bewegungsbeginn, verrichtet.

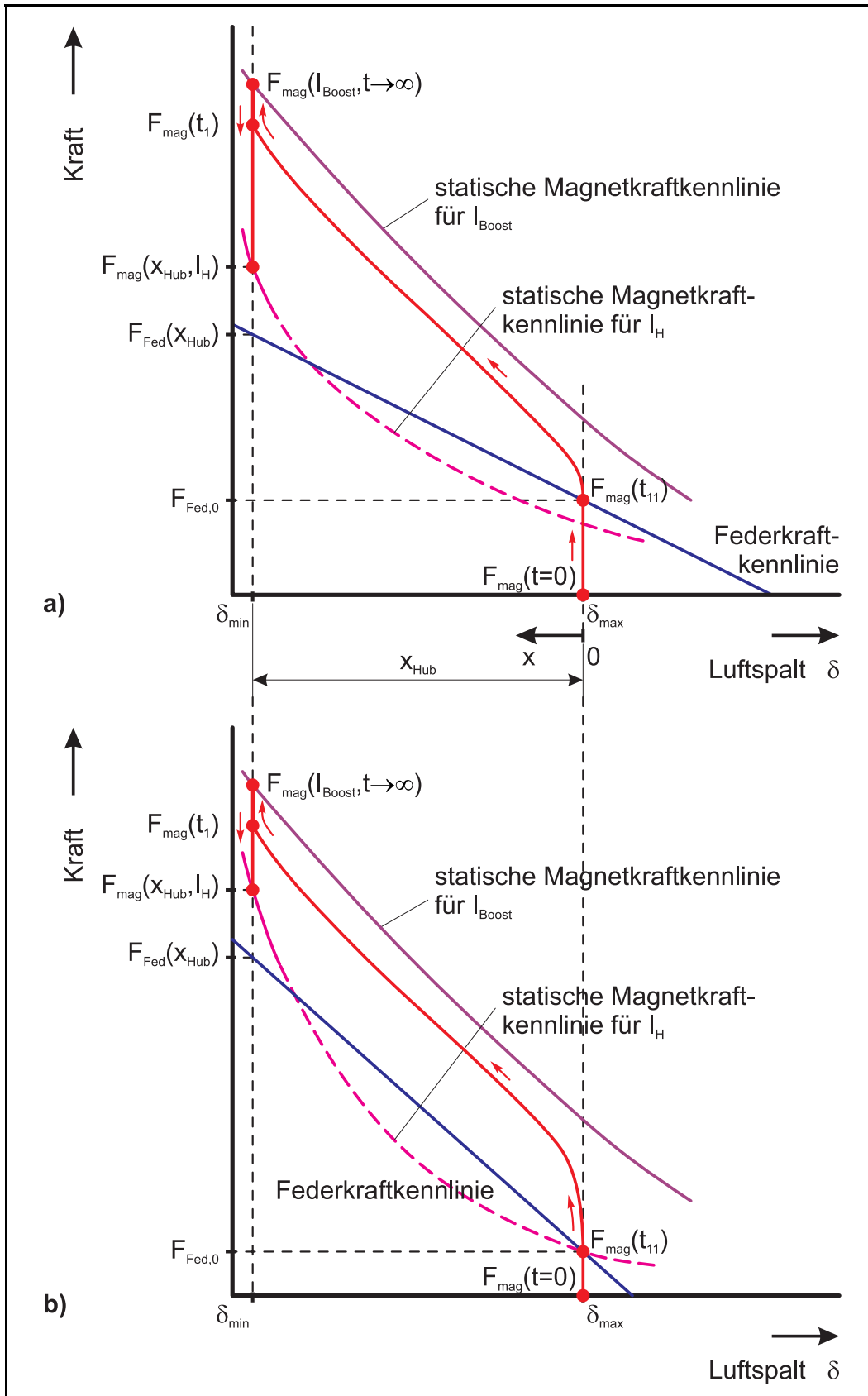


Abb. 37 Anstieg von (statischer) Magnetkraft- und Federkraftkennlinie

a) $c_{Fed} < dF_{mag}(I_{Boost}, \delta)/d\delta$

b) $c_{Fed} \approx dF_{mag}(I_{Boost}, \delta)/d\delta$

In den Diagrammen in Abb. 38f sind als Beispiel der Auswirkungen einer ungünstigen und günstigen Wahl der Federparameter die Simulationsergebnisse einer Dynamiksimulation eines neutralen Flachankermagneten angegeben. Für die gleiche Geometrie des Elektromagnetantriebes sind eine weiche und eine steife Feder so gewählt worden, daß in beiden Fällen die Dynamik des Rückstellvorganges gleich ist (gleiche Rücklaufzeit t_{22}). Durch thermische Einschränkungen ist eine zeitliche Begrenzung der Boostphase mit anschließendem Umschalten des Chopper-Stromniveaus auf den Haltestrom erforderlich. Für den Fall der weichen Feder (Abb. 38) führt das dazu, daß zum Zeitpunkt des Umschaltens vom Übererregungsstrom I_{Boost} auf den Haltestrom I_H der Anker noch nicht angezogen ist und die Magnetkraft stark unter den Wert der Federkraft abfällt. Allein seine bis zu diesem Zeitpunkt erworbene kinetische Energie verhilft ihm zum Erreichen des Anschlages am Ankergegenstück. Ein derartiges Verhalten ist zwar günstig für eine geringe Ankeraufprallgeschwindigkeit auf das Ankergegenstück, birgt aber die Gefahr, daß bei Parameterschwankungen (z. B. Reibung in Abhängigkeit der Temperatur) und Betrieb des Magnetventils in offener Steuerkette (ohne Ankerhubmessung und ggf. Nachregelung des zeitlichen Ansteuerregimes) der Anker nicht in allen Fällen angezogen wird und wieder in seine Ausgangslage zurückfällt. Durch eine steifere Feder bei geringerer Federvorspannung (Erhöhung der Federrate c_{Fed} von 80 N mm^{-1} auf 120 N mm^{-1} und Verringerung der Federvorspannkraft $F_{Fed,0}$ von 62.2 N auf 55 N) erzielt man die Ergebnisse, wie sie in Abb. 39 dargestellt sind. Der Anker erreicht kurz vor Ende der Boostphase das Ankergegenstück. Lediglich die auftretenden Preller müssen durch die bei Haltedurchflutung wirkende Haltekraft abgefangen werden.

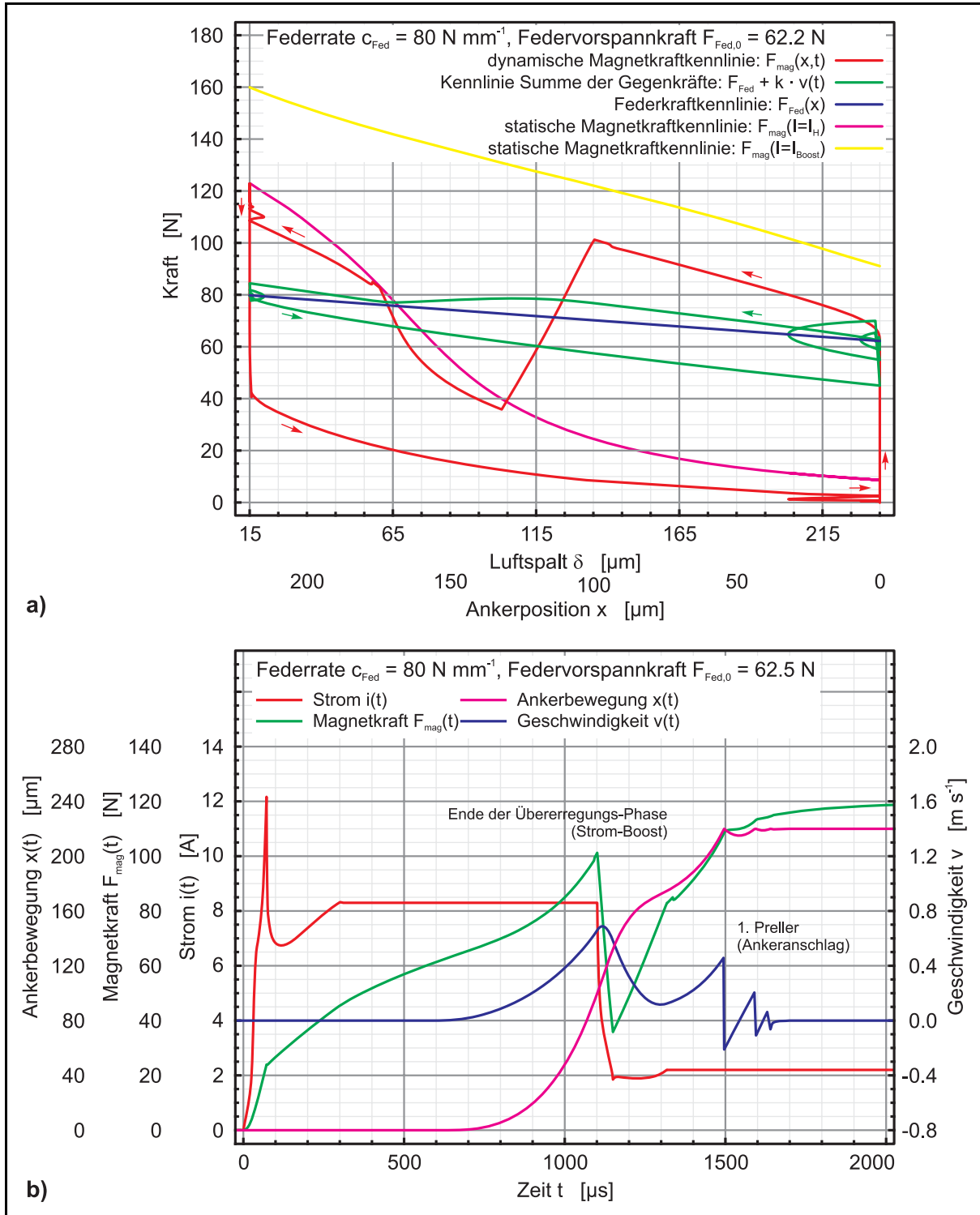


Abb. 38 Beispiel für ungünstige Abstimmung von (statischer) Magnetkraftkennlinie und Federkraftkennlinie
 a) Kraftkennlinien in Abhängigkeit des Ankerhubes
 b) zeitlicher Verlauf von Strom, Magnetkraft, Ankerhub und Geschwindigkeit während des Anzugsvorganges

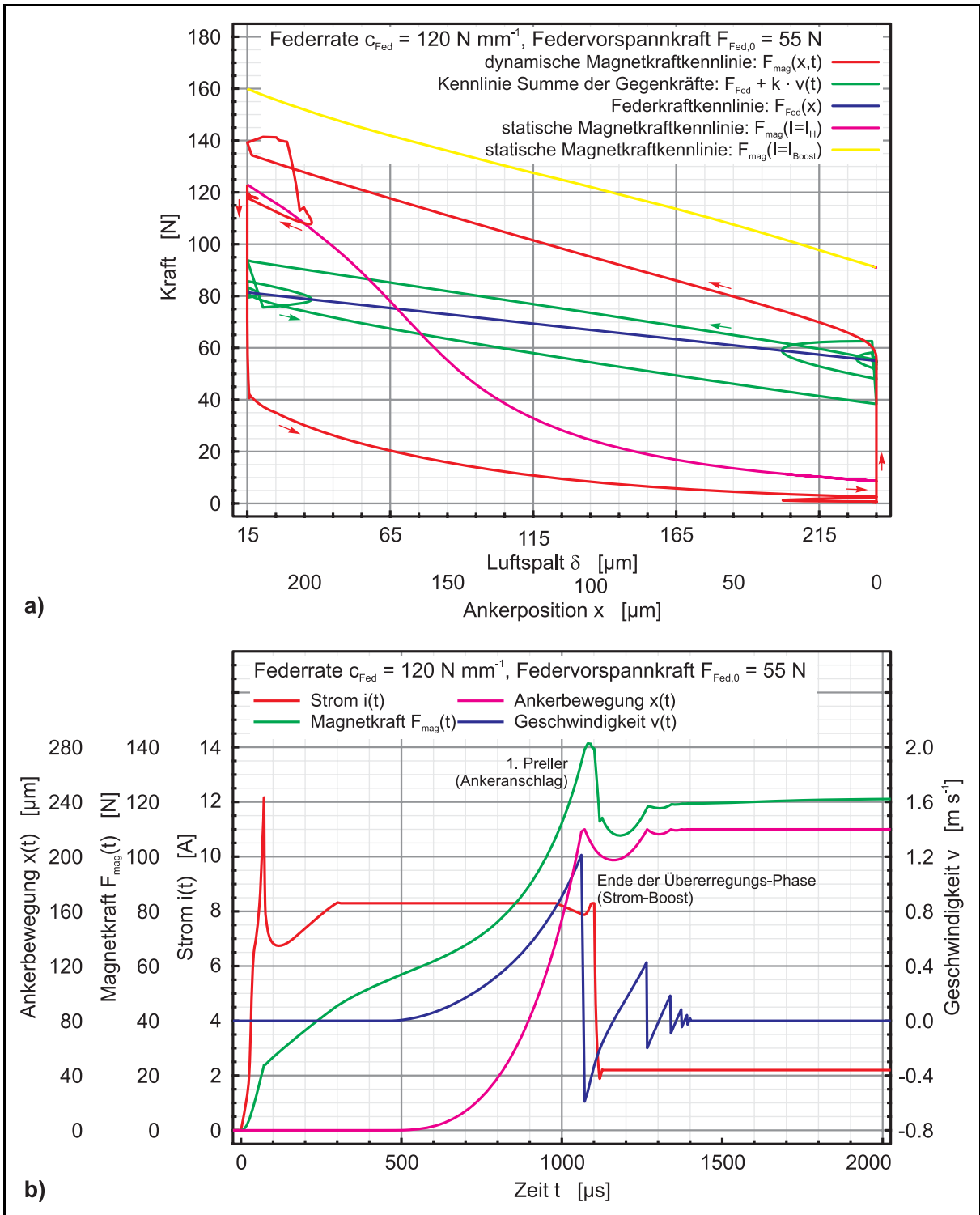


Abb. 39 Beispiel für günstige Abstimmung von (statischer) Magnetkraftkennlinie und Federkraftkennlinie bei gleicher Rückstellynamik (t_{22}) wie Beispiel aus Abb. 38
a) Kraftkennlinien in Abhängigkeit des Ankerhubes
b) zeitlicher Verlauf von Strom, Magnetkraft, Ankerhub und Geschwindigkeit während des Anzugsvorganges

3.4.3 Schraubendruckfedern hoher Steifigkeit

3.4.3.1 Theoretische Betrachtungen

Die im vorangegangenen Abschnitt dargelegten Zusammenhänge zwischen Magnetkreis- und Federauslegung unter dynamischen Gesichtspunkten ergeben, daß eine Feder mit großer Steifigkeit c_{Fed} und niedriger Federvorspannkraft $F_{Fed,0}$ der Variante *weiche Feder, hohe Vorspannkraft* vorzuziehen ist. Der Auslegung steifer Federn sind allerdings Grenzen gesetzt. Diese resultieren z. B. aus folgenden Gesichtspunkten:

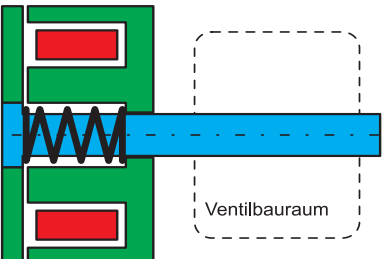
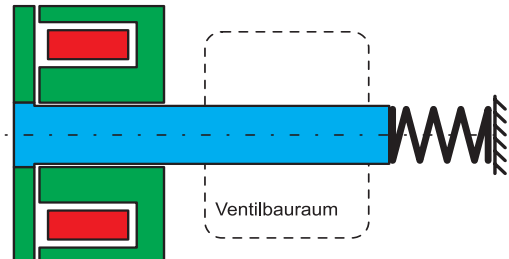
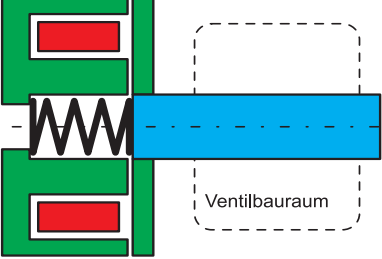
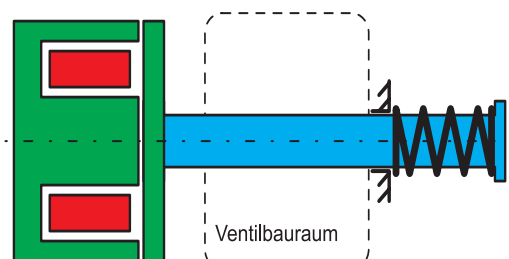
- Einbauort der Feder im Magnetsystem (Schraubendruckfedern können beispielsweise in einer Kernbohrung des Magnetkreises untergebracht werden, Membranfedern müssen wegen ihres gegenüber Schraubendruckfedern größeren Außendurchmessers außerhalb des Magnetkreises angeordnet werden)
- Funktions- und (Dauer)-Festigkeitsnachweis
- Herstellbarkeit der Feder (insbesondere bei Federn aus gewundenen Drähten)
- Toleranzbetrachtungen hinsichtlich
 - Federtoleranzen (Federrate, Maßtoleranzen)
 - Toleranzketten aller beteiligten Einzelteile des Magnetsystems, in das die Rückstellfeder eingebaut wird
- Federquerkräfte, Knickverhalten bei Schraubendruckfedern
- Gestaltung der Federaufnahmestellen (Stellen der Kraftaufnahme zwischen bewegtem und gestellfestem Teil)
- Funktionsintegration der Feder (Membranfedern in Doppelmembranausführung können z. B. als reibungsfreie Ankerführung dienen)

Handelt es sich um Ventilantriebe, so werden bevorzugt zylindrische Magnetkreisbauformen angewendet. Die häufigste eingesetzte Federbauform ist dabei die Schraubendruckfeder. Im weiteren sollen einige o.g. Gesichtspunkte für diese Federbauform näher erläutert werden:

Einbauort der Feder im Magnetsystem:

Prinzipiell können der Magnetkreis, die Rückstellfeder und das eigentliche Wirkelement des Antriebs (z. B. beim Magnetventil: Ventilteil mit Ventilmadel/Sitz) in vier Anordnungsmöglichkeiten gekoppelt werden. Die folgende Tab. 4 enthält eine systematische Übersicht der Kopplungsmöglichkeiten von Magnetantrieb und Ventil (Last). Dabei sind die Magnetkraftwirkung *drückend* bzw. *ziehend* sowie die Lage der Rückstellfeder *innerhalb* oder *außerhalb* des Magnetkreises als Unterscheidungskriterium der Varianten berücksichtigt worden.

Tab. 4 Prinzipielle Kopplungsmöglichkeiten *Magnetantrieb - Ventil*, Vor- und Nachteile der Varianten

	Feder in Kernbohrung angeordnet	Feder außerhalb des Magnetkreises angeordnet
Magnetkraft drückend	<p>1</p>  <p>VT: - günstige thermische Kopplung des MK mit Ventilbaugruppe über MK-Boden NT: - Ventilschieber und Feder bestimmen Kernbohrungsdurchmesser - schwierige Montage <i>Anker - Ventilschieber</i> - ungünstiger Spulenanschluß</p>	<p>2</p>  <p>VT: - einfache Montage <i>Feder - Ventilschieber</i> - günstige thermische Kopplung des MK mit Ventilbaugruppe über MK-Boden NT: - schwierige Montage <i>Anker - Ventilschieber</i> - ungünstiger Spulenanschluß</p>
Magnetkraft ziehend	<p>3</p>  <p>VT: - einfache Montage - Spulenanschluß axial durch MK-Boden NT: - ungünstige thermische Kopplung des MK mit Ventilbaugruppe</p>	<p>4</p>  <p>VT: - kleinster Magnetkreisdurchmesser, kleinste Ankermasse - Spulenanschluß axial durch MK-Boden NT: - schwierige Montage <i>Feder - Ventilschieber</i> - ungünstige thermische Kopplung des MK mit Ventilbaugruppe</p>

Abkürzung: MK ... Magnetkreis

Funktions- und (Dauer)-Festigkeitsnachweis:

Der Dauerfestigkeitsnachweis diese Federn erfolgt anhand der korrigierten Unter- und Oberspannung im Federdraht mit Hilfe des Dauerfestigkeitsschaubildes (Goodman-Diagramm) lt. DIN 2089, Teil 1. An dieser Stelle soll exemplarisch für einige Wertepaare c_{Fed} , $F_{Fed,0}$ die Bauraumabschätzung dauerfester Schraubendruckfedern erfolgen. In Tab. 5 auf S. 83 sind einige Beispiele aufgeführt. Gesucht wurden dauerfeste Federn (Schaltspielzahl $> 10^7$), die bei Vorgabe der Federvorspannkraft $F_{Fed,0}$ und Federrate c_{Fed} unter Einhaltung der Restriktionen (zulässige Schubspannung, ggf. maximaler Außendurchmesser, ...) das kleinste Federnbauvolumen im entspannten Zustand einnehmen.

Aus Abb. 40 ist ersichtlich, daß selbst Schraubendruckfedern mit einer Federvorspannkraft von $F_{Fed,0} \approx 50 \text{ N}$ bei einer Federrate von $c_{Fed} = 170 \text{ N mm}^{-1}$ dauerfest sind. Zu berücksichtigen ist allerdings, daß die gefundenen Schraubendruckfedern eine sehr geringe wirksame Windungszahl n besitzen. Mit dem Hintergrund der toleranzbehafteten Federnfertigung sollte diese mit $n \geq 3.5$ gewählt werden. Weiterhin nimmt der Außendurchmesser Werte an, die eine Anordnung der Feder in einer Kernbohrung des Magnetkreises (siehe Tab. 4) nicht mehr rechtfertigen: Bei hochdynamischen Schaltmagneten (Hub- und Rücklaufzeit $< 1 \text{ ms}$) kommt es auf eine möglichst geringe Ankermasse an. Beim Flachankermagneten sind deshalb Bohrungsdurchmesser und Ankeraußendurchmesser so klein wie möglich zu halten.

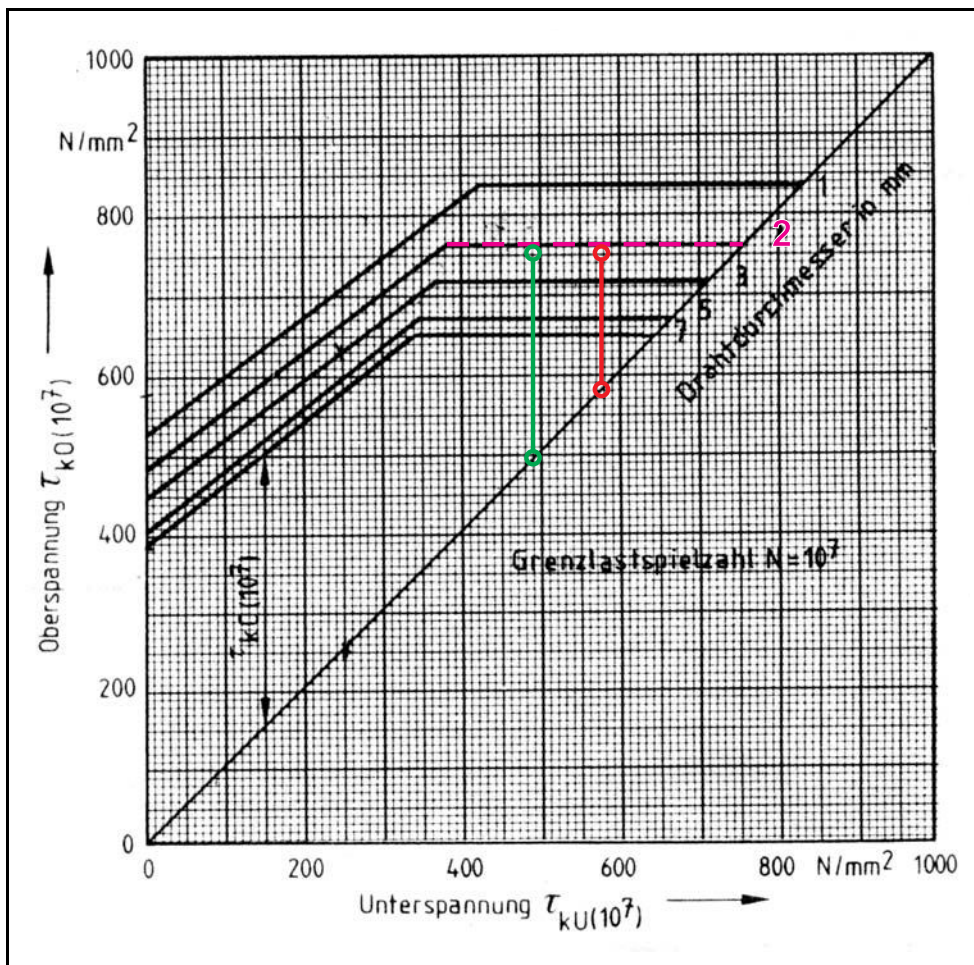


Abb. 40 Dauerfestigkeitsschaubild der Federn aus Tabelle Tab. 5.

Quelle: DIN 2089 Teil 1, gültig für kaltgeformte Schraubendruckfedern aus vergütetem Ventulfederdraht, nicht kugelgestrahlt

(Hinweis: Beide Federn weisen einen Drahtdurchmesser von 1.24 mm auf. Im Dauerfestigkeitsschaubild ist die für den Drahtdurchmesser 2 mm angegebene Kennlinie als Grenzkurve der korrigierten Oberspannung verwendet worden)

Tab. 5 allgemeine Bauraumabschätzung dauerfester Schraubendruckfedern hoher Vorspannkraft und Steifigkeit (Beispiele)

Dimensionierungsbedingungen Arbeitsweg/Hub $s_h = 250 \mu\text{m}$ Gesamtanzahl der Windungen: $n_t = n + 2$ Anzahl der wirksamen Windungen: $n \geq 1.5$ Federkraft bei kleinster Federlänge L_n : $F_n = F_{\text{Fed},0} + c_{\text{Fed}} \cdot X_{\text{Hub}}$ maximal zulässige Schubspannung: $\tau_{\text{zul}} \leq 0.56 R_m$ ¹⁾ korrigierte Schubspannung bei Block- längen: $\tau_{\text{kc}} \leq \tau_{\text{zul}}$ Federdrahtsorte VD SiCr (bis 100°C)	Wickel- verhältnis $w = D/d$	Draht- durch- messer [mm]	mittlerer Windungs- durch- messer [mm]	Anzahl der wirksamen Wind- ungen n	Mindest- wert der Zugfestig- keit R_m [N mm ⁻²]	korrigierte Unter- spannung τ_{kU} [N mm ⁻²]	korrigierte Ober- spannung τ_{kO} [N mm ⁻²]
Feder mit radialer Bauraumrestriktion: $\leq 6.0 \text{ mm}$ $c_{\text{Fed}} = 80 \text{ N mm}^{-1}$; $F_{\text{Fed},0} = 65 \text{ N}$ $\tau_{\text{zul}} = 0.51 R_m$	3.82	1.24	4.75	2.77	2060	575	752
Feder mit radialer Bauraumrestriktion: $\leq 6.0 \text{ mm}$ $c_{\text{Fed}} = 120 \text{ N mm}^{-1}$; $F_{\text{Fed},0} = 55 \text{ N}$ $\tau_{\text{zul}} = 0.51 R_m$	3.82	1.24	4.75	1.85	2060	487	752

¹⁾ oberer Grenzwert der zulässigen Schubspannung; kann kleinere Werte annehmen, wenn dies der Nachweis der Dauerfestigkeit erforderlich macht
²⁾ berechnete Werte, entsprechen nicht der Durchmesserabstufung lt. DIN 2076
³⁾ angesetzter Wert; für Ventildrht VD SiCr kann lt. DIN 17223 Teil 2 im Drahtdurchmesserbereich $d = 1.0 \dots 1.3 \text{ mm}$ ein Mindestwert von $R_m = 2080 \text{ N mm}^{-2}$ werden, hier wurde der Mindestwert des Drahtdurchmesserbereiches von $d = 1.3 \dots 1.4 \text{ mm}$ mit $R_m = 2060 \text{ N mm}^{-2}$ für alle vier Fälle angesetzt

Toleranzbetrachtungen hinsichtlich Toleranzketten aller beteiligten Einzelteile des Magnetsystems:

Da hochdynamische Elektromagnetantriebe nur durch eine genaue Abstimmung/Optimierung aller Einflußfaktoren realisierbar sind, haben Toleranzen einen großen Einfluß auf die erzielbaren Dynamikparameter. Dies trifft besonders auf Maßtoleranzen und die damit verbundene Toleranzkette der Einzelteile des Magnetantriebes zu, die für den Einbau der Rückstellfeder verantwortlich sind. Bei steifen Federn bewirken bereits einige Mikrometer Maßabweichung der Einzelteilmaße erhebliche Abweichungen der Federvorspannkraft. Eine Feder der Federrate $c_{Fed} = 100 \text{ N mm}^{-1}$ ändert bei einer Gesamtabweichung einer Toleranzmaßkette von $50 \text{ }\mu\text{m}$ bereits ihre Federvorspannkraft um $\Delta F_{Fed,0} = 5 \text{ N}$. Oft ist deshalb in der Serienfertigung hochdynamischer Elektromagnetantriebe eine Justierung oder selektive Montage erforderlich, wodurch zusätzliche Fertigungskosten entstehen. Aus Gründen der Abstimmung von Feder- und Magnetkraftkennlinie ist eine steife Feder, aus Gründen der Toleranzmaßkette eher eine weiche Feder zu bevorzugen. Es ist allerdings kaum möglich, diese gegenläufigen Tendenzen in einer Optimierung zu berücksichtigen, da es für den Sachverhalt schwierig ist, eine mathematisch formulierbare Zielfunktion aufzustellen, die dann in einer (numerischen) Optimierung angewendet werden kann. Für eine Magnetkreisauslegung unter dynamischen Gesichtspunkten ist es deshalb empfehlenswert, die Federrate c_{Fed} vorzugeben (Festlegung z. B. über den erläuterten Einfluß der Toleranzen) und die Federvorspannkraft $F_{Fed,0}$ durch das Optimierungsverfahren zu ermitteln.

Gestaltung der Federaufnahmestellen:

Ein weiterer Punkt, der auch im Zusammenhang mit den Maßtoleranzen und der davon abhängigen Federvorspannkraft der Feder im eingebauten Zustand steht, ist die Gestaltung der Federaufnahmestellen. Beim Ein- bzw. Ausfedern einer Schraubendruckfeder kommt es zu einer Drehbewegung der Federenden relativ zueinander. Da die Schraubendruckfedern i.a. "lose" zwischen den Federaufnahmestellen eingesetzt wird, kann es bei der Relativbewegung der Federenden beim Federvorgang zu Reibungserscheinungen an den äußeren Windungen der Feder und an den Federaufnahmen kommen. Sowohl Materialverfestigung als auch Materialabrieb können bei hoher Spielzahl die Folge sein, verbunden mit einer Maßänderung der Feder selbst als auch der Federaufnahmen. Hierbei sind die oben dargelegten Betrachtungen zu den Maßtoleranzen bei steifen Federn zu beachten. Es gibt allerdings keinerlei Untersuchungen darüber, was bei derartigen Relativbewegungen der Federenden von Schraubendruckfedern im Oberflächenbereich der äußeren Federwindungen bzw. der Federaufnahmen passiert, welche Materialpaarung günstig ist und wie die Federaufnahmen hinsichtlich der Minimierung der Abnutzung zu gestalten sind. Aus der Sicht der Durchmesserergrößerung der federnden Windungen beim Stauchen einer Schraubendruckfeder ist ein kleiner Zapfen einer Sackbohrung vorzuziehen. Bei der Federanordnung in einer Kernbohrung des Magnetkreises ist aber ersteres kaum technolo-

gisch realisierbar.

Federquerkräfte:

Bedingt durch die konstruktive Ausführung der Schraubendruckfeder als gewundene Drahtfeder treten nicht nur die genutzte Axialkraft, sondern auch Querkräfte auf. Wegen der geringen Länge der Feder im Vergleich zum Federdurchmesser treten aber dadurch kaum Knickerscheinungen in der Feder auf. Die Querkräfte, die an den Federenden wirken, können beispielsweise zum Verkanten der bewegten/geführten Teile des Magnetantriebes bzw. zu erhöhter Reibung führen. Messungen an Beispielfedern haben ergeben, daß die Querkraft 15 bis 20 % der axialen Federkraft betragen kann.

3.4.3.2 Vergleichsbeispiel für den Einfluß der Federrate

Der Einfluß der Federsteifigkeit (steife oder weiche Feder) soll an einem Beispiel dargestellt werden. Dazu sind wiederum Magnete anhand einer fiktiv vorgegebenen Aufgabenstellung für unterschiedliche Federraten im Bereich $c_{Fed} = 40 \dots 160 \text{ N mm}^{-1}$ dimensioniert worden. Es sind jeweils zwei unterschiedliche Magnetkreismaterialkombinationen untersucht worden: Ausgelegt wurden Magnetkreise zum einen vollständig aus Kobalt-Eisen und zum anderen aus einem Materialmix (Kobalt-Eisen für Kern und Anker, Standardeisenwerkstoff/Automatenstahl für Mantel und Boden).

Es sind Magnete mit dem Zie dimensioniert worden, daß sie jeweils etwa die gleiche Hubzeit $t_{12} \approx 400 \mu\text{s}$ und Rücklaufzeit von $t_{22} \approx 350 \mu\text{s}$ als Kriterium der Vergleichbarkeit aufweisen. Als weitere wichtige Nebenbedingung ist die für das Magnetvolumen zulässige thermische Verlustleistung so ermittelt worden, daß eine vorgegebene Spulentemperatur nicht überschritten wurde. Die zulässige Verlustleistung ist anhand einer thermischen Netzwerkberechnung bei der Magnetkreisdimensionierung nach dem im Anhang auf S. XCV dokumentierten Modell vorgenommen worden.

Vorgabewerte/Restriktionen sowie Ergebnisse dieser Magnetkreisauslegung mit *SESAM* sind im Anhang (siehe S. CVIff) in Tabellenform aufgeführt.

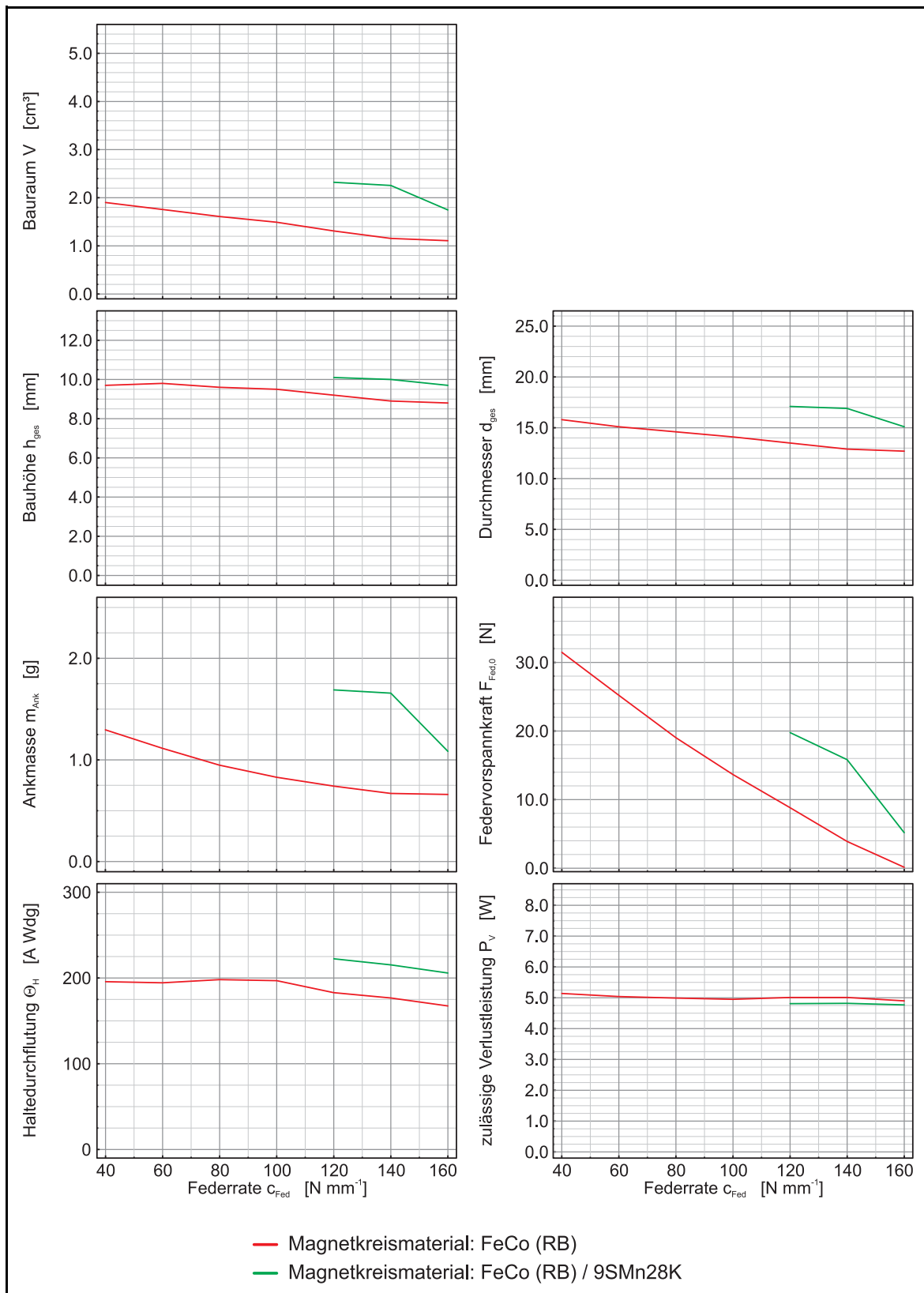


Abb. 41 (Teil 1) Vergleich einiger Ergebnisgrößen von Magnetkreisen, die für verschiedene Federraten dimensioniert wurden (Zielstellung: gleiche Hubzeit t_{12} und Rücklaufzeit t_{22})

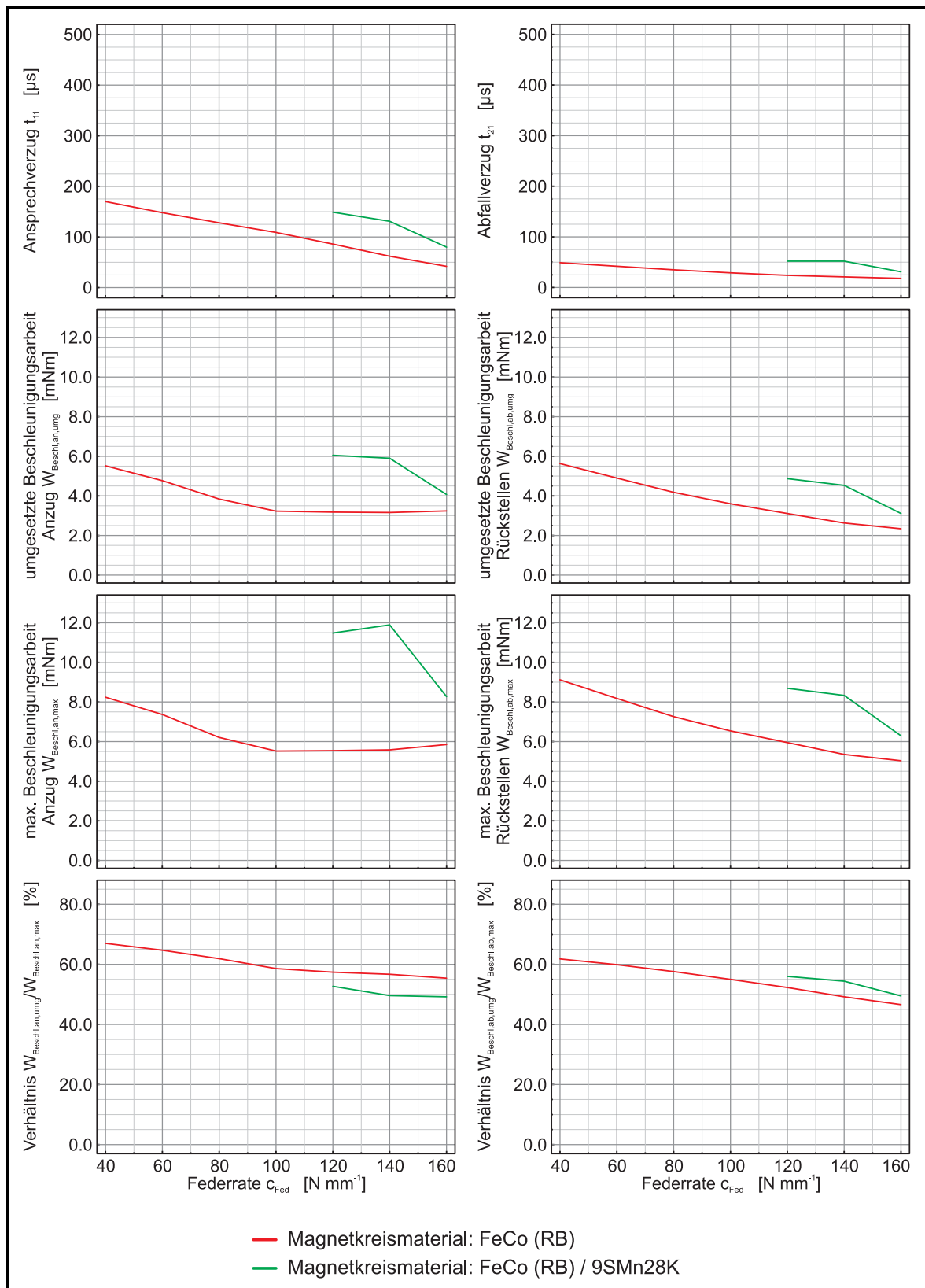


Abb. 41 (Teil 2) Vergleich einiger Ergebnisgrößen von Magnetkreisen, die für verschiedene Federraten dimensioniert wurden (Zielstellung: gleiche Hubzeit t_{12} und Rücklaufzeit t_{22})

3.5 Geometrie und Masse des Ankers des Flachanker- topfmagneten

3.5.1 Vorbemerkung, Zielstellung

Eine Möglichkeit der Dynamikverbesserung besteht in der Ankermassereduzierung durch Variation der Ankergeometrie. Die klassische Konstruktion des Flachankermagneten erfolgt so, daß der Magnetanker die Stirnseiten von Magnetkreiskern und -mantel vollständig überdeckt. Weiterhin geht man von dem Grundsatz der Querschnittsgleichheit über die gesamte Feldlinienlänge aus. Die Grobdimensionierung von Magnetkreisen erfolgt dann unter diesen Annahmen mit einfachen Netzwerkmodellen.

Im Bereich der beiden Arbeitsluftspalte kann man tatsächlich nicht von einem homogenen Feldverlauf sprechen (siehe Abb. 42). An den Rändern des durchsetzten Luftspaltquerschnittes kommt es zur sog. Feldaufbauchung. Weiterhin wird am Übergang Flachanker-Luftspalt der Magnetfluß in seiner Richtung (axial-radial) geändert.

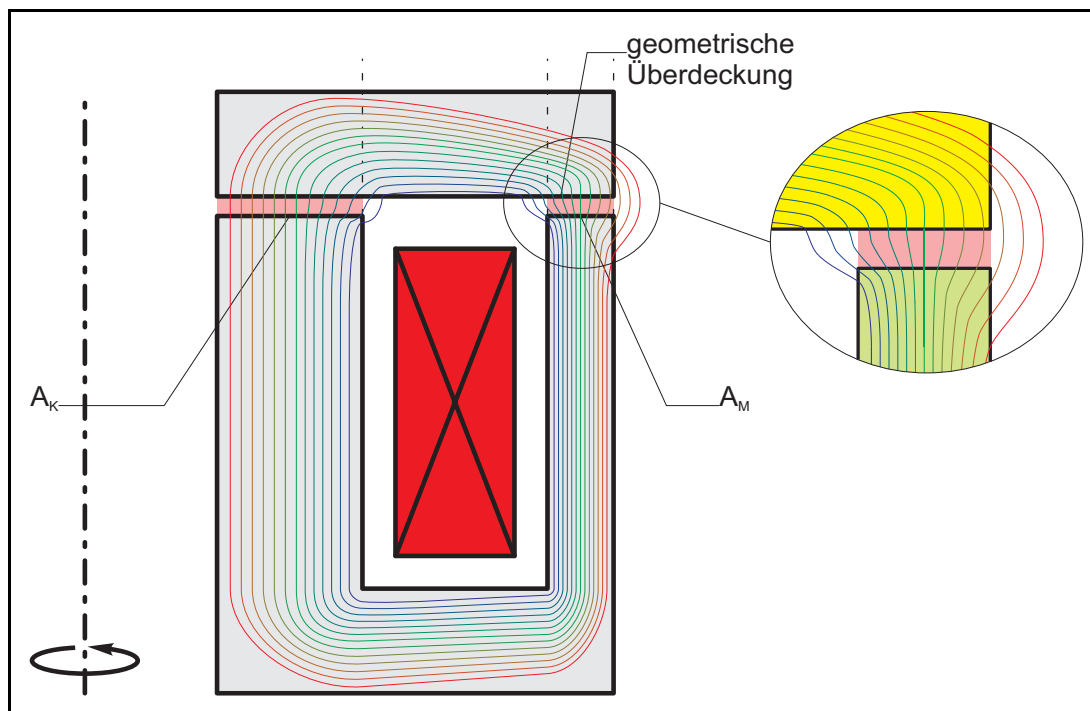


Abb. 42 Halbschnitt durch einen Flachankermagnet (Prinzipiskizze) mit Feldlinienverlauf

Verringert man nun den Ankeraußenradius und/oder die Ankerdicke, so kann man eine Ankermassereduzierung erreichen. Die dadurch für den Magnetfluß verletzte Querschnittsbedingung führt zu partiellen Sättigungserscheinungen im Eisenmaterial und geringfügigem Magnetkraft-

abfall, welcher ggf. durch eine etwas höhere (Halte)-Durchflutung kompensiert werden muß. Möglich ist z. B. die in Abb. 43 dargestellte Geometrieabwandlung des Eisenkreises von der klassischen Bauform im Bereich des äußeren Arbeitsluftspaltes.

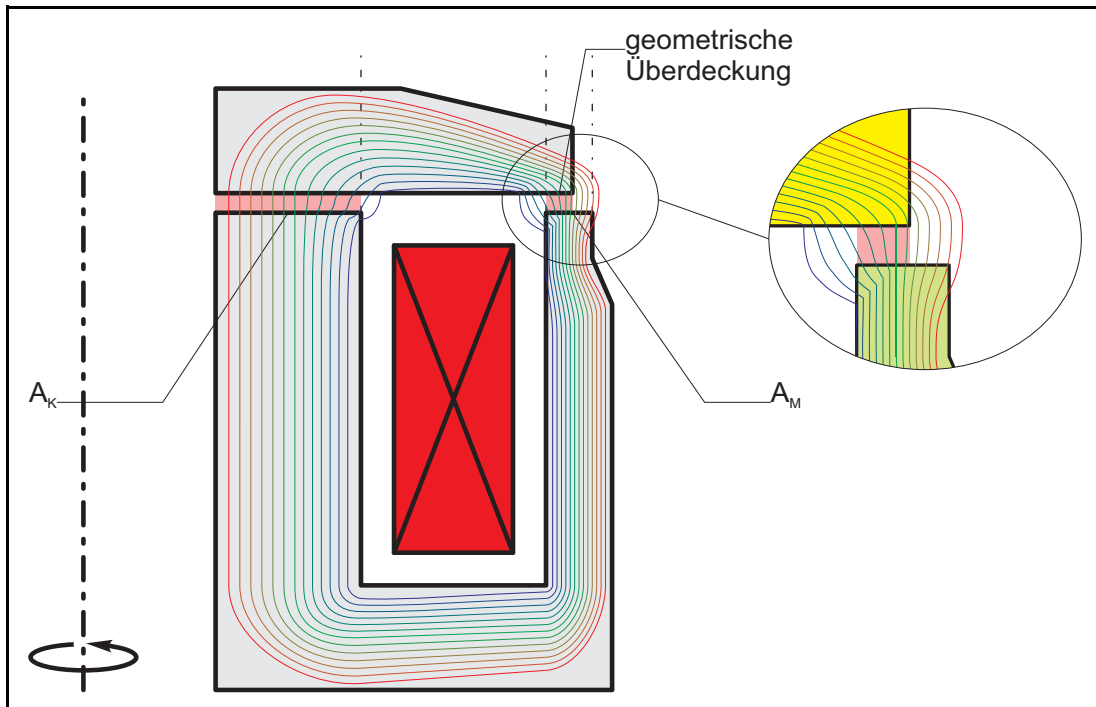


Abb. 43 Mögliche Geometrievariation des Flachankers mit zugehörigem Feldlinienverlauf

Geht man von der Querschnittsgleichheit aller Flußröhren im Magnetkreis aus, so kann ein sehr dünnwandiger Magnetkreismantel entstehen. Aus Festigkeits- oder technologischen Gründen ist dann die Wandstärke ggf. dicker als notwendig zu wählen. An der Stirnseite des Mantels im Bereich des Arbeitsluftspaltes kann man dann wiederum den Querschnitt des Magnetkreismantels auf die notwendige Fläche reduzieren.

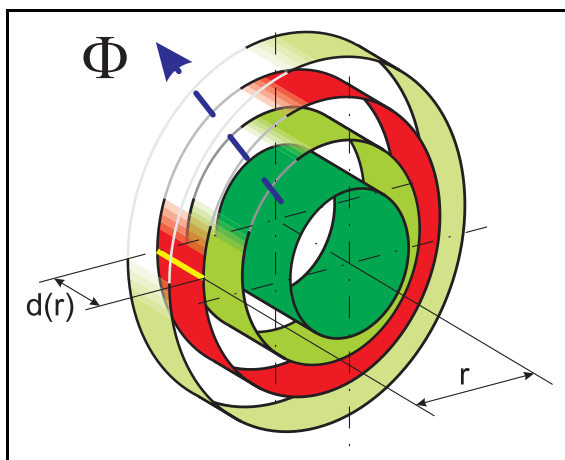


Abb. 44 radialer Magnetfluß durch konzentrische Zylinderschalen

Der Ankeraußenradius muß aber auch hier nicht identisch mit dem Mantelaußenradius an der Stelle des Arbeitsluftspaltes gewählt werden.

Man kann die Ankermasse weiter reduzieren, wenn die Ankerscheibe an der dem Arbeitsluftspalt abgewandten Seite abschrägt wird. Der Anker hat dann die Form eines flachen Kegelstumpfes. Die Wahl dieser Gestalt liegt im radialen Magnetflußverlauf begründet: Will man das Eisenmaterial optimal hinsichtlich der zulässigen Sättigungsflußdichte ausnutzen, muß der radial durchsetzte Magnetflußquerschnitt kon-

stant bleiben. Diese Magnetflußquerschnitte stellen konzentrische Schalen dar (siehe Abb. 44). Bei gleicher axialer Ausdehnung dieser Schalen ist deren Fläche linear vom Radius abhängig:

$$A = 2 \pi r d \quad (40)$$

Soll die Flußdichte in den konzentrischen Schalen zum Zwecke einer optimalen Eisenmaterialausnutzung konstant bleiben, so ist die notwendige axiale Ausdehnung um so kleiner, je weiter außen eine derartige Schale liegt. Tatsächlich ergibt sich die axiale Ausdehnung in Abhängigkeit des Radius über eine Hyperbel-Funktion. Aus technologischer Sicht und für die Erstellung von Simulationsmodellen einfacher ist allerdings die lineare Dickenabnahme der Ankerscheibe vom Kernaußen- bis zum Ankeraußenradius. Der kritische Querschnitt (Sättigungsgefahr) liegt dabei im Bereich des Kernaußenradius.

3.5.2 Ankergeometrie eines Flachankermagneten für optimale Haltekraft

3.5.2.1 Parameter der Ankergeometrievariation

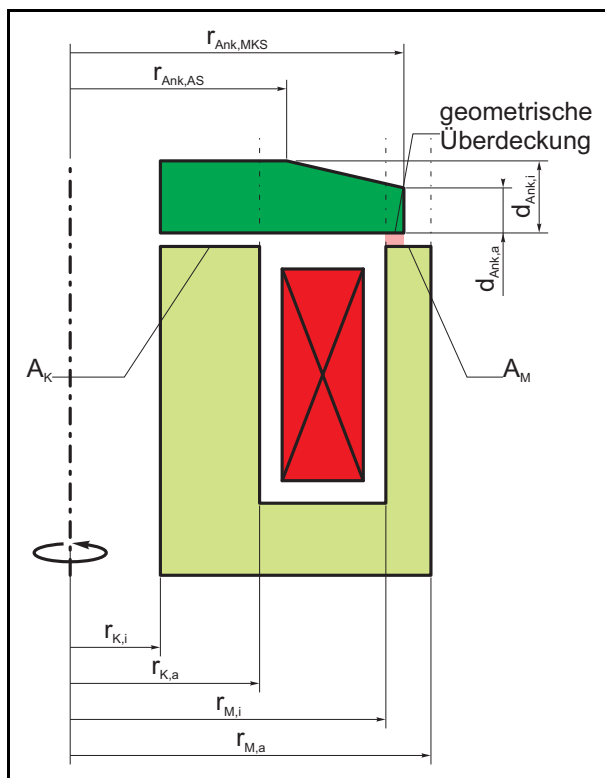


Abb. 45 Lage der Geometrieparameter am Magnetkreishalbschnitt

Die Geometrieparameter und deren analytischer Zusammenhang mit der Ankermasse m_{Ank} eines Flachankermagneten sollen hier allgemein erläutert werden. Eine Aufstellung und Erläuterung der betreffenden Geometrieparameter ist in der folgenden Übersicht Tab. 6 auf S. 91 angegeben, die Lage der Geometrieparameter im Magnetkreishalbschnitt ist aus der nebenstehenden Abb. 45 ersichtlich.

Tab. 6 Parameter der Ankergeometrievariation

Formelzeichen	Erläuterung
A_K	Kernquerschnittsfläche
A_M	Mantelquerschnittsfläche
$r_{K,i}$	innerer Radius des Magnetkerns und Innenradius der Flachankerscheibe
$r_{K,a}$	äußerer Radius des Magnetkerns
$r_{M,i}$	innerer Radius des Magnetkreismantels
$r_{M,a,a}$	äußerer Radius des Magnetkreismantels an der Stirnseite des Arbeitsluftspaltes
$r_{Ank,MKS}$	Außenradius der Flachankerscheibe, magnetkreisseitig
$r_{Ank,AS}$	Radius der außenseitigen Abschrägung des Ankers in den Grenzen $r_{K,a} \dots r_{Ank,MKS}$
$d_{Ank,i}$	Dicke des Ankers, innen (im Bereich $r_{K,i} \dots r_{Ank,AS}$)
$d_{Ank,a}$	Dicke des Ankers am äußeren Radius
k_{AM}	Faktor für geometrische Überdeckung der stirnseitigen Magnetkreismantelfläche durch die Ankerscheibe, (0 ... 1)
k_{dAi}	Faktor für die Dicke der Flachankerscheibe im Bereich $r_{K,i} \dots r_{Ank,AS}$, (0 ... 1)
k_{rAS}	Faktor für den Radius der außenseitigen Abschrägung des Ankers, (0 ... 1)
m_{Ank}	Masse des Ankers

Kernquerschnitt und Mantelquerschnitt ergeben sich nach den Formeln

$$A_K = \pi (r_{K,a}^2 - r_{K,i}^2) , \quad (41)$$

$$A_M = \pi (r_{M,a}^2 - r_{M,i}^2) . \quad (42)$$

Mittels der geometrischen Flächenüberdeckung *Mantelstirnseite - Anker* (Faktor k_{AM})

$$\pi (r_{Ank,MKS}^2 - r_{M,i}^2) = k_{AM} A_M \quad (43)$$

erhält man den Außenradius des Ankers:

$$r_{Ank,MKS} = \sqrt{\frac{k_{AM} A_M}{\pi} + r_{M,i}^2} = \sqrt{k_{AM} (r_{M,a}^2 - r_{M,i}^2) + r_{M,i}^2} . \quad (44)$$

Die Dicke des Ankers am Kernaußendurchmesser kann man über die Querschnittsbeziehung

$$A_{Ank,i} = 2 \pi r_{K,a} d_{Ank,i} = k_{dAi} A_K \quad (45)$$

in bezug auf den Kernquerschnitt ermitteln. Zusätzlich wird ein Faktor k_{dAi} für die Reduzierung der notwendigen Fläche auf einen bestimmten Prozentwert der Kernquerschnittsfläche angesetzt.

Durch Auflösen nach $d_{Ank,i}$ ergibt sich

$$d_{Ank,i} = \frac{k_{dAi} A_K}{2 \pi r_{K,a}} = k_{dAi} \frac{r_{K,a}^2 - r_{K,i}^2}{2 r_{K,a}} . \quad (46)$$

Beim Raster-Optimierungsverfahren der Grobdimensionierung von Magnetkreisen kann man die Ankerdicke auch direkt in einem vorzugebenden Bereich variieren.

Die Dicke des Ankers am Ankeraußendurchmesser ermittelt man über die Querschnittsgleichheit der vom Magnetfluß durchsetzten Flächen

$$A_{Ank,a} = 2 \pi r_{Ank,MKS} d_{Ank,a} = A_{Ank,i} . \quad (47)$$

Die vom Magnetfluß durchsetzte äußere Fläche befindet sich eigentlich an der Stelle des Mantelinnenradius $r_{M,i}$. Aus Vereinfachungsgründen wird allerdings die an dieser Stelle errechnete notwendige Dicke auf den Ankeraußenradius übertragen. Man erhält

$$d_{Ank,a} = \frac{A_{Ank,i}}{2 \pi r_{Ank,MKS}} = \frac{r_{K,a}}{r_{Ank,MKS}} d_{Ank,i} . \quad (48)$$

Nun kann noch der Radius der außenseitigen Abschrägung des Ankers (Lage der “Knickstelle” an der Außenseite des Magnetankers) variiert werden. Diese “Knickstelle” kann theoretisch zwischen dem kritischen Ankerquerschnitt in radialer Richtung an der Stelle des Kernaußenradius (0%) und dem Ankeraußenradius (100%) liegen:

$$r_{Ank,AS} = r_{K,a} + k_{rAAS} (r_{Ank,MKS} - r_{K,a}) \quad (49)$$

Mittels der beschriebenen Geometrieparameter des Ankers kann dann die Ankermasse berechnet werden:

$$m_{Ank} = \rho_{Ank} \pi \left(\frac{1}{3} (d_{Ank,i} - d_{Ank,a}) (r_{Ank,MKS}^2 + r_{Ank,MKS} r_{Ank,AS} + r_{Ank,AS}^2) + d_{Ank,a} r_{Ank,MKS}^2 - d_{Ank,innen} r_{K,i}^2 \right) \quad (50)$$

3.5.2.2 Optimale Geometrie der Ankerscheibe des Flachankermagneten

Die im vorangegangenen Abschnitt beschriebene Möglichkeit der Ankermassereduzierung durch Abweichung von der klassischen Ankerform soll hinsichtlich ihres Einflusses auf die Magnetkraft untersucht werden. Dazu ist für eine fiktive Aufgabenstellung (vorgegebene statische Mindestanzugs- und -haltekraft) ein Flachankermagnet dimensioniert worden, wobei der Magnetflußquerschnitt des Eisenkreises im Kern, Mantel und an den kritischen Stellen von Boden und Anker nach der klassischen Auslegungsweise der Flußquerschnittsgleichheit er-

mittelt wurde. Spezifikation und Ergebnisse der Auslegung eines Elektromagneten für die Untersuchungen zur optimalen Geometrie des Flachankers sind im Anhang (siehe S. CIV) angegeben.

Anschließend ist in einer Parameterstudie (Magnetkreisanalyse mit FEM) mit Variation der Parameter *relative Ankerdicke* k_{dAi} und *Mantelüberdeckung* k_{AM} mit und ohne Abschrägung der Einfluß auf die statische Anzugs- und Haltekraft untersucht worden. Das Ergebnis ist im Diagramm in Abb. 46a dargestellt.

Dabei ist festzustellen, daß für die Haltekraft, also für den angezogenen Anker ($\delta = \delta_{min}$), ein Optimum hinsichtlich der Mantelüberdeckung k_{AM} existiert. Für 100% der Ankerdicke ($k_{dAi} = 1$) liegt dieses Optimum bei $k_{AM} \approx 0.6 \dots 0.8$, für $k_{dAi} < 1$ verschiebt sich dieses Optimum zu kleineren Werten von k_{AM} . Für große Luftspalte ($\delta = \delta_{max}$) ist allerdings der Einfluß verschwindend klein. Interessant ist noch die Normierung der statischen Magnetkraft auf die Ankermasse m_{Ank} (Abb. 46b), wobei diese Normierung aufgrund der Einheit $N kg^{-1} = m s^{-2}$ als Beschleunigungskriterium betrachtet werden kann. Das Optimum liegt hier für die abgeschrägte Ankerscheibe bei einer Ankerdicke kleiner 100% ($k_{dAi} \approx 0.8 \dots 0.9$) und einer Mantelüberdeckung von $k_{AM} \approx 0.5 \dots 0.7$. Obwohl dieses Optimum sehr flach ist, sollte man diesen Effekt bei der Auslegung von Flachankermagnetkreisen hochdynamischer Elektromagnete berücksichtigen und von der klassischen Auslegung mit Querschnittsgleichheit im Eisenkreis abweichen. Werden für die einzelnen Bereiche *Kern*, *Anker*, *Mantel* und *Boden* unterschiedliche Eisenmaterialien verwendet, so ist die Forderung nach Querschnittsgleichheit ohnehin hinfällig.

Die in /FEINDT-1/ angegebene Magnetkreisauslegung mit Querschnittsgleichheit erforderte die Optimierung von drei Parametern: Kernaußenradius $r_{K,a}$ und die Spulenfensterabmessungen b und h . Für die Auslegung hochdynamischer Elektromagnete, die mit dem Ziel einhergeht, die Ankermasse so klein wie möglich zu halten, sowie unter Beachtung des oben aufgeführten Optimums der Parameter *relative Ankerdicke* k_{dAi} und *Mantelüberdeckung* k_{AM} müssen in die Magnetkreisoptimierung drei weitere Parameter einbezogen werden: die Ankerdicke $d_{Ank,i}$, die Bodendicke $d_{Bod,i}$ sowie die Manteldicke d_M . Gegebenenfalls ist noch die Mantelüberdeckung k_{AM} als weiterer zu optimierender Parameter in die Optimierung einzubeziehen. Da aber die Rechenzeit mit der Anzahl der zu optimierenden Parameter zunimmt, ist es empfehlenswert, den Einflußparameter mit $k_{AM} \approx 0.7$ zu wählen, zumal das Optimum bezüglich dieses Parameters ohnehin sehr flach ist.

Eine weitere Möglichkeit zur Ankermassereduzierung besteht in der Einbringung von axial verlaufenden Bohrungen in den Anker im Radiusbereich des Spulenfensters. Diese sind empfehlenswert, damit das zwischen Ankerscheibe und Magnetkreis sich aufbauende Luftpolster bei kleinen Luftspalten (oder ggf. bei Hydraulikventilen das Leckage-Hydraulikmedium) nicht zu stark bedämpfend wirkt. Andererseits kann diese Bedämpfung im letzten Bereich des Ankerhubes die Prellvorgänge vermindern.

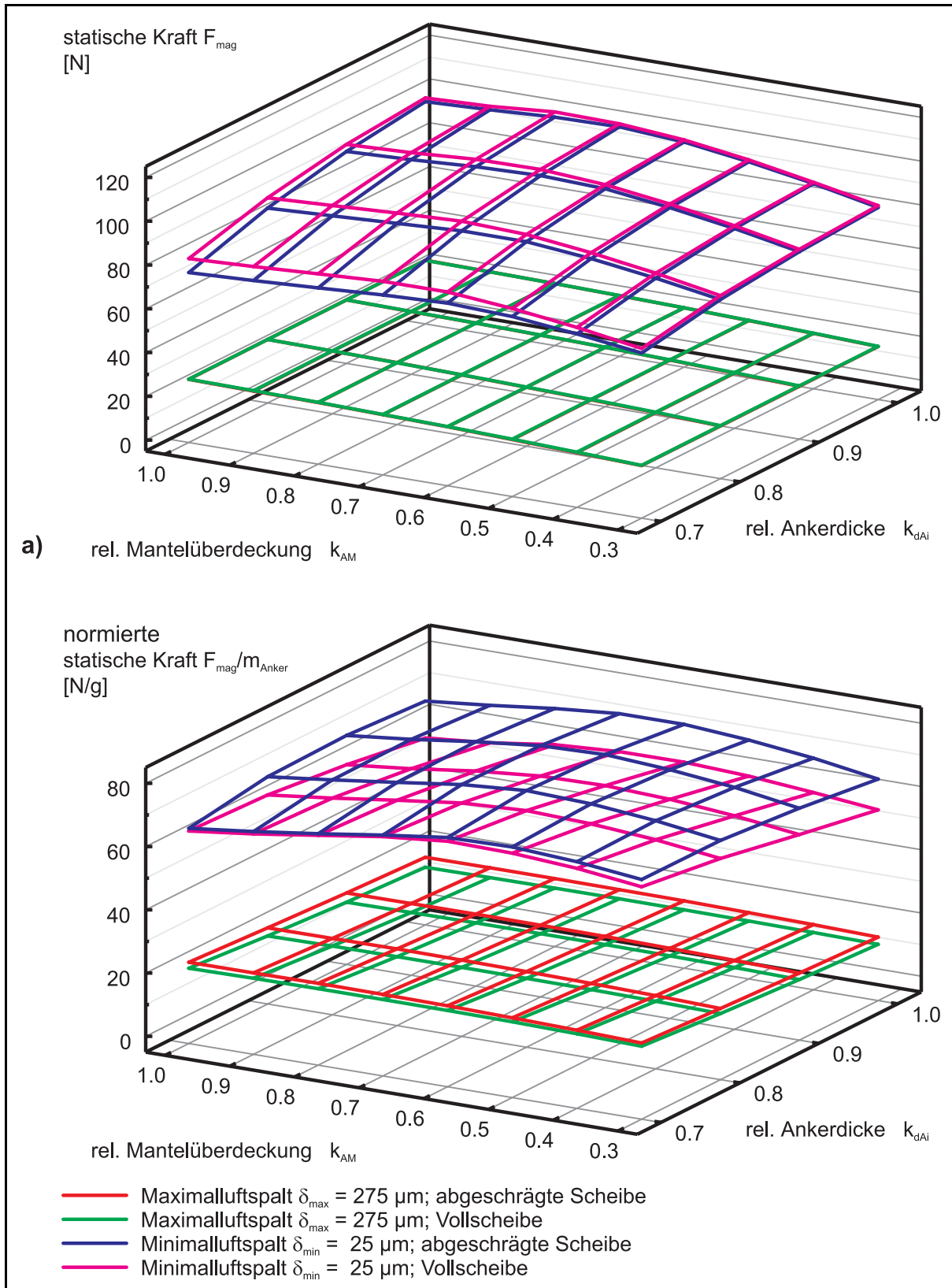


Abb. 46 a) statische Magnetkraft beim Flachankermagneten
 b) auf Anker Masse normierte statische Magnetkraft beim Flachankermagneten in Abhängigkeit der Ankergeometrie

3.6 Einfluß des Magnetkreismaterials

3.6.1 Weichmagnetische Werkstoffe

Die Auswahl des Magnetkreismaterials in bezug auf die erreichbare Dynamik von Schaltmagneten gewinnt dann eine besondere Bedeutung, wenn es sich um zylindrische Magnetbauformen handelt. Derartige Magnetkreise werden oft für Stellantriebe von Ventilen verwendet. In den ringförmigen Magnetkreis-Geometriebereichen treten dann Wirbelströme auf. Ein Schlitz des Magnetkreises ist i.a. aus Dichtheitsgründen nicht möglich. Abhilfe schaffen dann Magnetkreismaterialien mit einer geringen elektrischen Leitfähigkeit.

Zur Minimierung der Ankermasse werden an das Magnetkreismaterial bei Verwendung in Magnetkreisen hochdynamischer Elektromagnete zwei weitere Forderungen gestellt: Es sollte eine hohe Sättigungsinduktion und einen steilen Kennlinienanstieg der B-H-Kennlinie aufweisen. Die erste Forderung resultiert aus der erzielbaren Magnetkraft je Flächeneinheit der Querschnittsfläche des Arbeitsluftspaltes, die zweite Anforderung ergibt sich aus dem möglichst gering zu haltenden magnetischen Spannungsabfall im Eisenkreis und vermindert die notwendige Durchflutung und dadurch die in der Spulenwicklung entstehenden thermischen Verluste.

Einige Beispiele von weichmagnetischen Werkstoffen mit ihren magnetischen und elektrischen Eigenschaften sind im B-H-Kennliniendiagramm Abb. 47 dargestellt.

Magnetkreismaterialien, die diese Anforderung erfüllen (z. B. Material-Nr. 5 und 6 im Diagramm Abb. 47), weisen i.a. einen hohen Kobalt-Anteil auf, sind sehr teuer und lassen sich wegen ihrer großen Zähigkeit zudem schlecht spanend bearbeiten.

Vergleicht man die elektrische Leitfähigkeit der speziell für Magnetflußleitstücke "gezüchteten" Materialien, so haben diese gegenüber einem Standardwerkstoff wie *9SMn28K* nur ca. 1/3 des elektrischen Leitfähigkeitswertes. Materialien mit Unterschieden der elektrischen Leitfähigkeit im Bereich einer/einiger Zehnerpotenzen gegenüber Standardwerkstoffen bei gleichzeitig hoher Sättigungsinduktion und steilem Kennlinienanstieg sind nicht bekannt. Da ohnehin Wirbelströme bei ungeschlitzten ringförmigen Magnetkreisquerschnitten auftreten, liegt der Schluß nahe, die teuren und teilweise schlecht zu bearbeitenden Werkstoffe nur an den Stellen im Magnetkreis einzusetzen, wo sie den größten Nutzeffekt bringen: Beim Topfmagneten beispielsweise im Kernbereich und für den Anker (beim Tauchankermagneten auch für das ggf. vorhandene Druckrohr). Der Mantelbereich kann z. B. wegen der ohnehin längeren Wirbelstrompfade und dem damit verbundenen größeren elektrischen Widerstand auch aus einem Standardwerkstoff hergestellt sein.

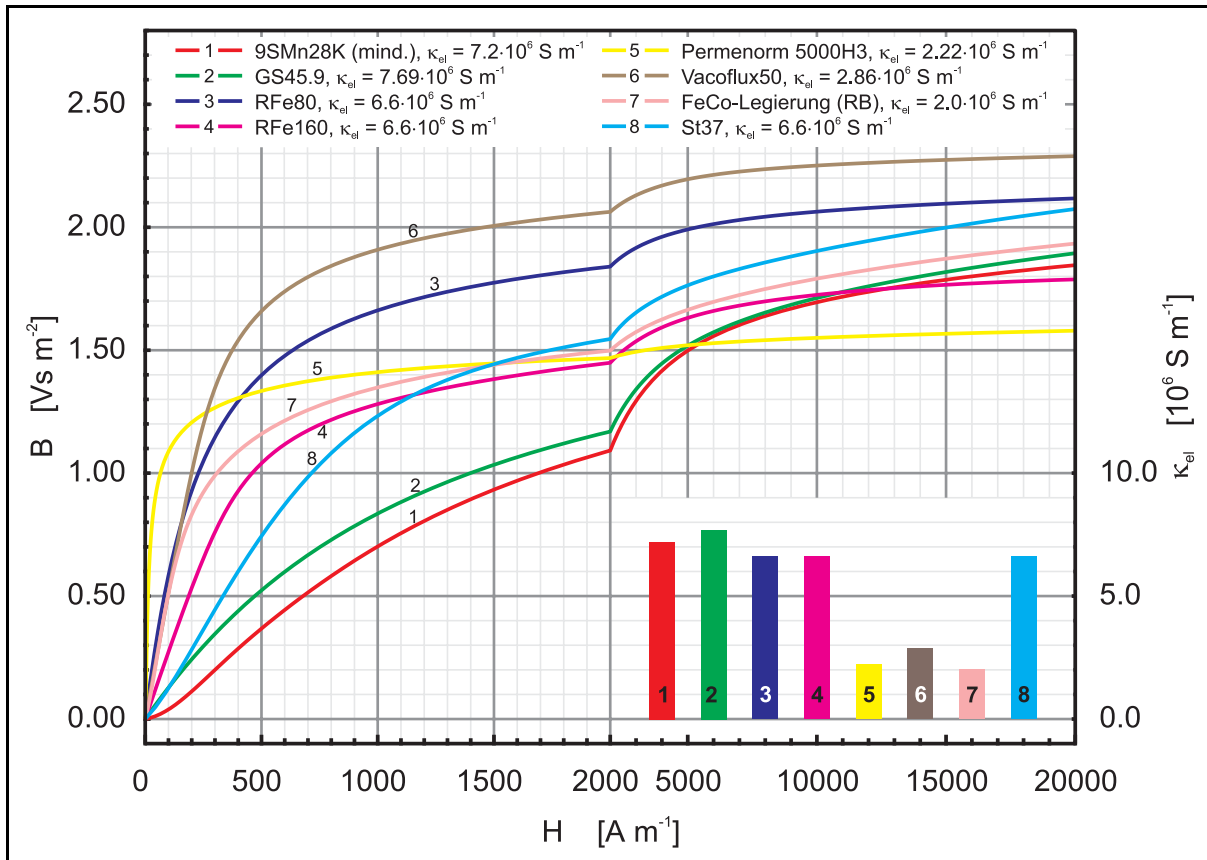


Abb. 47 B-H-Kennlinien (Neukurve) von weichmagnetischen Werkstoffen und ihre elektrische Leitfähigkeit

(Quelle: Materialdatenbank des FDM-Programms *PROFI*; Kennlinie Nr. 7 nach einem Meßprotokoll der Robert Bosch GmbH)

Im nachfolgenden Abschnitt wird an einem Vergleichsbeispiel der Einfluß unterschiedlicher Magnetkreismaterialien bei der Auslegung hochdynamische Elektromagnete dargestellt.

3.6.2 Vergleichsbeispiel für den Einfluß des Magnetkreismaterials

Der Einfluß der Wahl des Magnetkreiswerkstoffes auf das dynamische Verhalten soll an einem Beispiel erläutert werden. Dazu sind Magnete anhand einer fiktiv vorgegebenen Aufgabenstellung für unterschiedliche Magnetkreismaterialkombinationen dimensioniert worden. Ausgelegt wurden Flachanker-Magnetkreise zum einen vollständig aus speziellen wirbelstromdämpfenden Magnetkreiswerkstoffen und zum anderen aus einem Materialmix dieser Werkstoffe (im Bereich Kern/Anker) mit einem Standardeisenwerkstoff/Automatenstahl (für Mantel und Boden).

Als Kriterium der Vergleichbarkeit wurden die Magnete mit dem Ziel dimensioniert, daß sie etwa die gleiche Hubzeit und Rücklaufzeit von $t_{12} \approx t_{22} \approx 425 \mu\text{s}$ aufweisen. Als weitere wichtige Nebenbedingung ist die für das Magnetvolumen zulässige thermische Verlustleistung so

ermittelt worden, daß eine vorgegebene Spulentemperatur nicht überschritten wurde. Die zulässige Verlustleistung ist anhand einer thermischen Netzwerkberechnung bei der Magnetkreisdimensionierung nach dem im Anhang auf S. XCV dokumentierten Modell vorgenommen worden.

Vorgabewerte/Restriktionen sowie Ergebnisse dieser Magnetkreisauslegung mit *SESAM* sind im Anhang (siehe S. CIXff) in Tabellenform aufgeführt. Der Versuch, einen Vergleichs-Magnetkreis vollständig aus *9SMn28K* mit der Bewegungsdynamik $t_{12} \approx t_{22} \approx 425 \mu\text{s}$ auszulegen, führte wegen der unzureichenden Materialeigenschaften für Anwendungen bei hochdynamischen Elektromagneten nicht zum Erfolg.

Obwohl *Permenorm5000H3* einen sehr steilen Kennlinienanstieg aufweist, haben die mit diesem Material dimensionierten Magnetkreise (Materialvariante 3 und 6 in den Balkendiagrammen Abb. 48) gegenüber den anderen Magnetkreisen einen deutlich größeren Bauraum. Wegen der kleineren Sättigungsinduktion ist ein größerer Magnetflußquerschnitt notwendig. Das schlägt sich auch auf die Ankermasse nachteilig nieder. Zum Erreichen der geforderten Rückstellodynamik ist dann auch eine stärker vorgespannte Feder notwendig. Das erfordert wiederum eine höhere Magnetkraft beim Anzugsvorgang. Nachteilig wirkt sich die geringere Sättigungsinduktion auch auf den Ansprechverzug t_{11} aus.

Der Vergleich der beiden Eisen-Kobaltlegierungen (Materialvariante 1 und 2 in den Balkendiagrammen Abb. 48) bezüglich dem Ansprechverzug fällt geringfügig zugunsten des Werkstoffs 1 (FeCo-Legierung, Firmenentwicklung Robert Bosch GmbH) aus, obwohl dieser Werkstoff gegenüber *Vacoflux50* (Vakuumschmelze Hanau) die geringere Sättigungsinduktion aufweist.

Die Varianten 4 und 5 (Kombination FeCo-Legierung mit *9SMn28K*) bewirken beim Ansprechverzug gegenüber den Varianten 1 und 2 eine 40 ... 60 %ige Zunahme des Bauraumes bzw. eine ca. 15 %ige Zunahme des Magnetkreisdurchmessers.

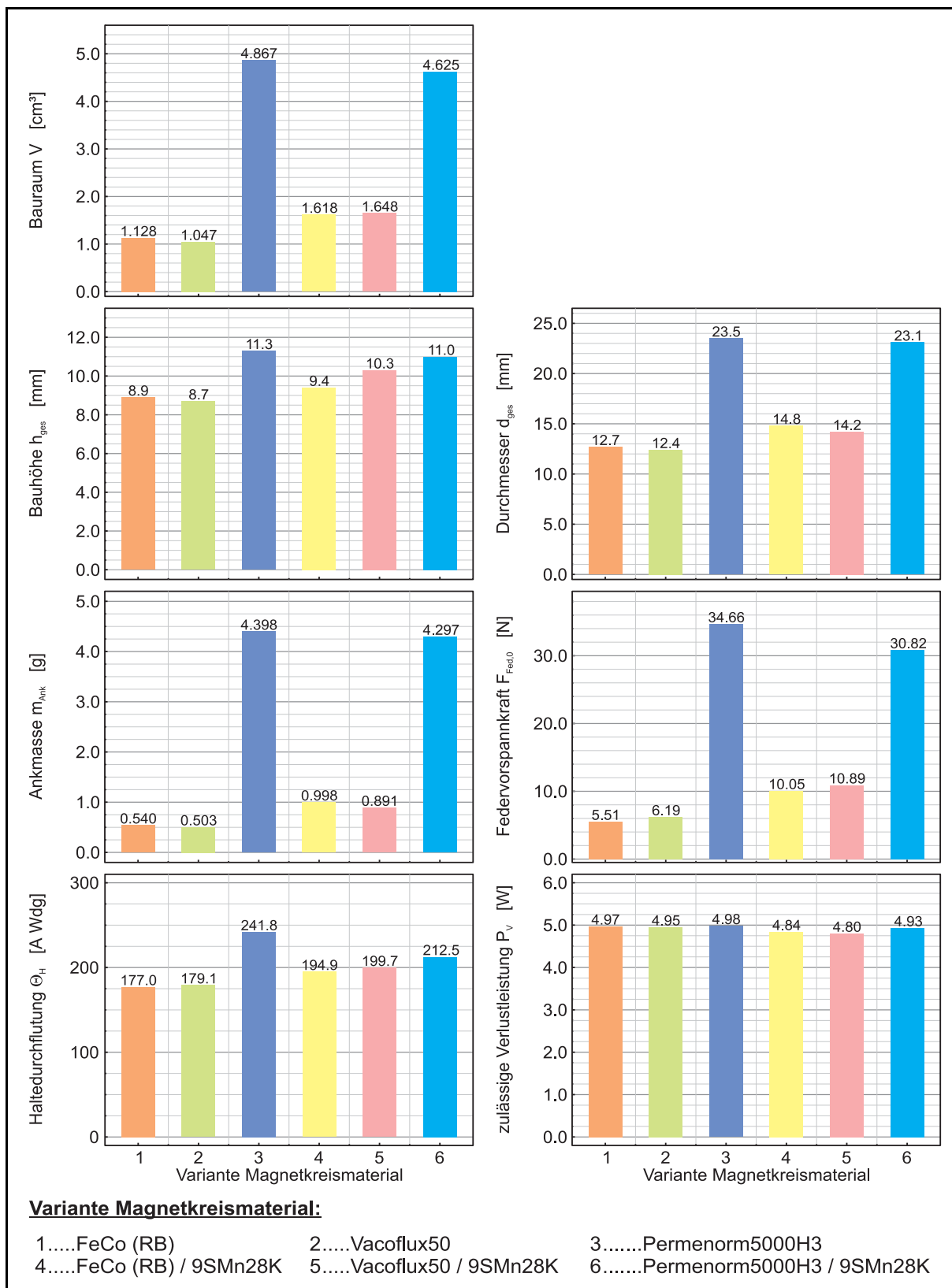


Abb. 48 (Teil 1) Vergleich einiger Ergebnisgrößen von Magnetkreisen, die für Varianten von Magnetkreismaterialien dimensioniert wurden (Zielstellung: gleiche Hubzeit t_{12} und Rücklaufzeit t_{22})

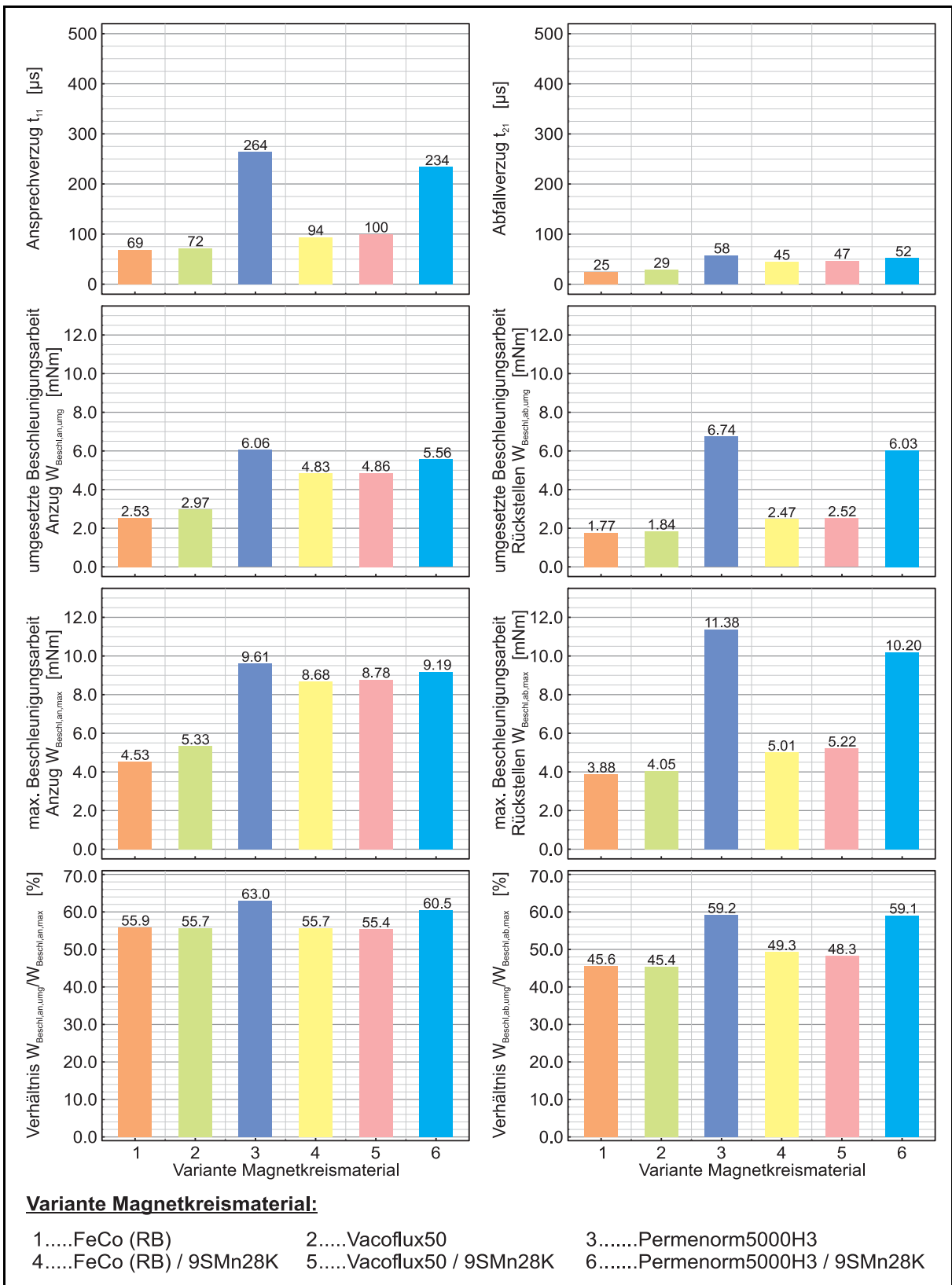


Abb. 48 (Teil 2) Vergleich einiger Ergebnisgrößen von Magnetkreisen, die für Varianten von Magnetkreismaterialien dimensioniert wurden (Zielstellung: gleiche Hubzeit t_{12} und Rücklaufzeit t_{22})

3.7 Spulenauslegung

3.7.1 Allgemeine Bemerkung

Bei der Spulenauslegung wird für die aus der Magnetkreisgrobdimensionierung resultierenden Abmessungen für das Wickelfenster b_w und h_w und die Durchflutung Θ unter Beachtung der Parameter des Leistungsstellgliedes eine Drahtsorte ermittelt. Überschlägig ermitteln kann man dabei die Drahtsorte mit ihrem Drahtdurchmesser über die Berechnung der Windungszahl w und die Bemessungsgleichung des Wicklungswiderstandes R_{Spule} . Die berechneten Größen sind zunächst reine Rechengrößen und sind deshalb mit dem Index r versehen.

Dabei wird unterschieden zwischen

Spannungseinprägung:

$$w_r = \frac{U_H \Theta_H \text{relED}^*}{P_{V,zul}} \quad (51)$$

Stromeinprägung:

$$w_r = \frac{\Theta_H}{I_H} \quad (52)$$

$$R_{Spule,r} = \frac{U_H^2 \text{relED}^*}{P_{V,zul}} \quad (53)$$

$$R_{Spule,r} = \frac{P_{V,zul}}{I_H^2 \text{relED}^*} \quad (54)$$

mit:

U_H Spannung des Leistungsstellgliedes in der Haltephase
 I_H Strom des Leistungsstellgliedes in der Haltephase
 relED^* korrigierte relative Einschaltdauer nach (27) auf S. 61

$P_{V,zul}$ zulässige Verlustleistung lt. Grobdimensionierung
 Θ_H Haltedurchflutung lt. Grobdimensionierung

Daraus ermittelt man dann den Drahtquerschnitt

$$A_{Draht,r} = \frac{w_r l_{Wdg,m}}{\kappa_{el}(\vartheta) R_{Spule,r}} \quad (55)$$

mit:

$l_{Wdg,m}$ mittlere Windungslänge der Spulenwicklung lt. Grobdimensionierung

$\kappa_{el}(\vartheta)$ elektrische Leitfähigkeit des verwendeten Spulendrahtes bei max. Spulentemperatur

bzw. den Drahtdurchmesser (Leiterdurchmesser)

$$d_{\text{Draht},r} = \sqrt{\frac{4 A_{\text{Draht},r}}{\pi}} .$$

Da die Drahtdurchmesser lt. DIN-Drahtsortentabelle nur in diskret abgestuften Werten zur Verfügung stehen, wird eine Sorte ausgewählt, die dem berechneten Drahtdurchmesser $d_{\text{Draht},r}$ am nächsten liegt.

Bei schnellschaltenden Elektromagneten ist der Einsatz eines Leistungsstellgliedes mit Boostphase erforderlich. Die dazu notwendige hohe Spannung soll bei der Einschaltüberregung für einen schnellen Stromanstieg sorgen. Deshalb werden extrem niederohmige Spulen mit wenigen Windungen bevorzugt. Das hat zur Folge, daß der berechnete Drahtdurchmesser entsprechend große Werte annimmt und nur wenige Lagen (ca. 4 ... 10) bei lagenweise aufgebauter Wicklung im Wickelfenster untergebracht werden müssen. Erschwerend kommt meistens noch die Forderung einer geradzahligen Wickellagenanzahl hinzu, damit die aus dem Magnetkreis herausgeführten Spulenanschlüsse (in axialer Richtung betrachtet) auf der gleichen Seite des Wickelfensters liegen.

Die Folge ist, daß entweder die Wickelfensterabmessungen b_w und h_w stark korrigiert werden müssen bzw. durch Abweichen von der Sollwindungszahl sich die Durchflutung und somit die Magnetkraft ändern, wenn die Parameter des Leistungsstellgliedes nicht mehr anpaßbare Größen darstellen.

Um die Spulenauslegung ebenfalls einer Optimierung zu unterziehen, wird folgende Erweiterung des bisherigen Verfahrens der Spulenauslegung vorgeschlagen:

Man berücksichtigt nicht nur die Drahtsorte in der unmittelbaren Nähe des (rein rechnerisch) ermittelten Drahtdurchmessers $d_{\text{Draht},r}$, sondern zusätzlich ein bis zwei Drahtsorten der DIN-Drahtsortentabelle in der Reihenfolge vor und nach dem ermittelten Drahtdurchmesser. Man erhält also einen Bereich von günstigen Durchmessern $d_{\text{Draht},\min} \dots d_{\text{Draht},\max}$. Für jeden dieser Drahtdurchmesser ermittelt man die (rechnerische, reellwertige) Anzahl von Drahtlagen $n_{\text{Lagen},r}$ und Windungen je Lage $n_{\text{Wind./Lage},r}$ anhand des Quotienten aus den Wickelfensterabmessungen b_w bzw. h_w und des Drahtaußendurchmessers (mit Lackisolation). Gegebenenfalls ist die äußere Lage der Spulenwicklung nicht vollständig zu bewickeln. Die (reellwertigen) Zahlenwerte von Drahtlagen $n_{\text{Lagen},r}$ und Windungen je Lage $n_{\text{Wind./Lage},r}$ werden jetzt ganzzahlig (bei n_{Lagen} ggf. auch geradzahlig) auf- bzw. abgerundet. Anschließend bildet man eine Kombinationsmatrix der gerundeten Werte n_{Lagen} und Windungen je Lage $n_{\text{Wind./Lage}}$ für alle betrachteten Drahtsorten. $d_{\text{Draht},\min} \dots d_{\text{Draht},\max}$ und berechnet jeweils die vorhandenen Spulenparameter Wicklungswiderstand R_{Spule} sowie die Wickelfensterabmessungen $b_{w,\text{vorh}}$ bzw. $h_{w,\text{vorh}}$ sowie die vorhandene Verlustleistung mittels Spulenwiderstand. Anhand einer Bewertungsmatrix werden diejenigen Spulenvarianten aus der Kombinationsmatrix als ungünstige Varianten ausgesondert, die die zuvor festgelegten Toleranzen in bezug auf die Parameterwerte der Grobdimensionierung überschreiten.

Die Spulenauslegung als Schritt der Feindimensionierung des Elektromagneten kann bei schnellschaltenden Magneten erhebliche Auswirkungen auf das dynamische Verhalten haben, wie das folgende Beispiel zeigt.

3.7.2 Vergleichsbeispiel für den Einfluß der Spulendimensionierung

Für einen Elektromagneten, der als Ergebnis einer Magnetkreisoptimierung einer fiktiv vorgegebenen Aufgabenstellung entstanden ist, sind zwei Spulenvarianten dimensioniert worden, deren elektrische Parameter weitestgehend mit den Ergebnissen der Grobdimensionierung übereinstimmen. Das Beispiel bezieht sich auf die Magnetkreisabmessungen lt. Tab. An-20f im Anhang auf S. Cff (Abschnitt: *Auslegung von Magnetkreisen bei unterschiedlichem Übererregungsfaktor*) für einen Übererregungsfaktor $k_{Boost} = 3.5$ und Materialvariante 2 (Materialmix FeCo-Legierung/9SMn28K). Die für diesen Magnetkreis ermittelten Spulenvarianten (Tab. 7) unterscheiden sich im Wicklungsaufbau in der Lagenanzahl und der Anzahl der Windungen je Lage. Die Korrekturen der Wickelfensterabmessungen bewirken entsprechende Korrekturen einiger radialer und axialer Eisenkreisabmessungen. Die lt. Grobdimensionierung berechnete Querschnittsfläche des Mantels des Flachankermagneten ist für Magnetkreise der beiden Spulenvarianten beibehalten worden.

Die Spulenvariante 1 bedingt durch eine Drahtlagenanzahl im Wickelfenster von vier Lagen eine Verlängerung des Magnetkreises in axialer Richtung, Spulenvariante 2 bewirkt durch sechs Drahtlagen eine Durchmesserervergrößerung des Magnetkreismantels gegenüber der Grobdimensionierung.

Die Ergebnisse der Dynamiksimulation für die korrigierten Magnetkreise der beiden Spulenvarianten erscheinen zunächst widersprüchlich zu den bisher gesammelten Erfahrungen bei der Auslegung von Magnetkreisen für schnellschaltende Elektromagnete. Bei Spulenvariante 2 mit dem größeren Magnetkreisaußendurchmesser und damit auch größeren Durchmesser der Flachankerscheibe und somit geringfügig größeren Ankermasse vermutet man eine Dynamikverschlechterung. Dagegen tritt das Gegenteil ein: Der schlankere Magnetkreis weist die schlechtere Dynamik auf. Die Ursache liegt zum einen in dem geringeren radialen Abstand des Kernes zum Mantel mit dem sich darin ausbildenden Streufluß, der nicht als Nutzfluß durch den Arbeitsluftspalt geht, und zum anderen im etwas größeren Volumen des Eisenkreises der Variante 1.

Wenn man die Ergebnisse dieses Beispiels bewertet, muß man das bisherige Verfahren der Trennung von Magnetkreisgrobdimensionierung und anschließender Spulenauslegung für schnellschaltende Elektromagnete in Frage stellen. In der Grobdimensionierung wird, auch wenn der Algorithmus durch Software-Tools unterstützt wird, die Magnetkreisgeometrie oft bis auf eine Genauigkeit im Hundertstelmillimeterbereich optimiert. Das Verfahren, das sich dabei

nach den Studien /FEINDT-1/ und /FEIND-2/ wegen einem flachen Optimum als einziges erfolgreich einsetzen läßt, basiert auf einer adaptiven Rastersuche. Demzufolge müssen zur Magnetkreisauslegung eine Vielzahl von magnetischen Netzwerken berechnet werden. Hierbei ist es völlig unnötig, die Ergebnisgenauigkeit der Optimierung durch eine hohe Rasterschritt- und Adaptionanzahl “hochzuschrauben”, wenn sich dann nach einer anschließenden Spulenauslegung mit geringfügigen Korrekturen der Wickelfensterabmessungen bei verfügbaren Drahtsorten mit diskret abgestuften Drahtdurchmessern die Dynamik des Gesamtsystems erheblich gegenüber den in der Grobdimensionierung gewonnenen Dynamikparametern ändern kann. Günstiger erscheint die direkte Berücksichtigung der Drahtsorte bereits in der Grobdimensionierung hochdynamischer Elektromagnete. Dabei werden die Hauptabmessungen b und h nicht mehr adaptiv behandelt, sondern in ganzzahligen Stufen des Außendurchmessers der Drahtsorte bzw. eines Drahtsortenbereiches ermittelt.

Tab. 7 Beispiel für dimensionierte Spulenvarianten und Auswirkungen auf die Dynamik

Parameter	Formelzeichen	=	lt. Grobdimensionierung	Magnetkreis für dimensionierte Spulenvariante	
				1	2
Magnetkreisgeometrie					
Spulenfensterabmessung radial	b	=	2.21	1.88	2.44 mm
Spulenfensterabmessung axial	h	=	6.37	8.03	5.78 mm
Mantelquerschnitt	A_M	=		45.85	mm ²
Mantelinnenradius	$r_{M,i}$	=	6.33	6	6.56 mm
Mantelaußenradius	$r_{M,a}$	=	7.4	7.11	7.59 mm
Eisenkreisvolumen	V_{Fe}	=	0.855	0.975	0.824 cm ³
Spule					
Nenn-Haltdurchflutung	Θ_H	=	194.9	194	A Wdg
zulässige durchschnittliche elektr. Verlustleistung	$P_{V,zul}$	=	4.84		W
Wickelfensterabmessung radial	b_W	=	1.46	1.13	1.69 mm
Wickelfensterabmessung axial	h_W	=	5.37	7.03	4.78 mm
Windungszahl	w	=	97.5	97	
Wicklungswiderstand (bei 20 °C)	$R_{Spule,20}$	=	1.165	1.104	1.159 Ω
Drahtdurchmesser (Leiterdurchmesser)	d_{Draht}	=		0.25	mm
Drahtaußendurchmesser Isolationsgrad 1	$d_{Draht,a}$	=		0.281	mm
Lagenanzahl	n_{Lagen}	=		4	6
Windungen je Lage	$n_{Wind./Lage}$	=		25	17
Windungen der äußeren Lage	$n_{Wind. letzte Lage}$	=		22	12
umgesetzte durchschnittl. Verlustleistung je Zyklus	P_V	=		4.53	4.85 W
Dynamik					
Ankermasse	m_{Ank}	=	0.998	0.996	1.148 g
Anzugsverzugszeit (Dynamiksimulation)	t_{11}	=	94	134	91 μs
Hubzeit (Dynamiksimulation)	t_{12}	=	424	478	405 μs
Anzugszeit (Dynamiksimulation)	t_1	=	518	612	496 μs
Abfallverzugszeit (Dynamiksimulation)	t_{21}	=	45	47	44 μs
Rücklaufzeit (Dynamiksimulation)	t_{22}	=	426	436	422 μs
Abfallzeit (Dynamiksimulation)	t_2	=	471	483	466 μs

Kapitel 4

Meßtechnische Erfassung von hochdynamischen elektro-magneto-mechanischen Energiewandlern

Der Produktentwicklungsprozeß wird heute weitgehend durch den Einsatz von Simulationswerkzeugen unterstützt. Dienten früher zur Überprüfung der Einhaltung von Spezifikationsparametern ausschließlich experimentelle Untersuchungen, so werden diese heute bereits in frühen Phasen des Entwurfsprozesses durch Simulationen realisiert. Obwohl die Simulationswerkzeuge stets weiterentwickelt werden und auch bereits einige Werkzeuge zur Simulation transienter Vorgänge für elektro-magneto-mechanische Wandler am Markt verfügbar sind, bleiben experimentelle Untersuchungen unerlässlich. Einerseits ist eine abschließende experimentelle Überprüfung des entworfenen Produktes erforderlich, andererseits dienen die gewonnenen Meßergebnisse zur Validierung der in den Simulationen verwendeten Simulationsmodelle.

Einige ausgewählte Aspekte einer Konzipierung und Realisierung eines Labor-Versuchsstandes für experimentelle Untersuchungen an schnellschaltenden Elektromagneten sollen in diesem Kapitel behandelt werden. Eine detaillierte Beschreibung ist in /MESS-1/ enthalten.

4.1 Allgemeines

Die meßtechnische Erfassung schnellschaltender elektro-magneto-mechanischer Energiewandler bedingt eine detailliertere Herangehensweise, als dies bei Antrieben mit geringeren Dynamikanforderungen erforderlich ist. Der Grund liegt einerseits in den Eigenschaften der zu untersuchenden Objekte, als auch in den Eigenschaften der zum Einsatz kommenden Meßtechnik und Laborausrüstungen begründet.

Der Hub schnellschaltender Elektromagnete liegt im Bereich einiger Hundert Mikrometer, die Schaltzeiten liegen im Bereich einiger Hundert Mikrosekunden. Die Meßtechnik muß demzufolge eine Meßwertauflösung und weiterhin eine hohe Genauigkeit im Mikrometer- bzw. Mikrosekundenbereich aufweisen. Generell ist auch eine umfangreiche Dokumentation der Randbedingungen/Einstellungen des Meßaufbaus erforderlich, um Aussagen über die Re-

produzierbarkeit und Vergleichbarkeit mit Simulationen zu erhalten. Die verwendete Meßtechnik ist anhand einer Fehleranalyse und ggf. durch Vergleichsmessungen auf ihre Einsetzbarkeit für die meßtechnische Erfassung hochdynamischer Antriebe zu überprüfen.

4.1.1 Funktion des Meßaufbaus

Ziel experimenteller Untersuchungen an hochdynamischen elektro-magneto-mechanischen Energiewandlern (im weiteren Beschränkung auf Elektromagnete, speziell auf neutrale Schaltmagnete) ist die meßtechnische Erfassung seiner Energiewandlereigenschaften. Die Untersuchungen dienen der Überprüfung des dynamischen Verhaltens in Abhängigkeit der zeitlichen Ansteuerung und in Abhängigkeit konstruktiver und elektrischer Parameter des Gesamtsystems. Hierbei müssen elektrische und nichtelektrische Größen erfaßt werden (Abb. 49). Diese Größen entstammen statischen Anfangs- bzw. Endbedingungen (Justierung, Kalibrierung) und/oder hochdynamischen Vorgängen (zeitliches Verhalten) des zu untersuchenden Meßobjektes.

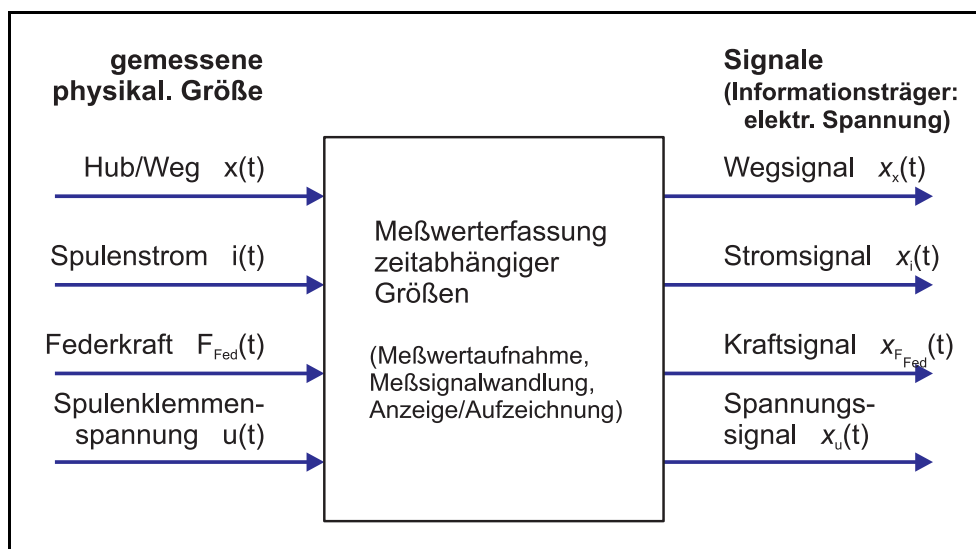


Abb. 49 Übersicht über die zu messenden physikalischen Größen am hochdynamischen Elektromagneten

Die zu erfassenden physikalischen Größen sind:

- die elektrische Spannungen an den Klemmen der Magnetspule $u(t)$ sowie die Spannungen der Energieversorgung (Übererregungsspannung U_{Boost} , Haltespannung U_H),
- der Spulenstrom $i(t)$,
- der Arbeitshub des Ankers x_{Hub} als maximaler Bewegungsbereich sowie die Ankerbewegung $x(t)$ und
- die Federvorspannkraft $F_{Fed,0}$.

Die physikalischen Größen werden durch die Meßwerterfassung in elektrische Signale umgewandelt, welche durch geeignete Anzeige- bzw. Aufzeichnungsverfahren dargestellt bzw.

gespeichert werden.

Meßtechnische Funktion:

Wie bereits erwähnt, müssen u.a. statische Anfangs- bzw. Endbedingungen gemessen werden. Diese Meßvorgänge dienen der Einstellung von Parametern bzw. zur Justage, so daß eine einfache Anzeige dieser Meßwerte ausreichend ist. Für die nichtelektrischen Größen kann allgemein folgende interne Funktion der Messung angegeben werden (siehe Abb. 50): Ein Sensor wandelt unter Ausnutzung eines physikalischen Effektes die zu messende Größe in ein Primärsignal, welches durch einen Meßwertwandler in eine elektrische Spannung gewandelt wird. Diese wird in einer nachfolgenden Meßwertanzeige digital dargestellt.

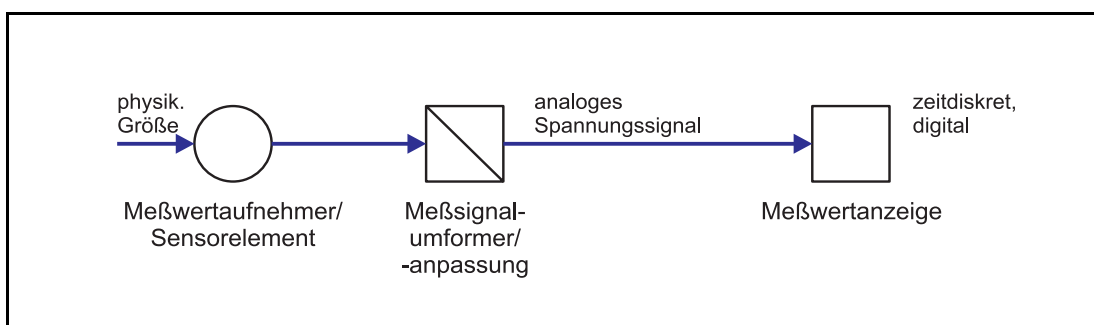


Abb. 50 Allgemeine interne Funktion bei der Messung nichtelektrischer statischer Größen

Bei der Messung des dynamischen Verhaltens des Elektromagneten werden ebenfalls die zu messenden nichtelektrischen Größen durch einen Sensor in ein Primärsignal gewandelt. Nach Wandlung durch einen Meßwertwandler erhält man ein kontinuierliches analoges Spannungssignal der dynamischen Größen. Durch eine Aufzeichnungseinheit werden diese Signale zeitdiskret abgetastet und in digitalisierter Form zusammen mit der Zeitinformation zwischengespeichert. Die schnelle Zwischenspeicherung macht sich bei hochdynamischen Prozessen erforderlich, weil i.a. konventionelle Massenspeicher nicht die notwendige Zugriffszeit aufweisen, um die anfallenden Datenmengen fehler- und verlustfrei abzuspeichern. Deshalb kann man die Meßwernerfassung der dynamischen Größen in einen schnellen On-line-Prozeß und einen anschließenden langsameren Off-line-Prozeß unterteilen (siehe Abb. 51). Im Off-line-Prozeß kann eine rechentechnische Behandlung (z. B. Filterung der Signale) der on-line gewonnenen Meßsignale erfolgen, ehe es zu einer Speicherung der Meßwerte in einem Massenspeicher kommt.

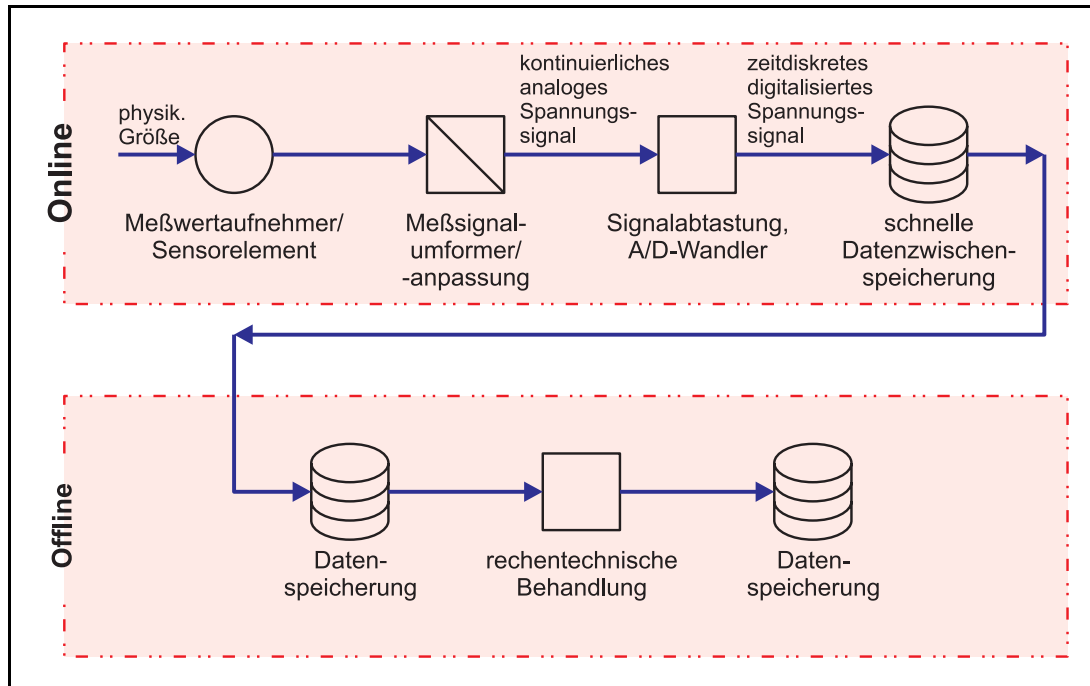


Abb. 51 Allgemeine interne Funktion der Messung nichtelektrischer hochdynamischer Größen

Weitere Funktionen des Meßaufbaus:

Neben der meßtechnischen Funktion des Versuchsaufbaues sind am zu vermessenden Objekt folgende weitere Funktionen zu realisieren:

- die Einstellbarkeit des Restluftspaltes des Magneten,
- die Einstellbarkeit des Arbeitshubes x_{Hub} und
- die Einstellbarkeit der Federvorspannkraft $F_{Fed,0}$.

Weiterhin ist die Energieversorgung des Elektromagneten in der notwendigen Form (erforderliche Spannungen, Strombelastbarkeit) bereitzustellen.

4.1.2 Aufzeichnung von Meßsignalverläufen

Das Vermessen von Elektromagneten hinsichtlich seiner Energiewandlereigenschaften bedeutet, daß eine Reihe von Meßsignalen (Spannungssignale) als Abbild des zeitlichen Verlaufs physikalischer Größen aufgezeichnet werden müssen. Einerseits treten steile Signalflanken (große Signalgradienten bzw. kurze Anstiegs- bzw. Abfallzeiten) auf, so daß die zeitliche Auflösung der Aufzeichnung sehr klein sein muß, andererseits müssen die Vorgänge über eine große Zeitdauer (Anzugsphase, Übergang zur Haltephase, Haltephase, Abfallphase) erfaßt werden. Bei hochdynamischen Vorgängen fallen dabei sehr große Datenmengen an.

Speicheroszillographen sind i.a. wegen der begrenzten Aufzeichnungsdauer bei hoher zeitlicher Auflösung ungeeignet. Weiterhin ist die Amplitudenauflösung der A-D-Wandlung meist nur auf 8 Bit, d. h., auf 256 Quantisierungsstufen begrenzt. Schnelle mehrkanalige PC-Meßwert-erfassungskarten mit 12 Bit Auflösung sind mittlerweile verfügbar, sie besitzen aber den Nachteil möglicher Störeinflüsse durch PC-interne Taktfrequenzen (Störungen durch Schalt-Netzteil, Störungen durch Oberwellenanteile der hoch getakteten PC-Adress- und Datenleitun- gen, ...). Deshalb wurde sich bei der Meßsignalaufzeichnung für einen Transientenrecorder entschieden, bei dem die A-D-Umsetzer und schnelle Datenzwischenspeicherung in einem separaten Gehäuse untergebracht sind. Für die Speicherung der Daten auf einem Massenspeicher und ggf. für die Bedienung des Transientenrecorders (Kanalparametrisierung, Ablauf- steuerung, ...) kann ein PC verwendet werden.

4.2 Konzeptionierung eines Versuchsstandes

4.2.1 Forderungsliste

Die Anforderungsliste repräsentiert das Ergebnis der Präzisierung der Aufgabenstellung zur meßtechnischen Erfassung von hochdynamischen Elektromagneten. Ein Beispiel ist in Tab. 8 auf S. 110 angegeben.

Tab. 8 Forderungsliste für die meßtechnische Erfassung hochdynamischer Elektromagnete (Beispiel)

lfd. Nr.	Wich-tung	Forderung	Bemerkung
Allgemeine Forderungen			
1	F	Platzbedarf für Versuchsstand	Tischarbeitsplatz, Stellfläche ca. 2 x 1.5 m ²
2	F	Medienversorgung	Elektroenergie – 230 VAC, 16 A – 3 x 380 VAC, 10 A
3	F	Umgebungstemperatur des Versuchsstandes	20 ... 25 °C (Laborbedingungen)
4	F	Umrüstung des Versuchsstandes auf andere Elektromagnete möglich	
Forderungen an die Messung der physikalischen Größen			
5	F	Meßunsicherheit alle Größen (wenn nicht anders angegeben)	≤5%
6	M	Strommessung $i(t)$	transient, Meßbereich – 30 A kurzzeitige Peaks – <5 A Dauer
7	M	Spannungsmessung an den Klemmen des Elektromagneten	transient, Meßbereich 0 ... 60 V
8	F	Messung der Versorgungsspannungen der Leistungsendstufe	statisch, Meßbereich <60 V
9	F	Arbeitshubmessung x_{Hub}	statisch Meßunsicherheit < 1 µm
10	M	Messung der Ankerbewegung $x(t)$	transient
11	F	Messung der Federvorspannkraft $F_{Fed,0}$	statisch Meßbereich < 50 N
12	M	Aufzeichnung Signalspannungen	zeitliche Auflösung ≤ 1.0 µs Meßbereiche 0 ... 5 V bis 0 ... 60 V
Forderungen an den Versuchsstand			
13	F	Energieversorgung Übererregungsspannung	40 ... 60 VDC stabilisiert, strombelastbar 30 A
14	F	Energieversorgung Haltespannung	3 ... 10 VDC stabilisiert, – strombelastbar 30 A Zeitdauer <1 ms, – dauerstrombelastbar 5 A
15	F	Energieversorgung Steuerelektronik Leistungsendstufe	15 VDC stabilisiert
16	F	Bereitstellung Steuersignale St_A und St_H	TTL-Pegel 5 V, zeitliche Auflösung ≤ 1.0 µs
17	M	Einstellung Arbeitshub x_{Hub}	Genauigkeit 1 % von x_{Hub}
18	M	Einstellung Federvorspannkraft $F_{Fed,0}$	Genauigkeit ≤ 1 N
19	F	Eigenverformung des Kraftmeßelementes	<0.25 % von x_{Hub} , d.h. ≤ 0.5 µm bei $x_{Hub} = 200 µm$
20	F	Verkabelung Energiebereitstellung-Elektromagnet	Laborkabel 4 mm, Strombelastbarkeit ca. 30 A, minimale Steckkontakt-Übergangswiderstände
21	F	Verkabelung Signalleitungen	BNC, Laborkabel 4 mm
F = Forderung, M = Mindest-/Maximalforderung, W = Wunsch			

4.2.2 Vorgehen bei der Bearbeitung der Aufgabe

Neben der funktionalen Konzeptionierung eines Versuchsstandes zur meßtechnischen Erfassung von hochdynamischen Elektromagneten ist ein Zeitplan für die Bearbeitung der Aufgabenstellung empfehlenswert. Zu beachten ist, daß sich einige Phasen der Bearbeitung der Aufgabe durch gegenseitige Abhängigkeiten überlagern können. Diese Tatsache resultiert aus dem konstruktiven Entwicklungsprozeß (KEP) mit der Eigenschaft, daß die Entwicklung einer Baugruppe, eines Gerätes, einer Anlage usw. stets ein mehrdeutiger Prozeß ist, bei dem bei Feststellung der Nichterfüllung von Teilforderungen der Forderungsliste ggf. ein wiederholtes Durchlaufen einiger Abschnitte des KEP notwendig werden.

4.2.3 Funktionsstruktur

Das Ergebnis der zu ermittelnden Funktionen, und zwar zunächst der Gesamtfunktion und der wesentlichen, vom zu entwickelnden System zu erfüllenden Teilfunktionen, wird mit Hilfe der Funktionsstruktur dargestellt. Sie ist für den zu entwickelnden Meßaufbau zur meßtechnischen Erfassung von hochdynamischen elektromagnetischen Energiewandlern mit seinen Funktionen der Messung physikalischer Größen, Funktionen der Justierung/Kalibrierung und Funktionen der Energiebereitstellung in der folgenden Abb. 52 auf S. 112 grafisch dargestellt.

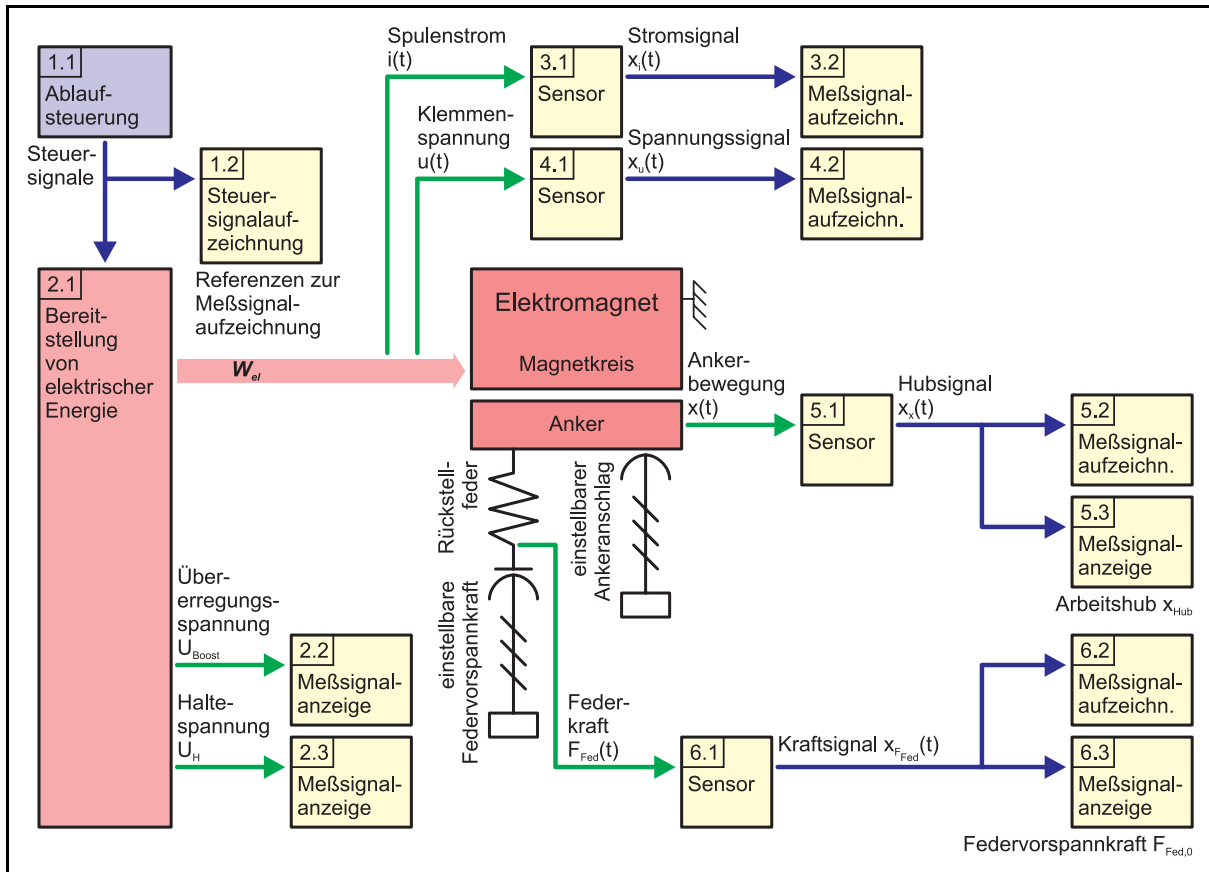


Abb. 52 Funktionsstruktur des Versuchszustandes zur Meßwerterfassung an hochdynamischen (schnellschaltenden) Elektromagneten

4.2.4 Modulare Struktur

Ausgehend von der Funktionsstruktur und den Lösungsprinzipien¹⁾ werden die endgültigen Schnittstellen für die Module festgelegt, exakt spezifiziert und formuliert. Es findet eine Gliederung in realisierbare Module statt. Das Ergebnis ist eine modulare Struktur, welche in Abb. 53 auf Seite S. 113 dargestellt ist.

¹⁾ Empfohlene Reihenfolge nach VDI 2221. Die VDI 2221 läßt aber eine Änderung der Reihenfolge zu.

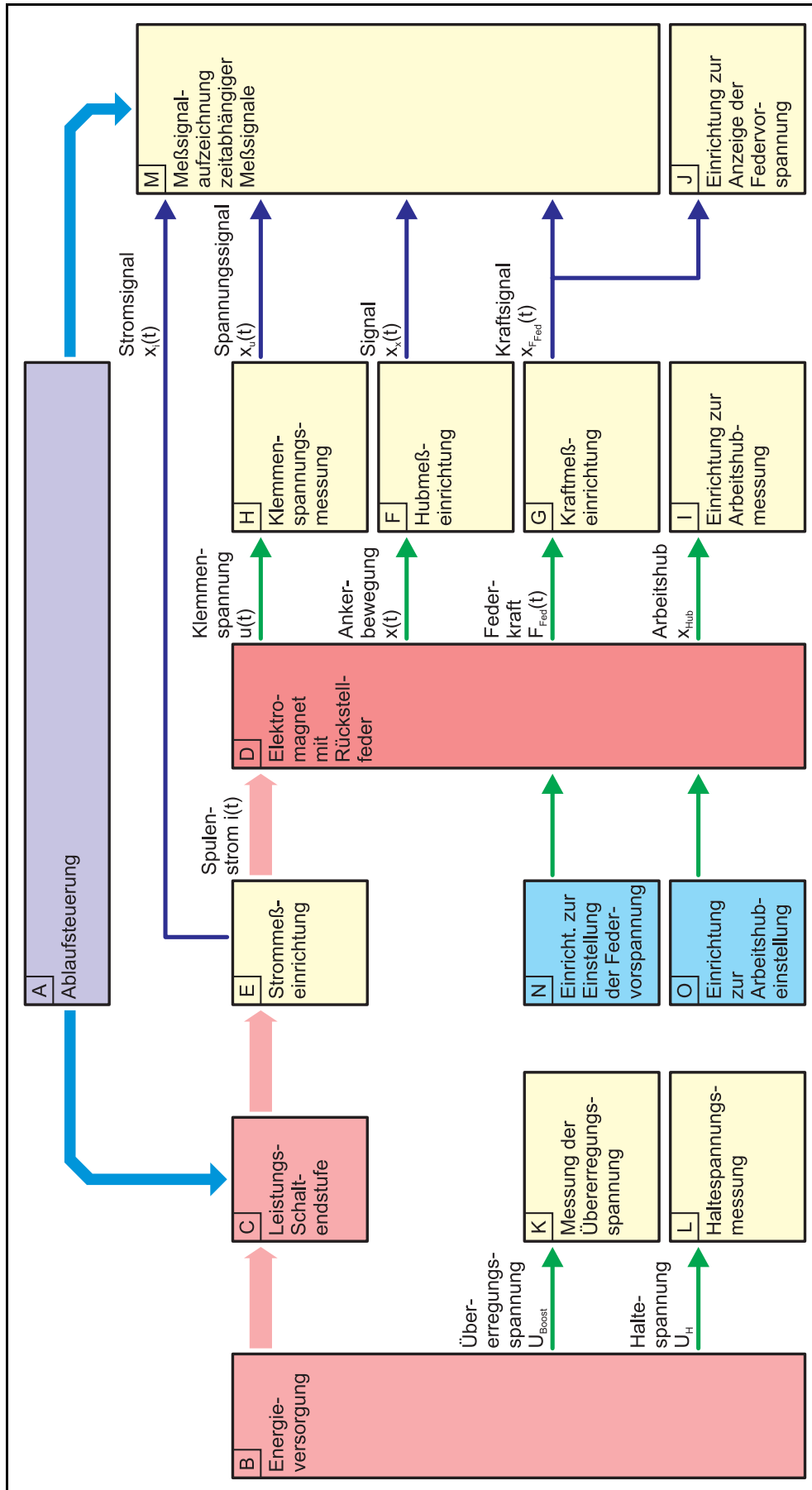


Abb. 53 Modulare Struktur des Versuchsstandes zur Messwertfassung an hochdynamischen Elektromagneten

4.3 Lösungsprinzipien

4.3.1 Übersicht über Realisierungsmöglichkeiten von Modulen des Versuchsstandes

Zunächst sei eine tabellarische Übersicht über Realisierungsmöglichkeiten von Modulen des Versuchsstandes angegeben. Sie sind in Tab. 9 aufgelistet.

Tab. 9 Übersicht über die technischen Realisierungsmöglichkeiten von Modulen des Versuchsstandes

Funktion	Untergliederung			Bemerkung
	Stufe 1	Stufe 2	Stufe 3	
Spannungsmessung	direkt			
	mit Tastköpfen 1:10			
Strommessung	potentialfrei	direktabbildende Halleffekt-Stromwandler		
		Kompensationsverfahren		
	mit Meßwiderstand			
Bewegungs- bzw. Positionsmessung	berührend	Meßschieber		
		Meßuhr	mechanisch	
			elektronisch	
		Feinzeiger	mechanisch	
	elektronisch			
	berührungslos	optoelektronisch	Inkrementalmaßstab mit optoelektronischer Abtastung	Maßstab wird i.a. mitbewegt
			Triangulationsverfahren	
			Intensitätsmodulation	Faseroptischer Abstandssensor
		magnetisch	magnetischer Inkrementalmaßstab	Maßstab wird i.a. mitbewegt
		induktiv		nur gegen ferritische Stähle
kapazitiv		kapazitiver Inkrementalmaßstab		
	Änderung des Elektrodenabstandes			
	Änderung der Elektrodenüberdeckung			

Tab. 9 (Fortsetzung)
Übersicht über die technischen Realisierungsmöglichkeiten von Modulen des Versuchsstandes

Funktion	Untergliederung			Bemerkung
	Stufe 1	Stufe 2	Stufe 3	
Bewegungs- bzw. Positions- messung (Fortsetz.)	berührungslos (Fortsetzung)	Wirbelstromsensoren		nur gegen elektr. leitende Materialien
		Laser-Interferometer		gegen gut reflektierende Oberflächen
Ablauf- steuerung	Funktions- generatoren			
	PC-gesteuert			nur mit PC- Hardwarekomponenten
Energie- versorgung	lineargeregelt			
	Schaltnetzteil	Standard-Taktfrequenz		20 ... 50 kHz
		hohe Taktfrequenz		ca. 200 kHz
Kraft- messung	mit Verfor- mungskörper	Dehnmeßstreifen		vorwiegend statische Kräfte
		alle o.g. Wegmeß- verfahren zur Ausmessung der Deformation		vorwiegend statische Kräfte
	piezoelektrisch			vorwiegend dynamische Kräfte
mechan. Positionie- rung, Verstellung	Distanzscheibe			
	Feingewinde- spindel	direkt		
		mit Keilgetriebe		Kräfte auf Verstelltisch wirken nicht direkt auf Gewindespindel

In den folgenden Abschnitten werden einige Lösungsprinzipien detaillierter erläutert.

4.3.2 Ablaufsteuerung

Beispielhaft soll die Ansteuerung einer Leistungsendstufe mit Spannungsübererregung nach Abb. 20 auf S. 40 erläutert werden. Dazu sind zwei Steuersignale mit einem speziellen zeitlichen Steuerregime notwendig:

- Steuersignal während des Anzugs-/Übererregungsphase St_A ,
- Steuersignal während der Haltephase St_H .

Zwischen den Aktivzuständen beider Signale kann ein einstellbares Pausenintervall realisiert werden. Die zeitliche Auflösung dieser Signale für hochdynamische Elektromagnete sollte

mindestens 1 μs betragen. Die Ablaufsteuerung muß innerhalb eines Zyklus zeitlich deterministische und reproduzierbare Steuersignale liefern können. Reine Software-Realisierungen scheiden deshalb von vornherein aus.

Zur Realisierung gibt es beispielsweise folgende Möglichkeiten:

- Verwendung von Universal-PC-Einsteckkarten mit Zähler-/Zeitgeber-Schaltkreisen,
- Verwendung von Funktionsgeneratoren.

Beispiel einer Ablaufsteuerung mit PC-Hardware:

Für diese Art der Steuersignalerzeugung ist eine PC-Einsteckkarte mit einem Zähler-/Zeitgeber-Schaltkreisen *i8283/8284* (drei 16-Bit-Zähler/Zeitgeber 2/4 MHz) oder *9513* (fünf 16-Bit-Zähler/Zeitgeber 20 MHz) notwendig, bei der die Trigger- und Takteingänge sowie die Zählerausgänge über Steckverbinder herausgeführt sind. Jeder Zähler-/Zeitgeberkanal arbeitet als Rückwärtszähler im Betriebsmodus ähnlich einem Monoflop: Der geladene Zähleranfangswert ist ein Maß für die Monoflop-Zeit. Nach dem Triggern des jeweiligen Zählers wird der Zählerwert aus einem Zwischenspeicher ins Zählregister geladen und der jeweilige Ausgang gesetzt. Durch die Zählfrequenz am Takteingang wird der Zählregisterwert bis zum Erreichen des Zählernullstandes verringert. Beim Erreichen des Zählernullstandes wird der Ausgang wieder zurückgesetzt. Beim Eintreffen des nächsten Triggerimpulses beginnt der Vorgang von neuem. Die Zählfrequenz sollte durch einen Quarz-Oszillator oder einen anderen Rechteckgenerator/Funktionsgenerator bereitgestellt werden. Die Zähler-/Zeitgeber können auf zwei Arten miteinander verschaltet werden:

Variante 1 (Abb. 54):

Der Ausgang von Zähler-/Zeitgeberkanal 1 (Signal St_A) triggert Kanal 2 (Pausenzeit), der wiederum triggert Kanal 3 (Signal St_H). Zähler-/Zeitgeberkanal 1 wird softwaremäßig oder durch einen externen prellfreien Taster durch den Bediener getriggert.

Nachteil beim $i8253/8284$:

Durch schaltkreisinterne Timing-Bedingungen der Ausgangs- und Triggersignale sowie Mindestwerte für die Zeitkonstanten kann bei dieser Verschaltung der Zählerkanäle als minimale einstellbare Pause eine Zeit von $3 \mu s$ (3 Takte) realisiert werden.

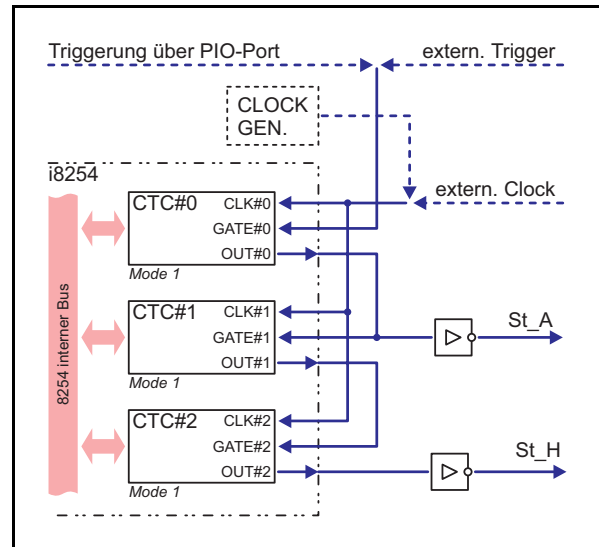


Abb. 54 Prinzip 1 der Steuersignalerzeugung mit $i8253/8254$

Variante 2 (Abb. 55):

Alle Zähler werden gleichzeitig softwaremäßig oder durch einen externen prellfreien Taster durch den Bediener getriggert, die Ausgänge sind durch eine zusätzliche Logik so zu verschalten, daß die Steuersignale St_A und St_H entstehen. Der Zählerwert für Kanal 2 (Pausenzeit) setzt sich dann zusammen aus Anzugszeit und Pausenzeit, der Zählerwert für Kanal 3 (Signal St_H) setzt sich zusammen aus Anzugszeit, Pausenzeit und Haltezeit.

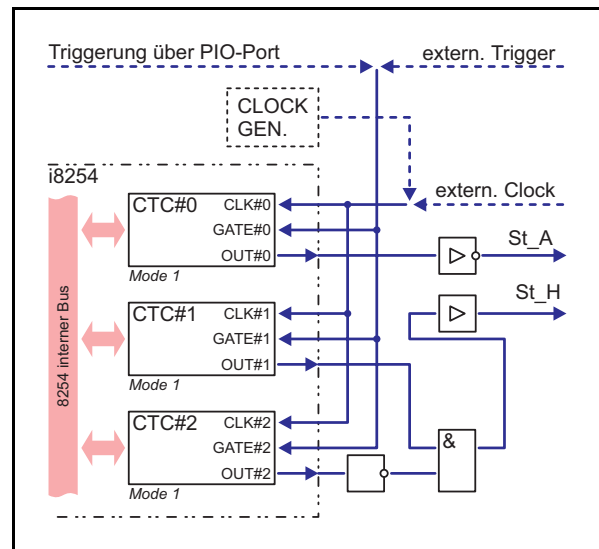


Abb. 55 Prinzip 2 der Steuersignalerzeugung mit $i8253/8254$

Der PC dient mit einer geeigneten Software-Oberfläche zum Setzen der Zählerwerte/Zeitkonstanten. Hierfür kann der PC verwendet werden, der auch als Bedienoberfläche/Massenspeicher für den Transientenrecorder verwendet wird.

4.3.3 Energieversorgung

Für hochdynamische Schaltvorgänge von Elektromagneten ist beim Anzugsvorgang eine Übererregung und beim Abschalten eine Schnelllöschung des Spulenstromes notwendig. Dazu sind die Versorgungsspannungen für die Leistungsendstufe mit einer hohen Strombelastbarkeit bereitzustellen. Wegen der extremen Strom-Peaks beim Einschalten eignen sich linear geregelte Labornetzgeräte mit einer großzügig ausgelegten Ausgangssiebkapazität eher als getaktete Netzteile. Werden getaktete Labornetzgeräte verwendet, so sollten diese mit wenigstens 200 kHz getaktet sein. Bei getakteten Labornetzgeräten mit einer üblichen Taktfrequenz von ca. 20 kHz kommt es zum Einbruch der geregelten Netzteilaustrittsspannung, da infolge des Strom-Peaks im Bereich einiger Hundert Mikrosekunden beim Einschaltvorgang des Elektromagneten die Regelung zu träge ist. In diesem Falle können keine aussagekräftigen Meßergebnisse über die Dynamik des Anzugsvorganges gewonnen werden.

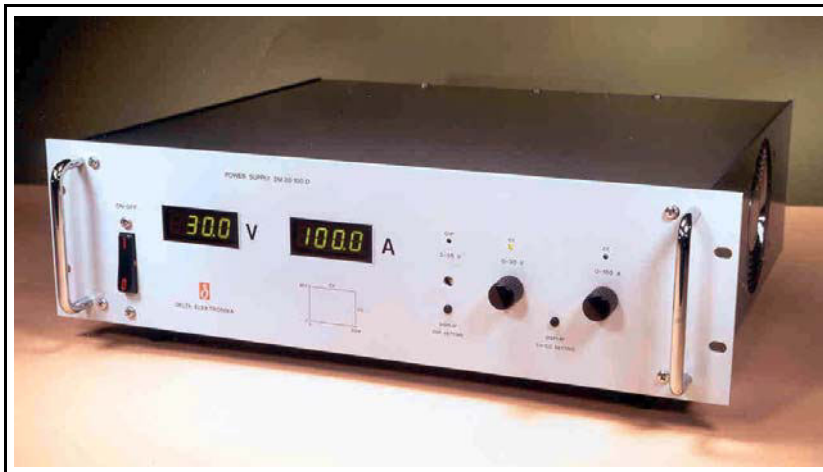


Abb. 56 Labornetzgerät
delta SM 70-45-D
(Quelle: *DELTA ELEKTRONIKA BV*, Zierikzee, NL)

Für den konzipierten Versuchsstand für hochdynamische Elektromagnete wurde ein Netzteil des niederländischen Herstellers DELTA ELEKTRONIKA BV (Internet: www.delta-elektronika.nl) verwendet (*delta SM-70-45-D*: 0 ... 70 V, 0 ... 45 A, siehe Abb. 56). Dieses Labor-Konstantspannungs-/stromnetzteil ist mit 200 kHz getaktet und benötigt einen dreiphasigen Netzanschluß (Kraftstromsteckdose CEE 16 A). Die bei Messungen am Elektromagneten ebenfalls aufgezeichnete Netzteilaustrittsspannung zeigte keine nennenswerten Spannungsschwankungen auch bei den Einschalt-Strom-Peaks bis ca. 30 A.

4.3.4 Strommessung

Bei der Auswahl geeigneter Strommeßverfahren gibt es folgende Randbedingungen zu beachten:

- Der notwendige Strommeßbereich des Übererregungsstrompeaks beträgt bis ca. 30 A.
- Die Leistungsendstufe kann so aufgebaut sein, daß keine Anschlußklemme der Spule mit der elektrischen Masseleitung = 0 V der Stromversorgung verbunden ist. Es ist dann ggf. auf die Kurzschlußwirkung von geschirmten Signalleitungen bei unsachgemäßem Anschluß nicht-potentialfreier Strommeßeinrichtungen zu achten.
- Die Wahl des Sensors und Einbindung in den elektrischen Kreis *Leistungsendstufe-Elektromagnetspule* darf beim Messen des Stromverlaufs $i(t)$ die dynamischen Parameter des Systems nicht wesentlich beeinflussen. Einflüsse auf Widerstand und Induktivität durch die Leitungsführung, den Kabelquerschnitt und durch Steckverbindungen sind zu beachten.
- Beim Messen des Stromverlaufs $i(t)$ ist die Grenzfrequenz des verwendeten Stromsensors bzw. die begrenzte Anstiegsgeschwindigkeit des Stromsignals zu berücksichtigen.

4.3.4.1 Strommessung mit Meßwiderstand

Wird ein Widerstand von einem Strom durchflossen, so kann man an seinen Klemmen eine dem fließenden Strom proportionale Spannung abgreifen. Allerdings vergrößert der in Reihe zur Magnetspule geschaltete Meßwiderstand den elektrischen Widerstand und beeinflußt somit die elektrische Zeitkonstante

$$\tau_{el} = \frac{L_{Spule}}{R_{Meß} + R_{Spule}} \quad (57)$$

Deshalb sollte er nur ca. 1...2% des Spulenwiderstandes betragen, einen niedrigen Temperaturkoeffizient haben und entsprechend strombelastbar sein.

Beispiel:

Bei einem Spulengleichstromwiderstand von ca. 1.8Ω müßte ein Meßwiderstand von ca. 20 ... 40 m Ω verwendet werden. Der Spannungsabfall bei einem zu messenden Strom-Peak von 30 A beträgt dann 600 ... 1200 mV. Legt man laborübliche Rauschspannungswerte von 20 ... 40 mV zugrunde, ergibt sich dann ein rechnerischer Signal-Rauschspannungs-Abstand von 23.5 ... 35.5 dB (600 mV/40 mV ... 1200 mV/20 mV).

Erfordert die verwendete Leistungsendstufe eine differentielle Messung des Spannungsabfalls über dem Meßwiderstand, so ist auf die Gleichtaktspannungsfestigkeit der Eingänge des Signalaufzeichnungsgerätes in der Größe der Übererregungsspannung von ca. 50 V zu achten. Sind die Eingänge nicht ausreichend gleichtaktspannungsfest, so muß man beide

Signale an single-ended konfigurierte Eingänge legen und die Differenz anschließend rechtechnisch ermitteln. Am Meßwertaufzeichnungsgerät muß der Eingangsspannungsbereich ca. 50 V Übererregungsspannung eingestellt werden. Bei den üblichen A-D-Umsetzern mit einer Auflösung von 12 Bit werden von der Signalspannung (600 ... 1200 mV) dann allerdings nur 50 ... 100 Quantisierungswerte aufgelöst.

Meßwiderstände sollen induktivitäts- und kapazitätsarm ausgeführt sein. Mäanderförmige bzw. gewickelte Strukturen sind zu vermeiden. Die am Meßwiderstand gewonnene Signalspannung folgt dann dem zeitlichen Verlauf des Stromes sehr genau, so daß schnelle Stromänderungen sehr gut abgebildet werden können.

4.3.4.2 Potentialfreie Strommessung mit Stromwandler

Bei der Verwendung von Stromwandlern zur Strommessung wird aus der Stärke des magnetischen Feldes, welches sich um jeden stromdurchflossenen Leiter ausbildet, ein Meßsignal gewonnen. Dabei gibt es die Möglichkeit, die Stärke des Magnetfeldes direkt zu messen (z. B. Hall-Spannung), oder das Magnetfeld in einem um den Leiter gelegten ringförmigen Magnetkreis zu kompensieren (Abb. 57). Derartige Bauelemente bzw. komplette Meßgeräte (sog. Stromzangen) werden industriell gefertigt. Weitere Ausführungen zu den Wirkungsweisen von verschiedenen Stromwandlertypen sind z. B. in Firmenschriften der *LEM Holding SA*, Genf, (Internet: www.lem.com) enthalten.

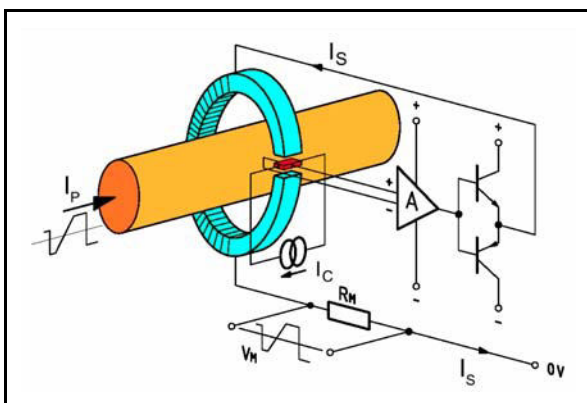


Abb. 57 Prinzip eines Kompensationsstromwandlers
(Quelle: Firmenschrift *LEM Holding SA*)

Industriell gefertigte Zangenstromwandler sind zwar geprüfte und kalibrierte Meßgeräte, haben aber dennoch einen Nachteil: Sie werden vorwiegend in der Energietechnik/Installationstechnik als Universalmeßgerät für 50-Hz-Wechselströme eingesetzt. Die Grenzfrequenz derartiger Stromzangen ist deshalb meist nur für diesen Anwendungsfall ausreichend. Die zu umschließenden Leiter haben meist Durchmesser größer 10 ... 20 mm. Dementsprechend groß ist die Zange des Wandlermagnetkreises ausgebildet. Das erzeugte Meßsignal ist nicht nur ein Abbild der Stromstärke des durch die Zange geführten Leiters, sondern

ein Abbild der Überlagerung des durch den Leiterstrom verursachten Magnetfeldes und der im Zangenbereich wirkenden Störmagnetfelder anderer Quellen.



Abb. 58 Stromwandlermodul für Labor-
meßaufbau

Günstiger ist die Verwendung von speziell für den Strombereich und den notwendigen Leiterquerschnitt angepaßten Stromwandler-Bauelementen. Für den Strommeßbereich von 30 A ist z. B. der Stromwandler *LEM LA 25-NP* geeignet. Zur Stromversorgung des Wandlers mit ± 15 V kann ein DC/DC-Konverter mit zwei geregelten Ausgangsspannungen (z. B. *TRACO TEN3*) eingesetzt werden, um ein durch ein Versorgungsspannungsoffset vorgetäushtes Meßsignal zu minimieren. Der Sekundärstrom des Wandlers wird über einen präzisen Meßwiderstand mit geringem Temperaturkoeffizient in

eine dem Primärstrom proportionale Spannung umgewandelt. Diese wird einem Aufzeichnungsgerät zugeführt. Das so realisierbare Stromwandlermodul kann auf einer kleinen Leiterplatte (siehe Abb. 58) mit den notwendigen 4-mm-Buchsen sehr nahe am Elektromagneten angebracht oder im Gehäuse der Leistungsendstufe untergebracht werden. Nachteilig bei der Strommessung mit Stromwandlern ist, daß diese mit einem Eisenmagnetkreis ausgestattet sind. Weiterhin ist zur Verstärkung der Hall-Spannung bzw. zum Treiben des Kompensationsstromes ein Operationsverstärker im Stromwandler enthalten. Insgesamt stellt der Stromwandler dadurch einen Tiefpaß dar.

4.3.4.3 Meßanordnung zur Überprüfung des dynamischen Verhaltens eines Stromwandlers

Empfehlenswert bei der potentialfreien Messung hoher Ströme ist ein Eignungstest des Meßwandlers hinsichtlich seiner dynamischen Eigenschaften. Dieser Test sollte auch bei handelsüblichen Zangenstromwandlern vorgenommen werden. Die Vorgehensweise bei der meßtechnischen Überprüfung und anschließenden Auswertung soll am Beispiel des o.g. selbsterstellten Stromwandlermoduls beschrieben werden:

In einer speziell ausgelegten Versuchsanordnung ist zusätzlich ein Meßwiderstand von $100 \text{ m}\Omega \pm 0.05\%$ in den Strang zwischen den beiden Transistoren der Schaltendstufe (Leistungsstufe mit Spannungs-Boost nach Abb. 20 auf S. 40) eingebunden worden. Über diesen wird die abfallende Spannung als ein Maß für den fließenden Spulenstrom gemessen. Die Aufzeichnung dieses Spannungsabfalls erfolgt mit einem Transientenrecorder, wobei die beiden verwendeten Eingänge in differentieller Betriebsart konfiguriert worden sind. Die Ausgangsspannung des Stromwandlermoduls ist ebenfalls dem Transientenrecorder zur Aufzeichnung zugeführt worden. Die aufgezeichneten Stromsignale sind in Abb. 60 auf S. 123 dargestellt.

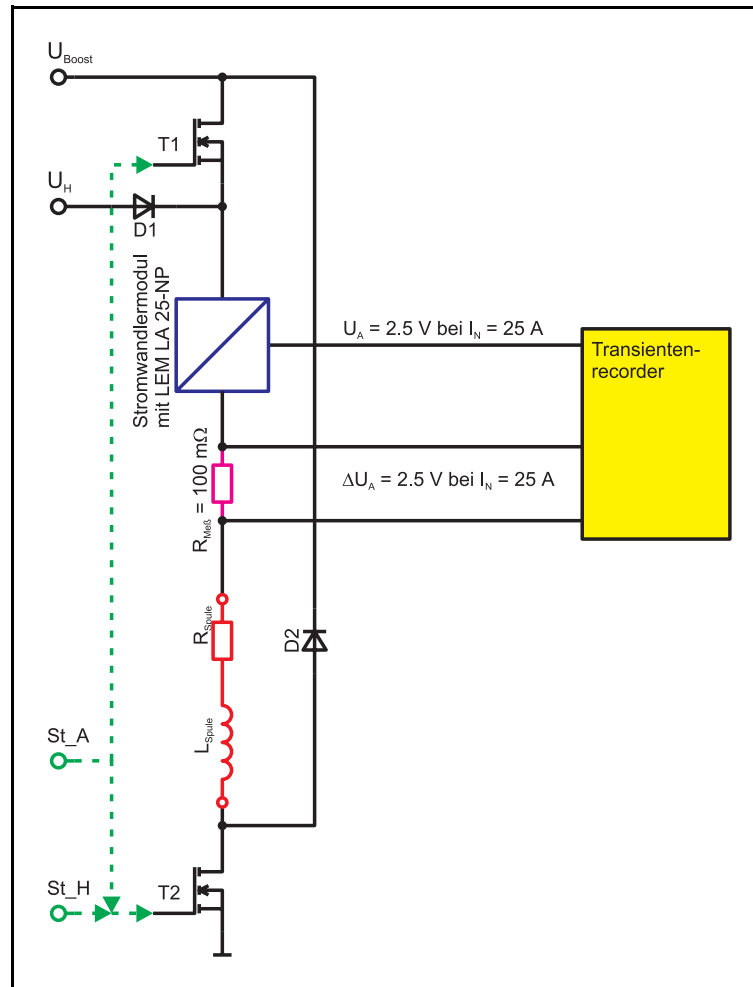


Abb. 59 Elektrisches Übersichtsschaltbild der Versuchsanordnung zum Überprüfen des Stromwandlermoduls

4.3.4.4 Auswertung der Überprüfung des dynamischen Verhaltens des Stromwandlermoduls

Zur Bewertung des dynamischen Verhaltens des Stromwandlermoduls ist die Differenz beider aufgezeichneter Stromsignale zu bilden. Da beide aufgezeichneten Stromsignale mit einem Meßfehler behaftet sind, muß die Signaldifferenz mit dem Summenfehlerband der ermittelten Maximalfehler beider aufgezeichneter Signale verglichen werden. Die grafische Darstellung ist ebenfalls in Abb. 60 auf S. 123 enthalten. Zusätzlich ist noch das Fehlerband der Differenz der Maximalfehler dargestellt, obwohl nach den Fehlerrechengesetzen dieses Differenzband keine korrekte Aussage bezüglich der Genauigkeit zuläßt.

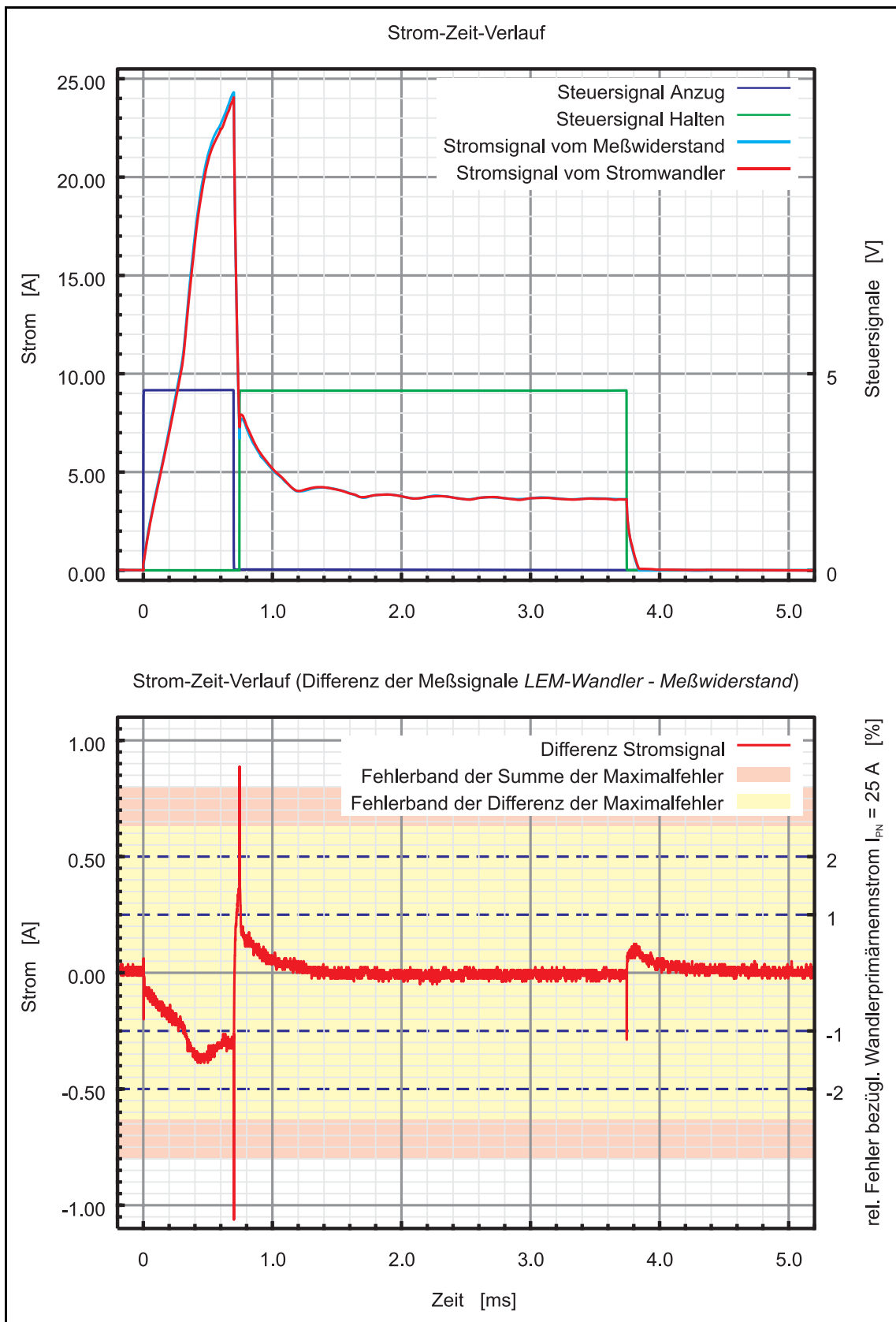


Abb. 60 Verlauf der Stromsignale von LEM-Wandlermodul und Präzisionsmeßwiderstand sowie deren Differenz bezüglich dem Fehlerband der Maximalfehler

Die Ermittlung der Maximalfehler beider Stromsignale ist im Anhang ab S. CXIV aufgeführt. Mit den ermittelten Einzelmaximalfehlern lt. Tab. An-29f läßt sich ein Summenfehlerband von ± 0.801 A ermitteln. Dies entspricht ± 3.2 % bezogen auf den Primärnennstrom des Wandlers von $I_{PN} = 25$ A.

Aus der Kurve der Differenz beider Stromsignale in Abb. 60 läßt sich erkennen, daß in den Bereichen stationärer Ströme (ausgeschalteter Magnet, Magnet im Haltezustand) der Absolutfehler beider Stromsignale nahezu Null ist. In den Phasen des Stromanstieges bzw. -abfalls weicht das Differenzsignal von der Nulllinie ab und liegt sogar im wesentlichen innerhalb der 1%-Schranke. Lediglich einige wenige Werte der Kurve bei schnellen Stromänderungen (steile Flanke der Stromsignale während der Schnelllöschung des Stromes zwischen Übererregungs- und Haltephase bzw. zwischen Haltephase und abgefallenem Anker) liegen außerhalb des ermittelten Fehlerbandes von ± 0.801 A. Daher ist in bezug auf die Anforderungsliste ersichtlich, daß die potentialfreie Messung des Stromverlaufes mit dem LEM-Stromwandlermodul hinreichend genau ist.

4.3.5 Hub-/Wegmessung

Wegmeßverfahren können grundsätzlich in berührungsbehaftete bzw. berührungslose Meßverfahren unterteilt werden. Die Wegmessung zur Kontrolle/Justierung (z. B. Ankerhubeinstellung) kann mit berührungsbehafteten Verfahren erfolgen. Bei schnellen Bewegungsvorgängen ist dagegen die Minimierung der vom Sensorsystem rückwirkenden dynamikmindernden Einflüsse erforderlich.

So sind

- zusätzliche mitbewegte Massen von Sensorteilen und
 - durch das Sensorsystem verursachte weiteren Kräfte (z. B. Reibung, ...)
- zu vermeiden. Aus diesen Gründen eignen sich für die Hub-/Wegmessung der Ankerbewegung von hochdynamischen Elektromagneten nur berührungslos arbeitende Meßverfahren.

4.3.5.1 Wegmessung mit mechanischer Antastung

Wegmeßverfahren mit mechanischer Antastung an das Meßobjekt eignen sich wegen der Rückwirkungen auf das dynamische Verhalten nur zu Justier-/Kalibriermessungen am Meßaufbau. Die Bewegungsachse des zu vermeßenden Objektes und der Maßverkörperung können dabei parallel oder axial angeordnet sein, so daß sich durch Kippfehler bedingt unterschiedliche Meßgenauigkeiten ergeben.

Tab. 10 Übersicht über Eigenschaften von Wegmeßverfahren mit mechanischer Antastung

Anordnung Meßobjekt-Maßverkörperung	parallel	koaxial/in Reihe		
typ. Vertreter	Meßschieber	Bügelmeß- schraube	Meßuhr	Feinzeiger
Meßspanne, ca. [mm]	>100	50(100)	<10 (mech.) <25 (elektr.)	<10 (mech.) <3 (elektr.)
erreichbare Meßgenauigkeit, typ. [µm]	100	10	10 (mech.) 5 (elektr.)	>0.5 (mech.) >0.3 (elektr.)

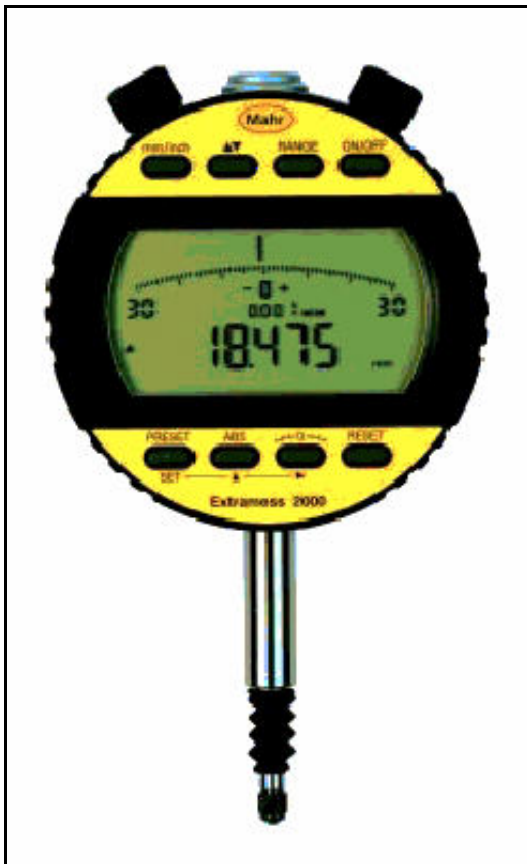


Abb. 61 Induktiver Feinzeiger
Mahr Extramess 2000/2001
(Quelle: *Mahr GmbH*, Esslingen)

Eine Übersicht über einige Wegmeßgeräte mit mechanischer Antastung und deren erreichbare Meßgenauigkeit ist in Tab. 10 angegeben.

Herstellerfirmen von derartigen Meßmitteln sind u.a. die *Mahr GmbH*, Esslingen, (Internet: www.mahr.de) und *Mitutoyo* (Internet: www.mitutoyo.de).

Als Beispiel soll ein induktiver Feinzeiger des Herstellers *Mahr* genannt sein (siehe nebenstehende Abb. 61), mit dem im empfindlichsten Meßbereich eine Auflösung von 0.2 µm lt. Herstellerangabe erreicht wird.

4.3.5.2 Wegmessung mit induktiven Sensoren

Induktive Wegsensoren sind speziell für berührungslose Weg- und Abstandsmessung gegen ferritische Stähle (ferromagnetische Werkstoffe) ausgelegt. Messungen gegen nicht-ferromagnetische Werkstoffe, z. B. Aluminium, sind nur mit stark eingeschränktem Meßbereich und reduzierter Genauigkeit möglich. Die sehr preisgünstigen Sensorsysteme finden überwiegend in industriellen Fertigungsbereichen und in der Maschinenausstattung Verwendung.

Derartige verfügbare Meßsysteme (z. B. des Herstellers *MicroEpsilon*, Internet: www.micro-epsilon.de) weisen die in Tab. 11 enthaltenen technischen Parameter auf.

Tab. 11 Übersicht über Eigenschaften induktiver Wegsensoren

Meßbereiche	ca. 0,4 ... 10 mm (je nach Ausführung)
Linearität	± 1 % des Meßbereichs
Auflösung	0,1 % des Meßbereichs
Grenzfrequenz	1 kHz ... 5 kHz

4.3.5.3 Wegmessung mit kapazitiven Sensoren

Berührungslose kapazitive Wegsensoren messen Abstände, Längen, Dimensionen oder Positionen gegen alle elektrisch leitenden Meßobjekte (z. B. Metalle). Durch Anwendung des Schutzringkondensator-Prinzips werden ohne elektrische Schaltungszusätze hochlineare Ausgangskennlinien realisiert. Exzellente Auflösung und Stabilität zeichnen i.a. diese Systeme zusätzlich aus.

Kapazitive Wegsensoren benötigen allerdings eine saubere Umwelt. Schmutz, Staub, Wasser oder andere dielektrische Medien im Meßspalt können das Meßsignal verfälschen.

In Tab. 12 sind technische Parameter von kapazitiven Wegmeßsystemen angegeben.

Tab. 12 Übersicht über Parameter kapazitiver Wegsensoren

Meßbereiche	ca. 0,05 ... 10 mm (je nach Ausführung)
Linearität	$\pm 0,2$... 1 % des Meßbereichs
Auflösung	0,004 ... 0,05 % des Meßbereichs
Grenzfrequenz	500 Hz ... 6 kHz
Temperaturstabilität	0,03 ... 0,17 %/K bezogen auf Meßbereich

4.3.5.4 Wegmessung nach optischen Triangulationsverfahren

Optische Wegsensoren messen mit großem Grundabstand und sehr kleinem Meßfleckdurchmesser nach dem Meßprinzip der optischen Triangulation. Als positionsempfindliches Meßelement ist im Sensor entweder ein analoges PSD-Modul oder eine digitale CCD-Zeile integriert.

Für derartiger Systeme sind in Tab. 13 die technischen Parameter angegeben.

Tab. 13 Übersicht über Parameter von Wegsensoren mit optischen Triangulationsverfahren

Meßbereiche	ca. 0,5 ... 200 (700) mm (je nach Ausführung)
Linearität	$\pm 0,15 \dots 0,4$ % des Meßbereichs
Auflösung	0,05 ... 0,1 % des Meßbereichs
Grenzfrequenz	1 kHz ... 10 kHz

4.3.5.5 Wegmessung mit Wirbelstromsensoren

Berührungslose Wegsensoren auf Wirbelstrombasis messen Abstände, Verschiebungen oder Positionen gegen alle elektrisch leitenden Meßobjekte. Diese dürfen sowohl ferromagnetische als auch nicht-ferromagnetische Eigenschaften haben. Die große Unempfindlichkeit z. B. gegenüber Öl, Schmutz, Staub, Feuchte und Störfelder prädestinieren dieses Meßprinzip für Anwendungen in rauher industrieller Umgebung. Für den Einbau des Sensorkopfes am Meßobjekt gibt es ungeschirmte und geschirmte Sensorköpfe. Bei ungeschirmten Sensorköpfen darf sich kein Metallteil in unmittelbarer Nähe des Sensorkopfes befinden.

Technische Parameter derartiger Systeme sind in Tab. 14 enthalten.

Tab. 14 Übersicht über Parameter von Wirbelstrom-Wegsensoren

Meßbereiche	ca. 0,5 ... 80 mm (je nach Ausführung)
Linearität	$\pm 0,5$ % des Meßbereichs
Auflösung	0,01 % des Meßbereichs
Grenzfrequenz	10 kHz ... 100 kHz
Temperaturstabilität	0,02 ... 0,4 %/K bezogen auf Meßbereich

4.3.5.6 Wegmessung mit Laser-Vibrometern

Laser-Vibrometer arbeiten nach dem Prinzip der Dopplerfrequenzverschiebung. Dabei liefert das von einem vibrierenden/bewegten Objekt rückgestreute Laserlicht alle Informationen für die Bestimmung von Objektgeschwindigkeit und absoluten Schwingamplituden/absolut zurückgelegten Weg. Laser-Vibrometer werden u.a. vom Hersteller *Polytec GmbH*, Waldbronn, (Internet: www.polytec.de) angeboten.

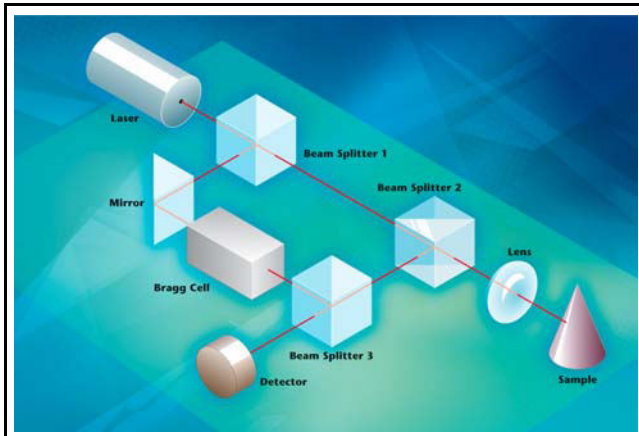


Abb. 62 Prinzip des Laser-Vibrometers
(Quelle: *Polytec GmbH*, Waldbronn)

Das Licht eines HeNe-Lasers wird im Strahlteiler BS1 in einen Meßstrahl und einen Referenzstrahl geteilt (siehe Abb. 62). Der Meßstrahl durchläuft den Strahlteiler BS2 und wird mit Hilfe einer Linse auf das vibrierende Objekt fokussiert. Ein Teil des rückgestreuten Lichts durchläuft erneut die Frontlinse und wird vom Strahlteiler BS2 auf den Strahlteiler BS3 gelenkt. Dort werden Meßstrahl und Referenzstrahl überlagert.

Bei der Überlagerung entsteht eine Intensitätsmodulation auf den beiden Detektoren D1 und D2, deren Frequenz proportional der Schwinggeschwindigkeit des Meßobjekts ist. Um ein möglichst rauscharmes und driftfreies Signal zu erhalten, werden zwei Detektoren verwendet.

Um die Richtung der Schwingbewegung zu erkennen, wird ein akustooptischer Modulator, eine sogenannte Braggzelle verwendet. Die Braggzelle verschiebt die Frequenz eines Teilstrahls um 40 MHz. Je nachdem, ob das Objekt sich zum optischen Meßkopf hin oder weg bewegt, werden auf den Detektoren Frequenzen größer oder kleiner 40 MHz detektiert.

Das Laserlicht kann von der Optikeinheit mit Strahlteilern und Detektoren zum angetasteten Objekt mit flexiblen Lichtwellenleitern übertragen werden. Der Sensorkopf ist dadurch miniaturisiert und zudem vom Interferometer getrennt. Das flexible Faserkabel ermöglicht Messungen an sehr schwer zugänglichen Meßobjekten.

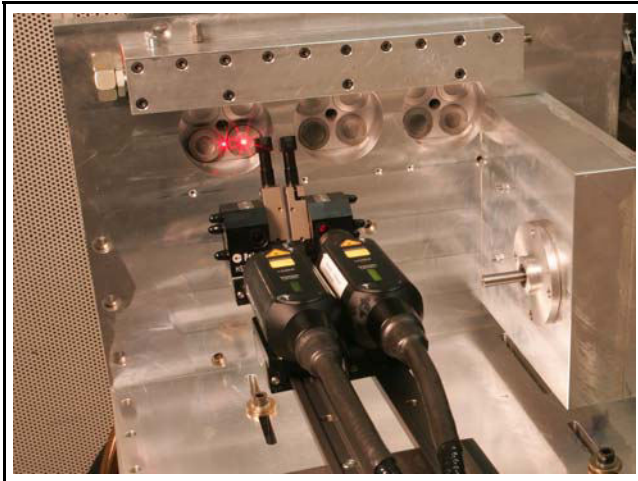


Abb. 63 Anwendungsbeispiel für ein Laser-Vibrometer
(Quelle: *Polytec GmbH*, Waldbronn)

Für Anwendungen, bei denen Relativbewegungen zwischen zwei Punkten gemessen werden sollen, werden faseroptische Vibrometer mit zwei Sensorköpfen angeboten. Diese können auch dann vorteilhaft eingesetzt werden, wenn am gestellfest angenommenen Gehäuse des zu vermessenden Objektes Eigenschwingungen auftreten können.

Laservibrometer haben den Vorteil, daß mit ihnen sehr schnelle Bewegungen mit hoher Auflösung gemessen werden können. Die Ausgangssignale für Geschwindigkeit und Hub sind unabhängig vom Reflexionsvermögen der angetasteten Flächen, so daß keine Kalibrierung auf einen Längenmaßstab durch den Anwender erfolgen muß. Nachteilig sind die sehr hohen Gerätekosten.

Weitere Informationen sind z. B. aus Firmenschriften der Fa. *Polytec GmbH* erhältlich.

4.3.5.7 Wegmessung mit Faseroptischen Abstandssensoren

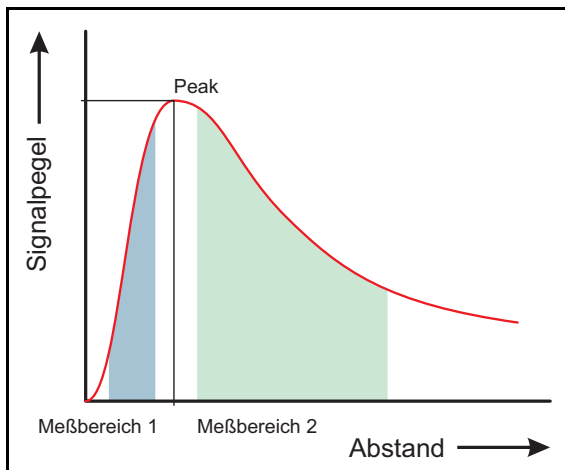


Abb. 64 Meßbereiche von FOS

Faseroptische Abstandssensoren (FOS) des Anbieters *TETRA - Gesellschaft für Sensorik, Robotik und Automation mbH*, Ilmenau, (Internet: www.tetra-ilmenau.de) arbeiten nach dem Prinzip der Intensitätsmodulation. Der Sensor besteht aus einem flexiblen Faserbündel mit biegesteifen Sensorkopf und einer Elektronikbaugruppe. Ein Teil der Fasern des Bündels leitet das Licht einer Infrarot-LED von der Elektronikbaugruppe zum angetasteten bewegten Teil, mit dem anderen Teil der Fasern wird das von der Oberfläche des angetasteten Objektes reflektierte Licht auf einen Infrarot-Empfänger in der

Elektronikbaugruppe geleitet. Hier wird aus der Intensität des reflektierten Lichtes ein elektrisches Meßsignal erzeugt. Dieses elektrische Signal gelangt an einen Sensorspeise- und

Verstärkerbaustein, wo es verstärkt wird und Offsetkorrekturen vorgenommen werden können. Am Ausgang dieses Sensorspeise- und Verstärkerbausteins steht ein Spannungssignal 0 ... 10 V als Maß für den Abstand *Sensorkopf-Spiegeloberfläche* zur Verfügung.



Abb. 65 Verschiedene Sensorköpfe von FOS
(Quelle: *TETRA - Gesellschaft für Sensorik, Robotik und Automation mbH, Ilmenau*)

Das Sensorverhalten weist die in Abb. 64 dargestellte Kennlinie auf. Der Sensor kann im Meßbereich 1 mit steigender Kennlinie (zunehmender Abstand bedeutet Zunahme des elektrischen Ausgangssignals) oder im Meßbereich 2 mit fallender Kennlinie betrieben werden. Meßbereich 2 überstreicht i.a. einen größeren Abstandsbereich im Vergleich zum Meßbereich 1. In beiden Bereichen ist die Kennlinie nichtlinear. Ist der mechanischen Hub des zu vermessenden Objektes klein gegenüber dem Meßbereichshub, so kann ein linearer Zusammenhang angenommen werden. Bei Verwendung von Sensorspeise- und Verstärkerbausteine *ADIF* und *DIFOC* kann das Sensorsignal durch eine Look-Up-Table (für jeden Sensor im Sensorstecker abgelegt) auch über einen größeren Bereich linearisiert werden und steht an einem weiteren Signalausgang zur Verfügung.

Die Vorteile der Wegmessung mit FOS liegen in

- der potentialfreien Meßwertaufnahme und Übertragung mittels Licht,
- der Unempfindlichkeit gegenüber elektromagnetischen Störfeldern,
- der hohen Auflösung (bis in den sub- μm Bereich),
- der hohen Meßdynamik (Standard 70 kHz, lt. Herstellerangaben optional bis 150 kHz möglich),
- der kleinen Meßkopfgröße.

Da die Intensität des reflektierten Strahles weiterhin vom Reflexionsvermögen der angetasteten Oberfläche abhängig ist, besteht kein absoluter Zusammenhang zwischen Abstand und Signalspannung, so daß das Meßsystem kalibriert werden muß. Die Signalspannungen, die sich am Sensorausgang für die Endlagen des Ventilschiebers/Ankers ergeben, sind bei der Meßsignalauswertung als 0% und 100% Hub zu interpretieren.

Die angetastete Stelle des Objektes kann eine quer zum Sensorkopf bewegliche Kante oder eine

senkrecht zum Sensorkopf stehende Fläche sein. Tastet man mit dem FOS eine zur Bewegungsrichtung senkrechte Fläche des Objektes an, so ist eine koaxiale Anordnung von Sensorkopf und Linearführung des bewegten Objektes zu empfehlen, damit die durch das Führungsspiel bedingte Verkipfung der reflektierenden Fläche den geringsten möglichen Meßfehler verursacht.

Komponenten dieses Systems sind in Abb. 65 und 66 dargestellt. Die technischen Parameter sind in Tab. 15 aufgeführt.

Tab. 15 Übersicht über Faseroptische Wegsensoren der Fa. TETRA und deren technische Daten

Meßbereich	je nach Sensor ca. 100 µm bis einige Millimeter
Auflösung	1/5000 vom Meßbereich oder besser
Linearität	entsprechend der Sensorkennlinie, Ausgangssignal ist mit geeigneten Sensorspeise- und Verstärkerbaustein mittels Look-Up-Table linearisierbar
Grenzfrequenz(-3 dB)	mindestens 30 kHz Standard 70 kHz optional bis 150 kHz
Temperaturkoeffizient	0,5 % / 10 K
Betriebstemperatur der Sensorspitze	mit PVC-Mantel -25 °C bis +80 °C mit Metallmantel -25 °C bis +120 °C
Betriebstemperatur der Sensorelektronik	0 °C bis +50 °C
min. Knickradius	40 mm
Material der Hülse der Sensorspitze	Edelstahl
Referenzfläche	Standard: polierte Edelstahlfläche
Länge der Lichtleiter	Standard: 1500 mm
Sendestrahlung	Standard: infrarot optional: rot



Abb. 66 Sensorspeise- und Verstärkerbausteine *DIFOC* und *ADIF* mit angeschlossenen Sensorköpfen
(Quelle: *TETRA - Gesellschaft für Sensorik, Robotik und Automation mbH*, Ilmenau)

4.3.5.8 Überprüfung des dynamischen Verhaltens Faseroptischer Sensoren

Um eine Aussage über die dynamischen Eigenschaften des Faseroptischen Sensorsystems im Zeitbereich zu erhalten, wurde ein Vergleich einer Wegmessung $x(t)$ mit einem Laser-Vibrometer vorgenommen. Dazu sind der Anzugs- und Abfallvorgang eines schnellschaltenden Mustermagneten aufgezeichnet worden. Die mit einem Transientenrecorder aufgezeichneten Signalspannungen des Wegverlaufes $x(t)$ sind im folgenden Diagrammen Abb. 67 dargestellt. Eine Fehlerabschätzung ist im Anhang enthalten (Anhang S. CXVI)

Das verwendete Laser-Vibrometer ist mit zwei Sensorköpfen ausgestattet. Sie wurden gestellfest am Versuchsstand befestigt, so daß ein Meßstrahl das Gehäuse des Elektromagneten, der andere den bewegten Anker angetastet hat. Diese Methode ermöglicht somit die Unterdrückung der Messung von mechanischen Eigenschwingungen des gesamten Versuchsstandes. Diese Möglichkeit besteht bei Verwendung eines Faseroptischen Sensor allerdings nicht, so daß geringfügige Eigenschwingungen der Sensorkopfbefestigung eine Bewegung des Ankers vortäuschen können.

Betrachtet man die Signalverläufe beider Meßverfahren im Diagramm Abb. 67, so kann man feststellen, daß sie im Bereich der Ankerbewegung zwischen Ausgangslage *Anker abgefallen*

und dem ersten Ankeranschlag sehr gut im Signalverlauf übereinstimmen. In der Phase der ersten Prellvorgänge (Ankeranschlag bei ungedämpfter Bewegung am Ankergegenstück) stimmt die Prellfrequenz überein. Lediglich ein kleiner Unterschied in der Amplitude der Preller ist im Signalverlauf erkennbar.

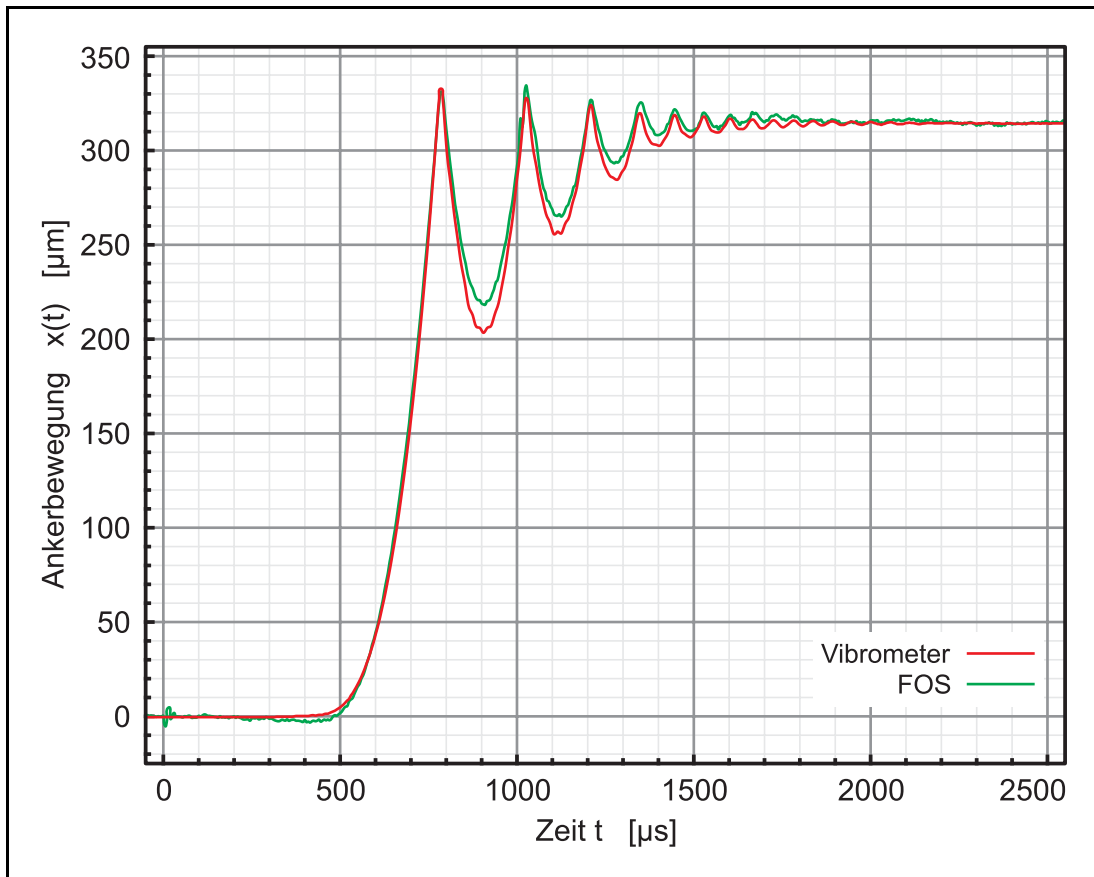


Abb. 67 Vergleich der Messung der Ankerbewegung mit Vibrometer und Faseroptischem Sensor (Anzugsvorgang)

Insgesamt kann mit der sehr guten Übereinstimmung der beiden Signalverläufe die Hubmessung mit einem Faseroptischen Sensor bei dem Anwendungsfall schnellschaltender Elektromagnete mit Schaltzeiten im Bereich 300 ... 500 µs als geeignet eingeschätzt werden.

4.3.6 Kraftmessung

Die Kraftmessung beschränkt sich auf die Messung der Federkraft $F_F(t)$. Dies geschieht dadurch, daß die Rückstellfeder des neutralen Elektromagneten am sonst gestellfesten Ende gegen einen Kraftsensor abgestützt wird. Dieser Sensor muß deshalb eine hohe Eigensteifigkeit aufweisen, weil durch die Reihenschaltung zweier elastischer Elemente die Gesamtfederhärte

sich nach der Formel

$$\frac{1}{c_{ges}} = \frac{1}{c_1} + \frac{1}{c_2} \quad (58)$$

ergibt. Die Gesamtfederrate ist stets kleiner als die Einzelfederraten. Hinzu kommt, daß durch aneinandergesetzte Federn durch Stoß- und Prellvorgänge bei der Ankerbewegung des Elektromagneten unerwünschte Eigenschwingungen der massebehafteten elastischen Elemente auftreten. Gegebenenfalls tritt ein Abheben der Federenden von den Anlagestellen auf und verursacht "innere" Stoßvorgänge.

4.3.6.1 Kraftmessverfahren mit weichem Verformungskörper

Diese Kraftmeßprinzipien beruhen stets auf der Generierung eines Meßsignals infolge der Deformation eines im Sensor enthaltenen Verformungskörpers. Um eine ausreichende Auflösung bei der Vermessung der Deformation zu erreichen, sind die Verformungskörper i.a. relativ weich ausgebildet. Diese haben üblicherweise Eigenverformungen im Bereich einiger Zehntelmillimeter. Für Messungen hochdynamischer Vorgänge mit kleinem Hub (ebenfalls einige Zehntelmillimeter) sind diese Sensoren ungeeignet. Man kann zwar Sensoren mit sehr großer Maximalkraft im Vergleich zur Federkraft wählen, um die Eigenverformung des Sensors bei der Kraftmessung klein zu halten, verliert dabei aber an der Auflösung des Meßsystems.

Die Gewinnung des Meßsignals erfolgt demnach in zwei Schritten:

1. Einleitung der zu messenden Kraft F und Generierung einer Verformung/Weg- bzw. Abstandsänderung $\Delta x = f(F)$. Als Verformungskörper dienen z. B. Membranen bzw. Biegebalken. Anzustreben ist dabei ein möglichst linearer Zusammenhang von Δx und F .
2. Erzeugung des (elektrischen) Meßsignals durch Messung der Verformung/Weg- bzw. Abstandsänderung. Prinzipiell können dazu alle bereits im Abschnitt *Hubmessung* (S. 124ff) aufgeführten Verfahren angewendet werden.

Hier sind nochmals übliche Verfahren zur Messung der Deformation aufgelistet:

- Kraftsensoren mit Dehnmeßstreifen (DMS). Hierbei wird die Streckung bzw Stauchung am Verformungskörper im Biegebereich erfaßt (Unter- und Oberseite einer Membran/ eines Biegebalkens). Das elektrische Signal wird dann über den veränderlichen elektrischen Widerstand des Dehnmeßstreifens infolge mechanischer Spannungsänderung erzeugt.
- Kraftsensoren mit Signalgewinnung durch Faseroptische Sensoren. Die Lageänderung einer durch den FOS angetasteten Fläche des Verformungskörpers wird in ein elektrisches Signal umgewandelt.
- Kraftsensoren mit interferenzoptischer Signalgewinnung. Die Deformation des Verfor-

mungskörpers wird mit einem Laser-Interferometer ausgemessen. Bei Verwendung geeigneter Werkstoffe für den Verformungskörper (z. B. spezielle Glassorten) kann ein hochauflösendes Kraftmeßsystem aufgebaut werden. Dynamische Meßvorgänge werden durch die bewegungsenergiebehaftete Deformation des Verformungskörpers und durch die begrenzte Auswertegeschwindigkeit der Interferenzstreifen durch die Auswertelektronik eingeschränkt.

- Kraftsensoren mit Signalgewinnung durch Wirbelstrom-, induktive, kapazitive Sensoren. Die Lageänderung einer durch den Sensor angetasteten Fläche des Verformungskörpers wird in ein elektrisches Signal umgewandelt.

4.3.6.2 Kraftmessung mit Piezosensoren

Der Verformungskörper ist ein Piezo-Material. Hier wird der Piezo-Effekt ausgenutzt. Durch Krafteinwirkung werden Kristallstrukturen verschoben, so daß es zu einer Ladungsverschiebung kommt. Diese Ladungsänderung kann durch einen nachgeschalteten Ladungsverstärker in ein elektrisches Meßsignal gewandelt werden. Es ist ein extrem hochohmiger Ladungsverstärkereingang notwendig, damit es nicht zum Ladungsausgleich zwischen den Elektroden des Sensors kommt. Aus diesem Grund eignen sich Piezo-Kraftsensoren vorwiegend für dynamische Messungen und ggf. für (quasi)-statische Messungen über einen Zeitbereich von einigen Sekunden bis einigen Minuten. Ein Vorteil der Piezo-Sensoren ist die extrem hohe Steifigkeit und die damit verbundene geringe Eigenverformung und hohe Eigenfrequenz.

Piezo-Kraftsensoren in Scheibenform nehmen nur Druckkräfte auf. Sollen auch Zugkräfte aufgenommen werden, sind die Scheiben durch geeignete Maßnahmen vorzuspannen. Der Anbieter *KISTLER Instrumente AG*, Winterthur, (Internet: www.kistler.com) bietet komplett montierte und kalibrierte Zug-/Druck-Sensoren und Ladungsverstärker an (siehe Tab. 16 und Abb. 68).

Tab. 16 Auswahlübersicht über Piezo-Kraftsensoren des Anbieters *KISTLER Instrumente AG*, Winterthur, lt. Herstellerangaben

Sensor Typ	Meßbereich	Steifigkeit	Eigenfrequenz	Kapazität	Bauraum	
	[kN]	[N μm^{-1}]	[kHz]	[pF]	Durchmesser [mm]	Höhe [mm]
9301B	± 2.5	≈ 300	≈ 90	≈ 8	11	25
9311B	± 5	≈ 600	≈ 70	≈ 23	15	30
9321B	± 10	≈ 900	≈ 55	≈ 37	23	45
9203	± 0.5	≈ 40	≈ 27	≈ 22	12	43

Die bei der Kraftmessung auftretenden maximalen Meßfehler sind im Anhang S. CXIXf in Tab. An-31ff zusammengefaßt.



Abb. 68 Piezo-Kraftsensoren der Serie 93xx und Ladungsverstärker 5011
(Quelle: *KISTLER Instrumente AG*, Winterthur, Schweiz)

4.4 Beispiel-Meßaufbau

In den nachfolgenden Abb. 69ff ist die Realisierung des Versuchsstandes als Ergebnis des in den vorangegangenen Abschnitten beschriebenen Entwurfsprozesses abgebildet. Dieser Versuchsstand ist auf einem Labortischgestell mit Regalüberbau zur Aufnahme von Geräten aufgebaut. Kernstück bildet die Baugruppe mit Elektromagnet, notwendiger Sensorik und Justiereinrichtungen (Abb. 69 vorn rechts), um die die notwendigen weiteren Geräte platziert sind.

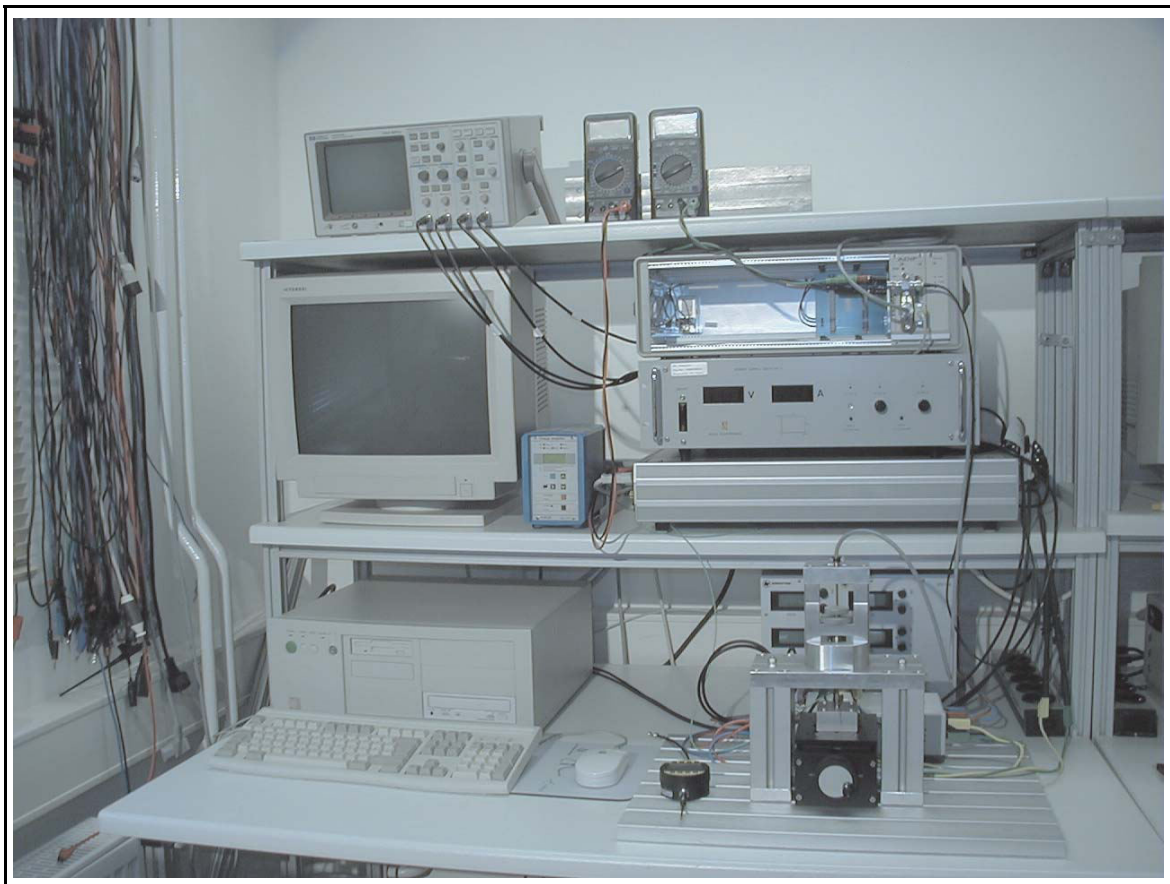


Abb. 69 Gesamtansicht des Versuchsstandes

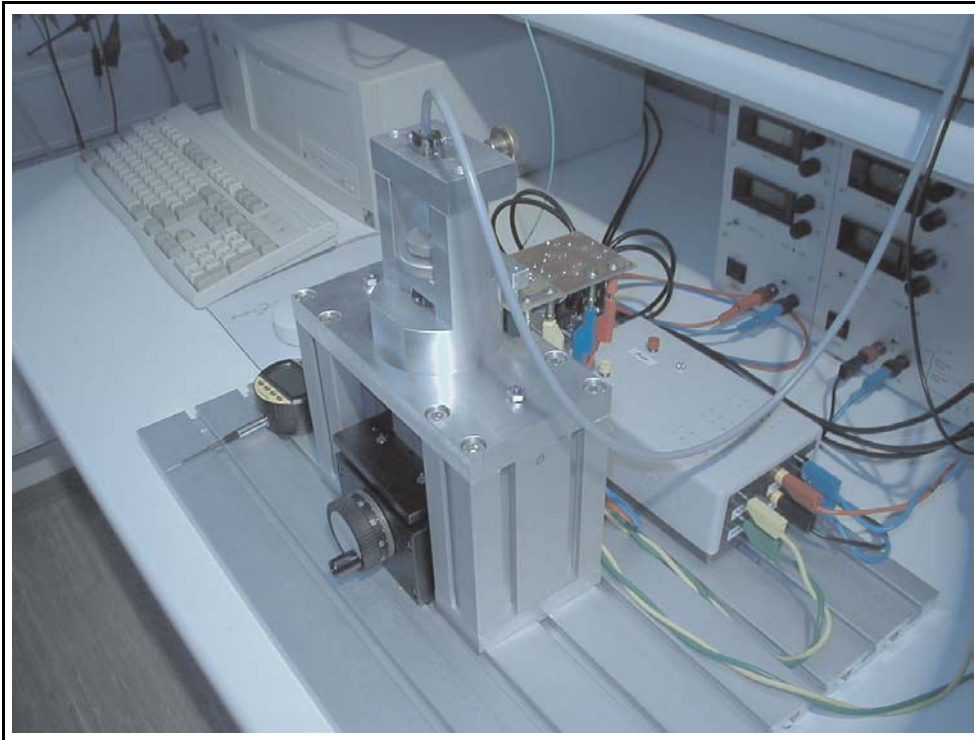


Abb. 70 Teilansicht des Meßaufbaus (Leistungsendstufe und Stromwandlermodul)

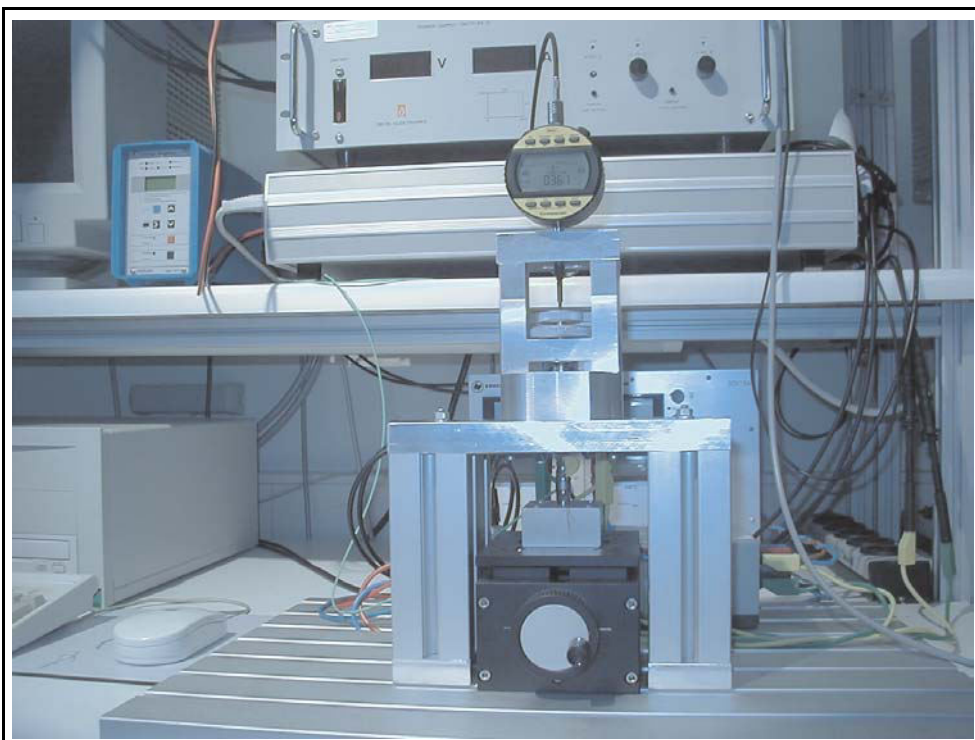


Abb. 71 Teilansicht des Meßaufbaus (Baugruppe zur Aufnahme des Elektromagneten mit aufgesetztem Feinzeiger *Mahr Extramess 2001*, unter dem Portal: Höhenverstelltisch mit Kraftmeßelement *KISTLER 9301B*)

Kapitel 5

Zusammenfassung

Zielstellung der vorliegenden Arbeit war es, einige ausgewählte Problemstellungen beim Entwurf schnellschaltender neutraler Elektromagnete zu dokumentieren.

Hochdynamische neutrale Elektromagnetantriebe sind mechatronische Systeme. Nur die Betrachtung als komplexes System verkoppelter Teilsysteme ermöglicht die Realisierbarkeit von Elektromagnetantrieben mit Schaltzeiten kleiner einer Millisekunde.

Die für die Magnetkreisauslegung/Optimierung angewandte Berechnungsmethode auf der Grundlage magnetischer Netzwerke wurde für hochdynamische Elektromagnete verbessert hinsichtlich

- der Beachtung des Feder-Masse-Systems,
- des zur Anwendung kommenden Leistungsstellgliedes,
- der Berücksichtigung des überhöhten Verlustleistungsumsatzes eines Schaltzyklus bei Vorhandensein einer Einschaltübererregung bei der Ermittlung der für eine spezifizierte Magnetkreisgeometrie zulässigen Verlustleistung und der daraus ableitbaren Durchflutung,
- der Verfeinerung der Netzwerkstruktur der magnetischen Netzwerke zur besseren Behandlung ggf. lokal auftretender Sättigungserscheinungen im Eisenkreis bei einer Einschaltübererregung und
- der Modellierung von Bereichen der Netzwerkstruktur zur Behandlung einer Kennlinienbeeinflussung.

Es ist nachgewiesen worden, daß für hochdynamische Elektromagnete ein Leistungsstellglied mit Einschaltübererregung erforderlich ist. Übererregungsfaktoren gegenüber der Haltedurchflutung von über 3.5 bewirken allerdings keine weitere Verbesserung der Dynamik des Anzugsvorganges.

Die Dynamik des Rückstellvorganges neutraler Elektromagnete resultiert im wesentlichen aus der Gestaltung des Feder-Masse-Systems. Dazu ist die Ankermasse zu minimieren und die Steilheit der Federkraftkennlinie an die Steilheit der Magnetkraftkennlinie des Anzugsvorganges anzupassen. Allerdings sind hierbei Grenzen durch die Festigkeits- und Toleranzbetrachtungen bei der Federauslegung und der Herstellung extrem steifer Federn kleiner Abmessungen zu beachten.

Das verwendete Eisenkreismaterial hat einen großen Einfluß auf die Realisierbarkeit hochdynamischer Elektromagnete. Dabei sollte das Material nicht nur eine geringe elektrische Leitfähigkeit zum Zwecke der Unterdrückung der Wirbelströme, sondern auch eine hohe Sättigungsinduktion aufweisen. Letztere Eigenschaft erweist sich positiv beim Einsatz für den bewegten Magnetanker, der eine möglichst kleine Masse aufweisen soll und bei dem deshalb bei Übererregung in der Anzugsphase partielle Sättigungserscheinungen auftreten können.

Es ist nachgewiesen worden, daß die Anwendung magnetischer Netzwerke sich auch für die Berechnung transienter Vorgänge zylindrischer neutraler Elektromagnete eignen. Diese Berechnungen lassen sich wesentlich zeiteffizienter gegenüber Methoden der Finiten Elemente bzw. Finiten Differenzen durchführen. Durch das verwendete Simulations-Tool *SESAM* konnte auch erstmals eine detaillierte Behandlung der einzelnen Teilsysteme *Leistungsstellglied - Elektromagnet - mechanische Last* von Elektromagneten und deren gegenseitige Beeinflussung innerhalb eines Schaltzyklus durch die Anwendung nur eines einzigen Simulations-Tools erfolgen. Besonders die Simulation des Verhaltens des elektrischen Leistungsstellgliedes in Verbindung mit der Simulation transienter Magnetfelder konnte gegenüber bisher verwendeten kommerziellen Simulations-Tools verbessert werden.

Kapitel 6

Quellenangaben

6.1 Literaturverzeichnis

- /ISERM/ Isermann, Rolf: Mechatronische Systeme: Grundlagen; Springer Verlag, 1999
- /FEINDT-1/ Feindt, K.: Implementierung einer Optimierungsmethode zur Ermittlung der optimalen Hauptabmessungen von Gleichstromtopfmagneten. Diplomarbeit, TU Ilmenau, 1994
- /FEINDT-2/ Feindt, K.: Untersuchungen zum Entwurf von Elektromagneten unter Berücksichtigung dynamischer Kenngrößen. Dissertation, TU Ilmenau, 2003; ISBN 3-932633-76-8, Verlag ISLE
- /STRÖHLA-1/ Ströhla, T.: Ein Beitrag zur Simulation und zum Entwurf von elektromagnetischen Systemen mit Hilfe der Netzwerkmethod. Dissertation, TU Ilmenau, 2002; ISBN 3-936404-00-3, Wissenschaftsverlag Ilmenau
- /SPILLER/ Spiller, S.: Untersuchungen zur Realisierung eines durchgängig rechnergestützten Entwurfssystems für magnetische Aktoren unter Einbeziehung von thermischen Netzwerkmodellen. Dissertation, TU Ilmenau, 2001; ISBN 3-932633-54-7, Verlag ISLE
- /KALLENB-1/ Kallenbach, E.: Der Gleichstrommagnet. Akademische Verlagsgesellschaft Geest&Porting KG, Leipzig, 1969
- /RÖMER/ Römer, O.: Berechnung und Dimensionierung permanenterregter Gleichstromlinearantriebe der Feinwerktechnik. Dissertation, TU Dresden, 1993
- /KINZA/ Kinza, S.: Berechnung translatorischer elektromagnetischer Systeme. Studentische Projektarbeit, Fachgebiet Mechatronik, TU Ilmenau, unveröffentlicht, 2003
- /SESAM/ Birli, O.; Kallenbach, E.; Feindt, K.; Ströhla, T.: SESAM – A Software that Supports the Design Process of Electromagnetic Actuators. Actuator Bremen, Proceedings, 2002

- /STURGEON/ Kallenbach, E.; Birli, O; Dronsz, F.; Feindt, K.; Spiller, S.; Walter, R.: STURGEON - an existing software system for the completely CAD of electromagnets. International Conference on engineering design (ICED 97) Tampere Finland, August 19-21, 1997
- /LEM/ Autorenkollektiv: Galvanisch getrennte Strom- und Spannungswandler, Eigenschaften - Anwendung - Dimensionierung. Firmenschrift LEM Unternehmens-Kommunikation, LEM Holding SA, Genf, Schweiz, 1999
- DIN 2089, Teil 1 Zylindrische Schraubendruckfedern aus runden Drähten und Stäben; Berechnung und Konstruktion
- DIN 17223, Teil 1 Runder Federstahldraht; Patentiert-gezogener Federdraht aus unlegierten Stählen; Technische Lieferbedingungen
- DIN 17223, Teil 2 Runder Federstahldraht; Ölschlußvergüteter Federstahldraht aus unlegierten und legierten Stählen; Technische Lieferbedingungen
- DIN 2076 Runder Federdraht; Maße, Gewichte, zulässige Abweichungen
- DIN VDE 0580 Elektromagnetische Geräte und Komponenten
- VDI 2206 Entwicklungsmethodik für mechatronische Systeme; Ausgabedatum: 2004-06
- VDI 2221 Methodik zum Entwickeln und Konstruieren technischer Systeme und Produkte; Ausgabedatum: 1993-05
- VDI 2222 Blatt 1 Konstruktionsmethodik - Methodisches Entwickeln von Lösungsprinzipien; Ausgabedatum: 1997-06
- VDI 2222 Blatt 2 Konstruktionsmethodik; Erstellung und Anwendung von Konstruktionskatalogen; Ausgabedatum: 1982-02
- /ZBER März98/ Keilig, R.: Entwicklung eines Magnetventils/Mustermagneten. TU Ilmenau, Fak. für Maschinenbau, Zwischenbericht innerhalb des Beratervertrages B-3128, unveröffentlicht, März 1998
- /ZBER Jan99/ Keilig, R.: Entwicklung eines Magnetventils/Mustermagneten. TU Ilmenau, Fak. für Maschinenbau, Zwischenbericht innerhalb des Beratervertrages B-3128, unveröffentlicht, Jan. 1999
- /ZBER Nov99/ Keilig, R.: Entwicklung eines Magnetventils/Mustermagneten. TU Ilmenau, Fak. für Maschinenbau, Zwischenbericht innerhalb des Beratervertrages B-3128, unveröffentlicht, Nov. 1999
- /MESS-1/ Keilig, R., Ulm, J.: Meßtechnische Erfassung von hochdynamischen elek-

-
- tromagnetomechanischen Energiewandlern. TU Ilmenau, Fak. für Maschinenbau, Robert Bosch GmbH, FV/SLE1, Bericht innerhalb des Beratervertrages B-3128, unveröffentlicht, März 2001
- /ZBER Okt02-1/ Keilig, R.: Entwicklung des Magnetventils/Mustermagneten MV1. TU Ilmenau, Fak. für Maschinenbau, Zwischenbericht innerhalb des Beratervertrages B-3128, unveröffentlicht, Jan. 2002
- /ZBER Okt02-2/ Keilig, R.: Auslegung des Magnetantriebes für Magnetventil MV2. TU Ilmenau, Fak. für Maschinenbau, Zwischenbericht innerhalb des Beratervertrages B-3128, unveröffentlicht, Okt. 2002
- /BER Jan03/ Keilig, R.: Auslegung des Magnetkreises für eine Musterserie des Magnetventils MV2. TU Ilmenau, Fak. für Maschinenbau, Bericht des Folgeprojektes des Beratervertrages B-3128, unveröffentlicht, Jan. 2003

6.2 Bildnachweis

- Abb. 1, S. 2 nach: Isermann, R.: Mechatronische Systeme: Grundlagen. S. 334 Bild 10.12; Springer Verlag, 1999; mit ergänzter Angabe der Entwicklungstendenz für Elektromagnete
- Abb. 56, S. 118 *DELTA ELEKTRONIKA BV*, Zierikzee, Niederlande, veröffentlicht im Internet auf Produktbeschreibungsseiten unter www.delta-elektronika.nl
- Abb. 57, S. 120 *LEM Holding SA*, Plane-les-Ouates/Genève, Schweiz, veröffentlicht im Internet als .pdf-Dokument (Firmenschrift) unter www.lem.com
- Abb. 61, S. 125 *Mahr GmbH*, Esslingen, veröffentlicht im Internet als .pdf-Dokument (Produktbeschreibung) unter www.mahr.de
- Abb. 62, S. 128 und Abb. 63, S. 129 *Polytec GmbH*, Waldbronn, veröffentlicht im Internet auf Produktbeschreibungsseiten unter www.polytec.de
- Abb. 65, S. 130 und Abb. 66, S. 131 *TETRA - Gesellschaft für Sensorik, Robotik und Automation mbH*, Ilmenau, veröffentlicht im Internet auf Produktbeschreibungsseiten unter www.tetra-ilmenau.de
- Abb. 68, S. 135 *KISTLER Instrumente AG*, Winterthur, Schweiz, veröffentlicht im Internet auf Produktbeschreibungsseiten unter www.kistler.com

Anhang A

Magnetkreis- und Netzwerkmodelle

A.1 Allgemeiner Hinweis

Die aufgeführten Beispiel-Listings der Berechnungsskripte sind für eine Testversion des Tools *SESAM* entstanden. Diese Testversion ist ein eigenständiges DOS-Programm unter dem Namen *MagCalc* und ist im wesentlichen für die Simulationsuntersuchungen dieser Dissertationsschrift verwendet worden. Die zur Berechnung elektro-magneto-mechanischer Energiewandler hinterlegten Algorithmen sind in beiden Softwarelösungen identisch, das Tool *SESAM* ist durch die Einbindung in die *WINDOWS*-Umgebung für den Anwender komfortabler.

Für die Steuerung des Rechnungsablaufes wird eine Skript-Sprache in ASCII-Dateien interpretiert. Die Ausgabe der berechneten Parameter wird ebenfalls über Dateien im ASCII-Format realisiert.

In der Testversion *MagCalc* beziehen sich die Skript-Sprachelemente auf deutschsprachige Termini, *SESAM* dagegen benutzt Sprachelemente in Anlehnung an englischsprachige Termini. Die programminterne mathematische Behandlung der Skripte beider Versionen ist aber identisch. Die angegebenen Beispiele können wegen der Termini-Unterschiede nicht direkt als Berechnungsskripte in *SESAM* verwendet werden. Sie sollen vielmehr einen Einblick in die Art und Weise der komplexen Möglichkeiten der Simulation von elektro-magneto-mechanischen Energiewandlern geben. Besonders die grafischen Darstellungen der Netzwerkstrukturen sollen dem interessierten Anwender von *SESAM* als Beispiele für ähnliche Anwendungsfälle dienen.

Aus Gründen der Übersichtlichkeit sind in den Schnittdarstellungen von Geometrie- und Magnetkreismodellen zylindrischen Magnetkreise nur die Schnittflächen der geschnittenen Objekte im Halbschnitt dargestellt. Auf sichtbare Körperkanten im Sinne einer technischen Zeichnung ist bewußt verzichtet worden.

A.2 Magnetkreismodelle und Netzwerkstrukturen für die Berechnung neutraler zylindrischer Flachanker-magnete

A.2.1 Geometriemodell

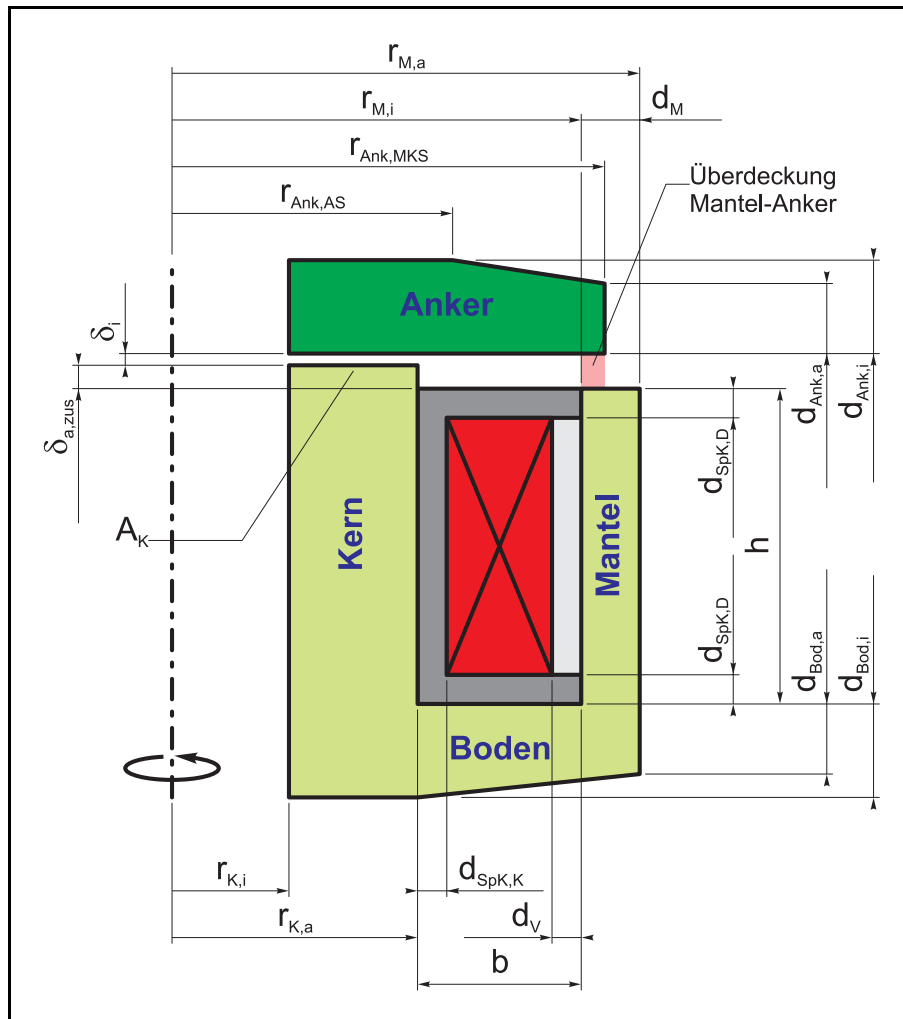


Abb. An-1 Lage der Parameter zur Beschreibung der Geometrie des Magnetkreises eines neutralen zylindrischen Flachankermagneten (Halbschnitt des Magnetkreismodells)

In der Abb. An-1 sind die geometriebeschreibenden Parameter des Flachankermagnetkreises dargestellt. Mit Hilfe dieser Parameter sowie daraus abgeleiteter Größen (z. B. Flußquerschnitte, mittlere Windungslänge der Spule, ...) lassen sich alle in den nachfolgend aufgeführten Netzwerkstrukturmodellen vorkommenden Netzwerkelemente über ihre jeweilige Bemessungsgleichung parametrisch beschreiben.

A.2.2 Netzwerkstrukturen für die Berechnung statischer Magnetfelder zylindrischer Flachankermagnete

einfache Struktur:

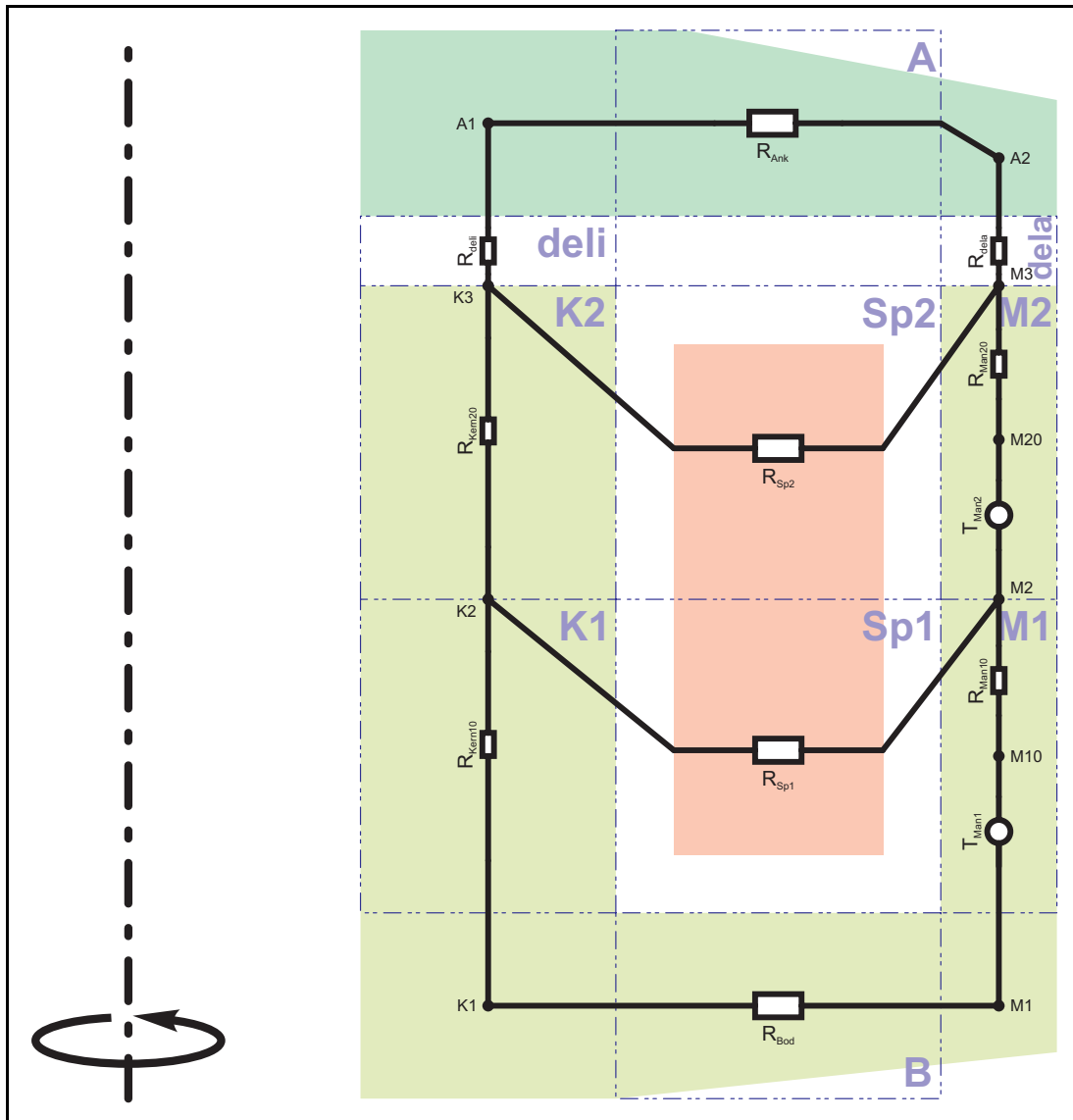


Abb. An-2 einfache Netzwerkstruktur zur Berechnung stationärer Magnetfelder neutraler zylindrischer Flachankermagnete Typ *FlaAnk_1* (Halbschnitt des Magnetkreismodells)

Eigenschaften, Anwendungseinschränkungen:

- Netzwerk *FlaAnk_1* nach Abb. An-2 in Anlehnung vorhandener Netzwerke aus /FEINDT-1/ zu Testzwecken und ersten Berechnungen mit *SESAM* abgeleitet
- grob gegliederte, aber dafür einfache Netzwerkstruktur (bewirkt kurze Rechenzeit bei der Netzwerk-Lösung)
- unzureichende Berücksichtigung ggf. auftretender partieller Sättigungserscheinungen
- wegen seiner Einschränkungen keine Bedeutung für die Optimierung hochdynamischer Flachanker-Elektromagnete

verfeinerte Struktur:

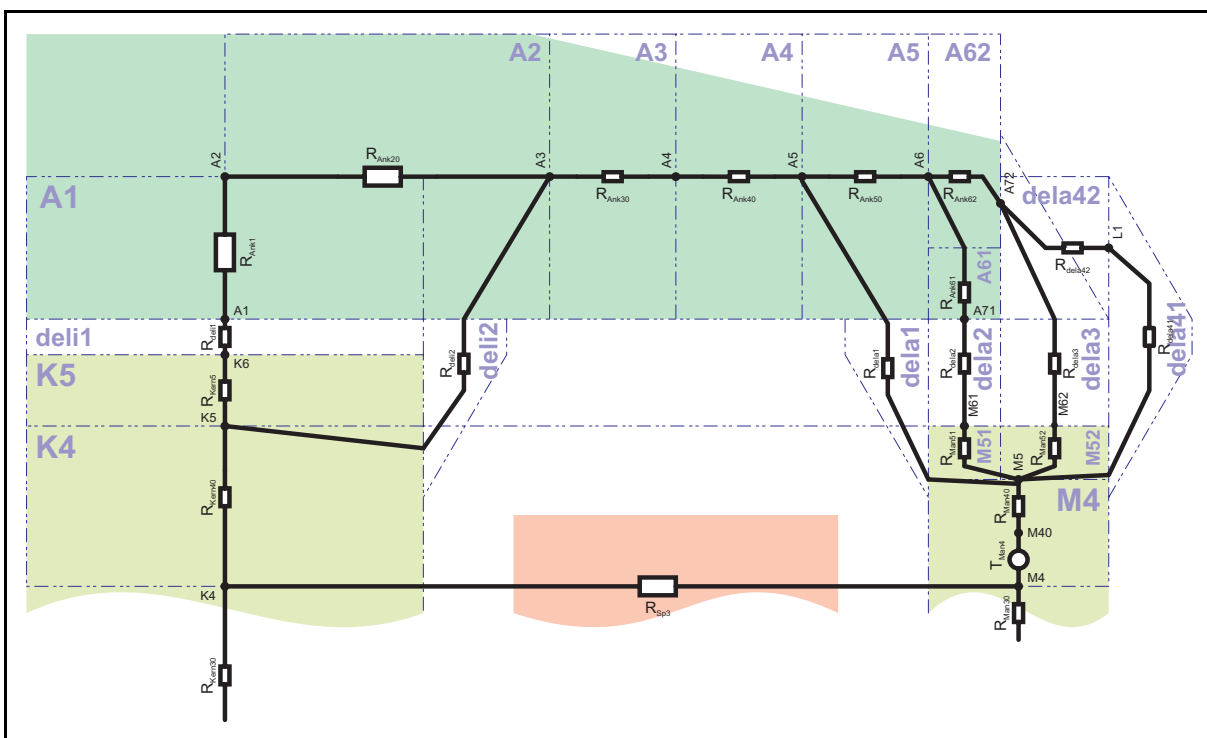


Abb. An-3 verfeinerte Netzwerkstruktur zur Berechnung stationärer Magnetfelder neutraler zylindrischer Flachankermagnete
Typ *FlaAnk_3* (Halbschnitt des Magnetkreismodells)
a) Bereich *Anker* und *Arbeitsluftspalt*

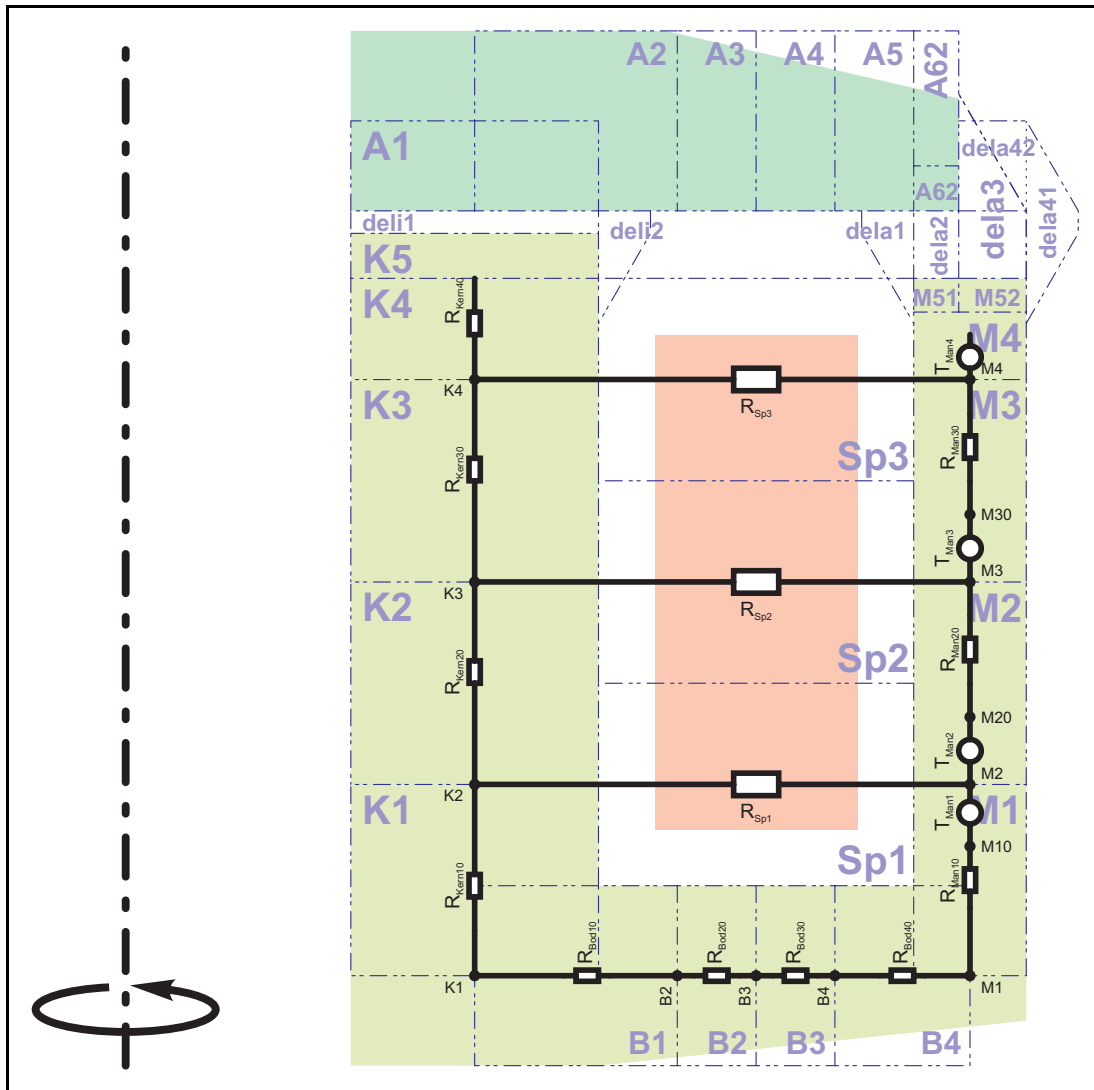


Abb. An-3 verfeinerte Netzwerkstruktur zur Berechnung stationärer Magnetfelder neutraler zylindrischer Flachankermagnete Typ *FlaAnk_3* (Halbschnitt des Magnetkreismodells)
b) Bereich *Kern-Mantel-Boden*

Eigenschaften, Anwendungseinschränkungen:

- fein gegliederte Netzwerkstruktur
- radiale Abstufung von jeweils vier magnetischen Widerständen in den Radialfeldbereichen *Anker* und *Boden* (Partielle Sättigungserscheinungen im Eisenmaterial, die z. B. bei Durchflutungs-Boost beim Einschaltvorgang auftreten können und bei Radialfeldern zuerst an der Stelle des Innendurchmessers auftreten, werden somit besser behandelt.)
- Berücksichtigung einer Kennlinienbeeinflussung durch Vorgabe eines Faktors $k_{AM} = 1 \dots 99 \%$ für die Flächenüberdeckung *Ankerscheibe-Mantel* (siehe Kap.: *Geometrie und Masse des Flachankers*, S. 88ff)
- gute Konvergenz bei der nichtlinearen Netzwerkberechnung

- vorzugsweise anzuwenden bei
 - unterschiedlichen Eisenmaterialien in den Bereichen *Kern, Anker, Boden* und *Mantel*,
 - nicht einheitlichem Magnetflußröhrenquerschnitt in den unterschiedlichen Bereichen des Magnetkreises *Kern, Anker, Boden* und *Mantel*
- wegen erhöhter Netzwerkelementanzahl längere Rechenzeit gegenüber Typ *FlaAnk_1*

Weitere Möglichkeiten für Netzwerkstrukturen zur Magnetkreisberechnung von Flachankermagneten:

Nach statischen Gesichtspunkten ausgelegte Magnetkreise besitzen eine Geometrie, bei der das Wickelfenster etwa eine quadratische Form besitzt. Bei Magnetkreisen für schnellschaltende Elektromagnete, die nach dynamischen Gesichtspunkten unter Einbeziehung der Ankermasse optimiert werden, ergibt sich u.U. eine schlanke Magnetform: Die Ankermasse wird klein gehalten, indem der Optimierungsalgorithmus versucht, den Ankeraußendurchmesser klein zu halten und die notwendige Magnetkraft für den Anzugsvorgang durch eine hohe Durchflutung zu gewährleisten. Die Folge ist, daß das Spulenfenster und damit der Magnetkreis axial mehr Bauraum beansprucht. Bei hochdynamischen Magnetantrieben, die beim Anzug mit einem Durchflutungs-Boost zum Erzielen eines steilen Kraftanstieges und einer hohen Anzugskraft betrieben werden, tritt allerdings im Eisenkreis Sättigung auf. Dem übermäßigen Spannungsabfall versucht der Optimierer durch weitere Zunahme der Durchflutung und somit axialer Ausdehnung zu begegnen. Die Folge kann sein, daß die Aufteilung der Streuflüsse im Wickelfensterbereich in den Gebieten *Sp1 ... Sp3* (vgl. Abb. An-3 auf S. V) ungünstig ist und der tatsächlichen Flußverteilung nicht gerecht wird. Deshalb ist es sinnvoll, die axiale Unterteilung des Netzwerkmodells weiter zu verfeinern. Die Netzwerklösung erfordert dann allerdings eine größere Rechenzeit.

Denkbar ist auch eine ungleichmäßige Abstufung der axialen Ausdehnung der Flußröhrenbereiche *Sp1 ... Sp3* (vgl. auch Abb. An-3). Für eine Dreiteilung ist z. B. eine Verteilung von 44% : 34% : 22% der axialen Wickelfensterabmessung *h*, beginnend am Boden des Magnetkreises, verwendbar. Bei einer fünffachen Unterteilung ist z. B. ein Verhältnis von 28% : 24% : 20% : 16% : 12% anwendbar. Die axiale Ausdehnung der Gebiete des Netzwerkmodells im Kern und Mantel ist dementsprechend ebenfalls ungleichmäßig aufzuteilen. Für eine Dreiteilung der Flußröhrenbereiche *Sp1 ... Sp3* ergibt sich dann für die Bereiche im Kern *K1 ... K4* bzw. im Mantel *M1 ... M4* eine Längenaufteilung von 22% : 39% : 28% : 11%, bei einer Fünfteilung der Flußröhrenbereiche *Sp1 ... Sp5* ergibt sich dann für die Bereiche *K1 ... K6* bzw. *M1 ... M6* eine Längenaufteilung von 14% : 26% : 22% : 18% : 14% : 6% der axialen Wickelfensterabmessung *h*.

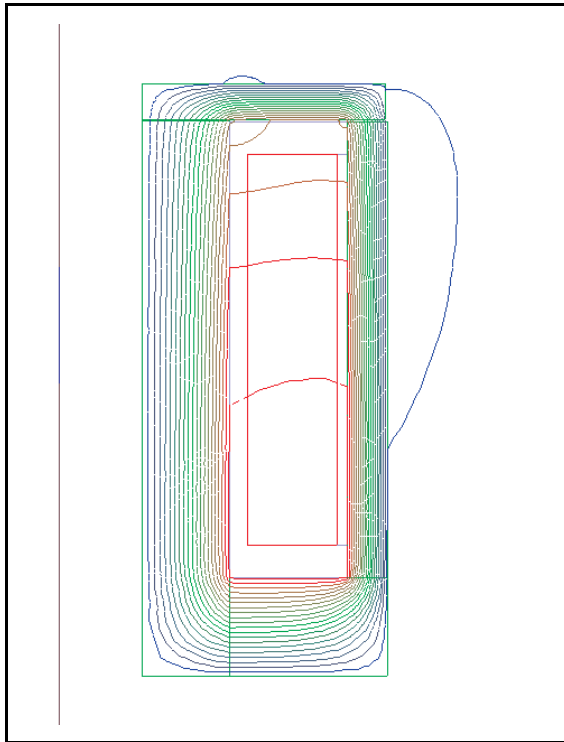


Abb. An-3

Feldlinienverlauf bei einem schlanken Flachankermagneten mit Kernbohrung (Halbschnitt, links: Rotationsachse)

Simulation mit *MAXWELL*

Weiterhin ist es möglich, den minimalen Arbeitsluftspalt $\delta_{i,min}$ als weiteren Optimierungsparameter in die Magnetkreisoptimierung einfließen zu lassen. Ein kleiner Luftspalt reduziert gleicher Haltekraft die notwendige Haltedurchflutung, vergrößert aber die Abfallverzugszeit t_{21} .

A.2.3 Netzwerkstrukturen für die Berechnung des stationären thermischen Verhaltens zylindrischer Flachankermagnete

einfache Struktur:

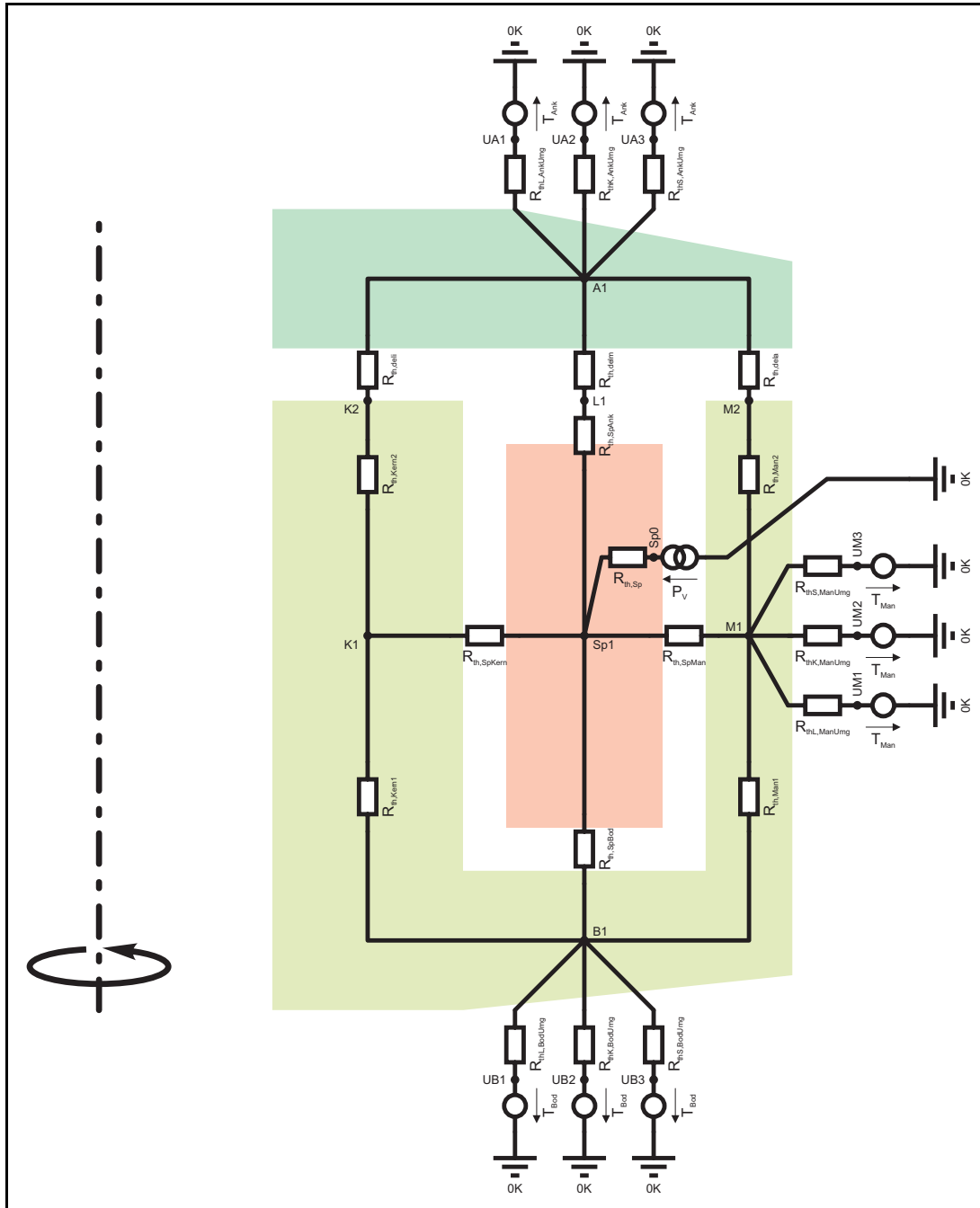


Abb. An-4 einfache allgemeine Netzwerkstruktur zur Berechnung des stationären thermischen Verhaltens neutraler zylindrischer Flachankermagnete Typ *FlaAnk_therm_1* (Halbschnitt des Magnetkreismodells)

Eigenschaften, Anwendungseinschränkungen:

- Netzwerk *FlaAnk_therm_1* nach Abb. An-4 in Anlehnung vorhandener Netzwerke aus /FEINDT-1/ zu Testzwecken und ersten Berechnungen mit *SESAM* abgeleitet
- grob gegliederte, aber dafür einfache Netzwerkstruktur (bewirkt kurze Rechenzeit bei der Netzwerk-Lösung)
- geometrisch kompliziert strukturierte Übergangsbedingungen für Wärmetransport über die Magnetkreisoberfläche schwierig modellierbar

verfeinerte Struktur:

siehe Abb. An-5 auf S. X

Eigenschaften, Anwendungseinschränkungen:

- Netzwerk *FlaAnk_therm_2* nach Abb. An-5 aus dem Netzwerk Typ *FlaAnk_therm_1* abgeleitet
- fein gegliederte Netzwerkstruktur (bewirkt größere Rechenzeit bei der Netzwerk-Lösung gegenüber *FlaAnk_therm_1*)
- geometrisch kompliziert strukturierte Übergangsbedingungen (z. B. partielle Anflanschung) für Wärmetransport über die Magnetkreisoberfläche modellierbar

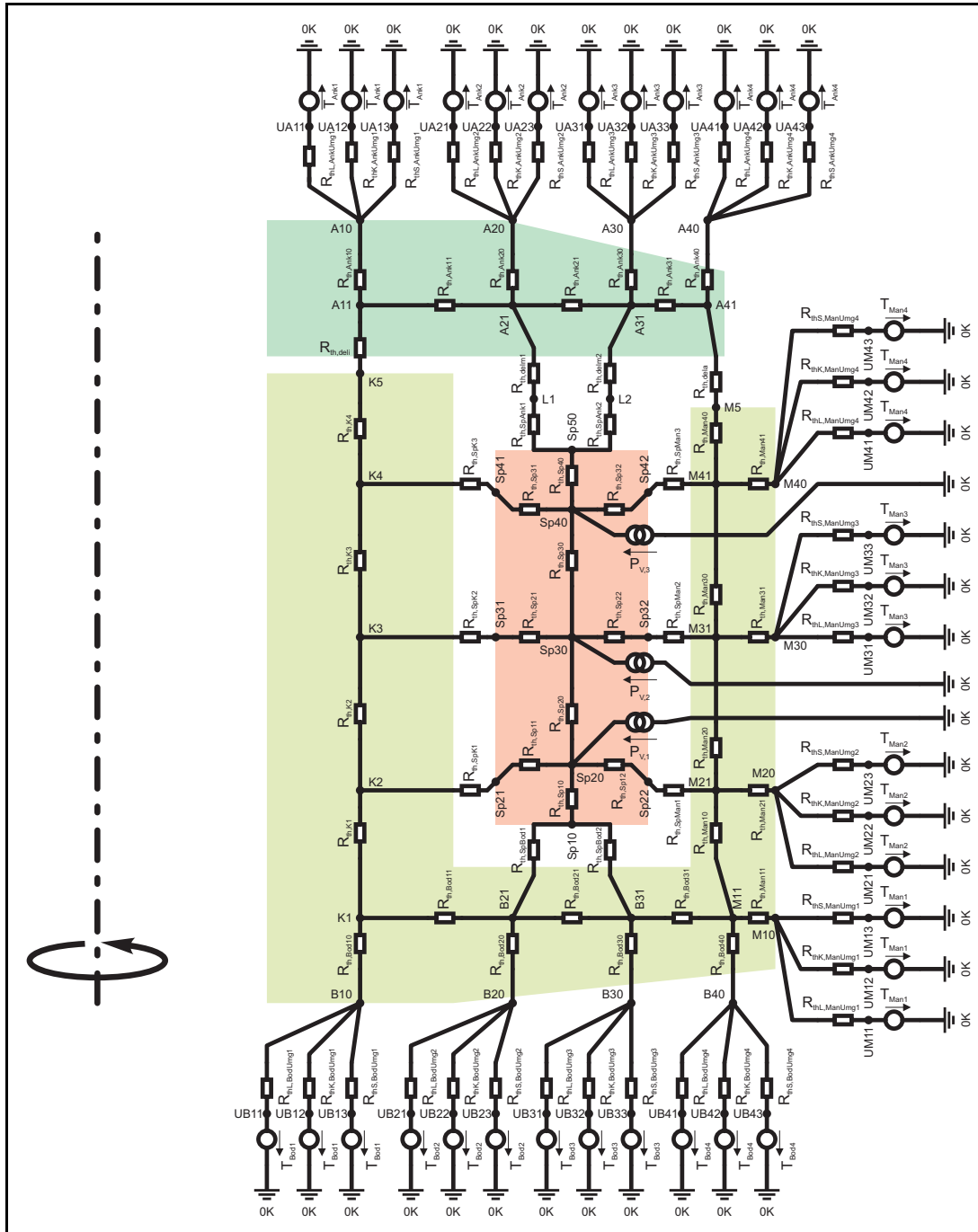


Abb. An-5 verfeinerte allgemeine Netzwerkstruktur zur Berechnung des stationären thermischen Verhaltens neutraler zylindrischer Flachankermagnete Typ *FlaAnk_therm_2* (Halbschnitt des Magnetkreismodells)

A.2.4 Netzwerkstrukturen für die Berechnung transienter Magnetfelder zylindrischer Flachankermagnete

In den Abb. An-6a,b ist die Netzwerkstruktur mit Berücksichtigung von Wirbelströmen und Flußverdrängung für einen Flachanker-Topfmagneten abgebildet. Die Aufteilung der Gesamtgeometrie des Magnetkreises in einzelne Flußleitbereiche wurde aus dem Netzwerk zur Berechnung stationärer Magnetfelder Typ *FlaAnk_3* (vgl. Abb. An-3 auf S. V) übernommen.

Anhand von Vergleichen zwischen Ergebnissen der Dynamiksimulation mit Netzwerk und Meßwerten ist die Brauchbarkeit des Netzwerkes nachgewiesen worden.

Im Berechnungsskript für *SESAM* werden die Netzwerkelemente dabei mit den in Abb. An-1 auf S. II dargestellten Geometrieparametern sowie Parametern der elektrischen Ansteuerung beschrieben. Auf diese Weise ist es möglich, nur durch Änderungen der globalen Parameter die Simulation von mehreren Varianten für einen gleich strukturierten Magnetkreis effektiv durchzuführen.

Struktur:

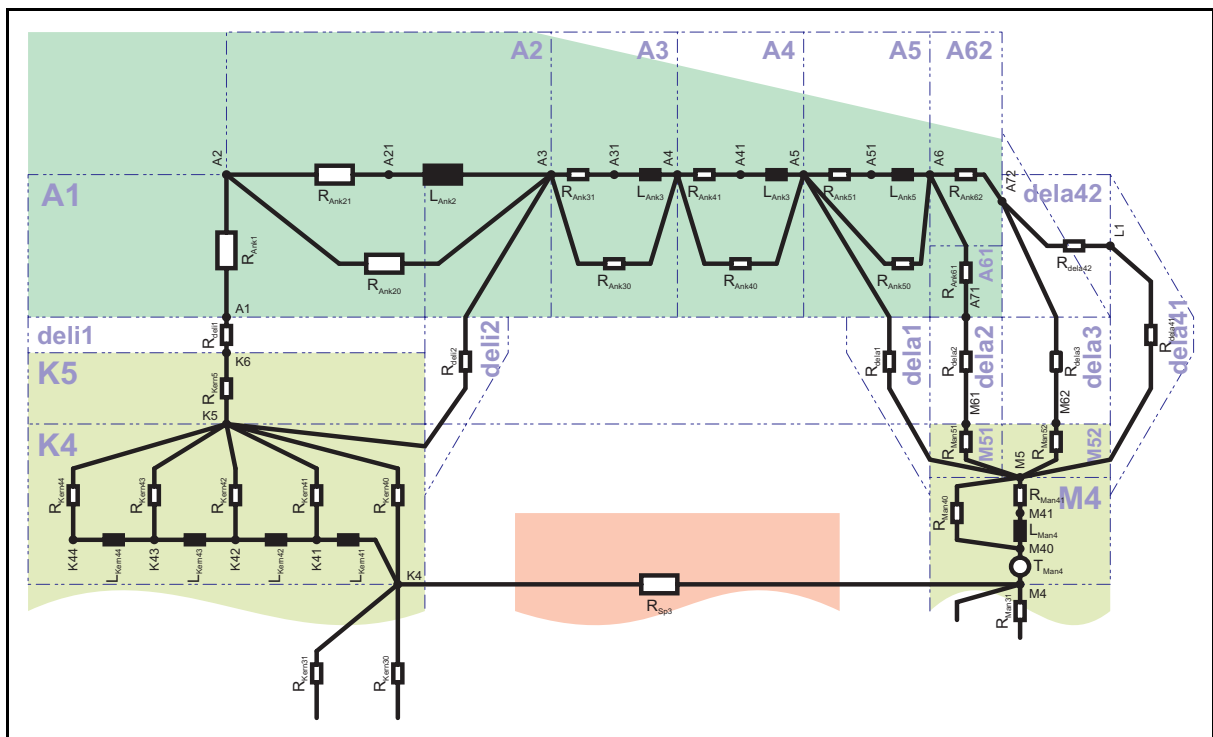


Abb. An-6 Netzwerkstruktur zur Berechnung transienter Magnetfelder neutraler zylindrischer Flachankermagnete
Typ *FlaAnk_trans* (Halbschnitt des Magnetkreismodells)
a) Bereich *Anker* und *Arbeitsluftspalt*

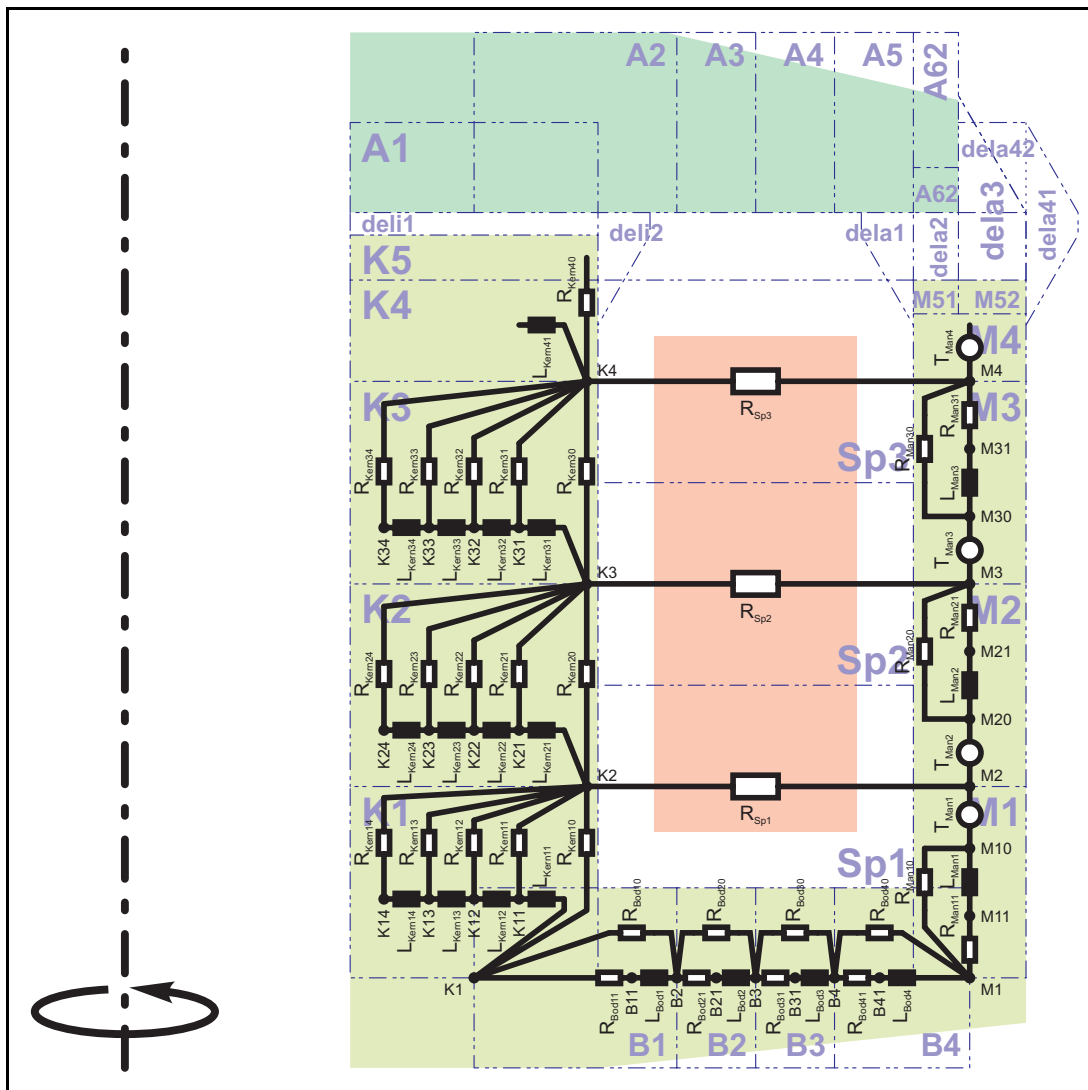


Abb. An-6 Netzwerkstruktur zur Berechnung transienter Magnetfelder neutraler zylindrischer Flachankermagnete
 Typ *FlaAnk_trans* (Halbschnitt des Magnetkreismodells)
 b) Bereich *Kern-Mantel-Boden*

Eigenschaften, Anwendungseinschränkungen:

- Netzwerk *FlaAnk_trans* nach Abb. An-6 aus dem Netzwerk Typ *FlaAnk_3* abgeleitet durch Ergänzen der Schaltelemente für zeitabhängige Magnetflußberechnung

Beispiel-Skript für *SESAM*

```
#####
% neutraler Flachanker-Topfmagnet Typ FlaAnk_trans
%
% Gültigkeitsbereich:
% =====
% neutraler Flachanker-Topfmagnet (zylindrisch) mit translatorischer Ankerbewegung
% Materialmix für Kern, Anker, Boden, Mantel möglich
% Kern, Anker, Boden, Mantel mit unterschiedlichen Querschnittsflächen
% vorzubegebende Anker-Mantelüberdeckung
% basiert auf NW-Typ FlaAnk3 (statische MK-Berechnung)
%
%
% Inhalt:
% =====
% 1. [PreGeo_FlaAnk_trans]      allgemeiner (Initialisierungs)-Präprozessor zur Magnetkreisgeometrie
% 2. [PreMKGeo_FlaAnk_trans]   spezieller Präprozessor zur Magnetkreisgeometrie (transient)
% 3. [PreNWEl_FlaAnk_trans]   Präprozessor für Magnetkreis-Netzwerkelemente (transient)
% 4. [NetFlaAnk_trans]        Netzwerkmodell: Neukurve, Kern: Flußverdrängung, Rest Wirbelströme

% -----1-----2-----3-----4-----5-----6-----7-----8-----9-----0-----1-----2-----3
[PreGeo_FlaAnk_trans]
% allg. Präprozessor zur Berechn. geometr. Größen für NW-Typ FlaAnk_trans

% Magnetkreis allgemein
del_imax = del_imin+x_Hub

% Kerngeometrie
A_Kern = PI*(r_Ka^2-r_Ki^2)

% Mantelgeometrie
r_Mi = r_Ka+b
r_Ma = r_Mi+d_Man
A_Man = PI*(r_Ma^2-r_Mi^2)

% Ankergeometrie
A_Ank_i = 2*PI*r_Ka*d_Ank_i
r_Ank_MKS = sqrt(k_AM*A_Man/PI+r_Mi^2)
V_Ank = PI*(r_Ank_MKS^2-r_Ki^2)*d_Ank_i
```

```

% Spule
r_Spi = r_Ka+d_SpK_K
r_Spa = r_Mi-d_V
r_Spm = (r_Spa+r_Spi)/2
b_W = r_Spa-r_Spi
h_W = h-2*d_SpK_D
l_Wdgm = 2*PI*r_Spm
A_W = b_W*h_W

% ---1-----2-----3-----4-----5-----6-----7-----8-----9-----0-----1-----2-----+-----3
[PreMKGeo_FlaAnk_trans]
% spezieller Präprozessor zur Berechn. geometr. Hilfsgrößen, die zur Berechn. von Netzwerkelementen für NW-Typ FlaAnk_trans dienen

% Luftspaltgeometrie
delta = del_imax-x
del_i = delta
del_a = delta+del_azus

% Kernegeometrie
A_Kern0 = 0.20*A_Kern
A_Kern1 = 0.20*A_Kern
A_Kern2 = 0.20*A_Kern
A_Kern3 = 0.20*A_Kern
A_Kern4 = 0.20*A_Kern
r_K1 = sqrt(r_Ka^2-A_Kern0/PI)
r_K2 = sqrt(r_K1^2-A_Kern1/PI)
r_K3 = sqrt(r_K2^2-A_Kern2/PI)
r_K4 = sqrt(r_K3^2-A_Kern3/PI)
A_WsK1 = h*(r_Ka-r_K2)
l_WsK1 = 2*PI*r_K1
A_WsK2 = h*(r_K2-r_K3)
l_WsK2 = 2*PI*r_K2
A_WsK3 = h*(r_K3-r_K4)
l_WsK3 = 2*PI*r_K3
A_WsK4 = h*(r_K4-r_K1)
l_WsK4 = 2*PI*r_K4

% Mantelgeometrie
k_AMan = 0.4

```

```

% Ankergeometrie
r_A1 = (r_Ki+r_Ka)/2
r_A2 = r_Ka+0.25*b
r_A3 = r_Ka+0.50*b
r_A4 = r_Ka+0.75*b
k_dAnk = 0.4
d_Ank0 = k_dAnk*d_Ank_i
d_Ank1 = (1-k_dAnk)*d_Ank_i
d_AnkWs = 1.00*d_Ank_i

% Bodengeometrie
r_B1 = (r_Ki+r_Ka)/2
r_B2 = r_Ka+0.25*b
r_B3 = r_Ka+0.50*b
r_B4 = r_Ka+0.75*b
r_B5 = (r_Mi+r_Ma)/2
k_dBod = 0.4
d_Bod0 = k_dBod*d_Bod_i
d_Bod1 = (1-k_dBod)*d_Bod_i
d_BodWs = 1.00*d_Bod_i

%
-----1-----2-----3-----4-----5-----6-----7-----8-----9-----0-----1-----2-----3

[PreNwEl_FlaAnk_trans]
% Präprozessor zur Berechnung von Netzwerk-Hilfsgrößen für NW-Typ FlaAnk_trans

% Kern
l_WirbK1 = kappa_Kern*A_Wsk1/l_Wsk1
l_WirbK2 = kappa_Kern*A_Wsk2/l_Wsk2
l_WirbK3 = kappa_Kern*A_Wsk3/l_Wsk3
l_WirbK4 = kappa_Kern*A_Wsk4/l_Wsk4
% Mantel
l_WirbM = kappa_Man*h*d_ManWs/(2*PI*r_Mi)
% Anker
f_WsA = kappa_Ank*d_AnkWs/PI
% Boden
f_WsB = kappa_Bod*d_BodWs/PI
% Spule
r_Streu = ln(r_Mi/r_Ka)/(2*PI*MU0*h)

```

```

% -----1-----2-----3-----4-----5-----6-----7-----8-----9-----0-----1-----2-----+-----3
[NetFlaAnk_trans]
% transientes Netzwerk Typ FlaAnk_trans
% Neukurve, mit Wirbelströmen, Kern mit Flussverdrängung

% Luftspalt
% innen
R_dela1 K6 A1 R Wert=del_i/MU0/A_Kern
R_deli2 K5 A3 R Modell=WRAGU; Rinnen=r_Ka; Raussen=r_Ka+1.5*del_i; Abstand=del_i
% außen
R_dela1 M5 A5 R Modell=WRIGU; Rinnen=r_Mi-r_Ma+r_Ank_MKS; Raussen=r_Mi; Abstand=del_a
R_dela2 M61 A71 R Wert=del_a/MU0/k_AM/A_Man
R_dela3 M62 A72 R Modell=WRAGU; Rinnen=r_Ank_MKS; Raussen=r_Ma; Abstand=del_a
R_dela41 M5 L1 R Modell=WRAD; Rinnen=r_Ma; Raussen=r_Ma+del_a+0.5*(r_Ma-r_Ank_MKS); Abstand=del_a
R_dela42 L1 A72 R Wert=ln(r_Ma/r_Ank_MKS)/PI/MU0/d_Ank_i

% Kern
% Flußleitstück Kern1
R_Kern10 K1 K2 RNILI Material=Kern#B-H-Kennlinie, Laenge=0.22*h, Flaechе=A_Kern0
R_Kern11 K11 K2 RNILI Material=Kern#B-H-Kennlinie, Laenge=0.22*h+d_Bod_i/2, Flaechе=A_Kern1
R_Kern12 K12 K2 RNILI Material=Kern#B-H-Kennlinie, Laenge=0.22*h+d_Bod_i/2, Flaechе=A_Kern2
R_Kern13 K13 K2 RNILI Material=Kern#B-H-Kennlinie, Laenge=0.22*h+d_Bod_i/2, Flaechе=A_Kern3
R_Kern14 K14 K2 RNILI Material=Kern#B-H-Kennlinie, Laenge=0.22*h+d_Bod_i/2, Flaechе=A_Kern4
L_Kern11 K1 K11 L Wert=0.22*I_WirbK1
L_Kern12 K11 K12 L Wert=0.22*I_WirbK2
L_Kern13 K12 K13 L Wert=0.22*I_WirbK3
L_Kern14 K13 K14 L Wert=0.22*I_WirbK4
% Flußleitstück Kern2
R_Kern20 K2 K3 RNILI Material=Kern#B-H-Kennlinie, Laenge=0.39*h, Flaechе=A_Kern0
R_Kern21 K21 K3 RNILI Material=Kern#B-H-Kennlinie, Laenge=0.39*h, Flaechе=A_Kern1
R_Kern22 K22 K3 RNILI Material=Kern#B-H-Kennlinie, Laenge=0.39*h, Flaechе=A_Kern2
R_Kern23 K23 K3 RNILI Material=Kern#B-H-Kennlinie, Laenge=0.39*h, Flaechе=A_Kern3
R_Kern24 K24 K3 RNILI Material=Kern#B-H-Kennlinie, Laenge=0.39*h, Flaechе=A_Kern4
L_Kern21 K2 K21 L Wert=0.39*I_WirbK1
L_Kern22 K21 K22 L Wert=0.39*I_WirbK2
L_Kern23 K22 K23 L Wert=0.39*I_WirbK3
L_Kern24 K23 K24 L Wert=0.39*I_WirbK4
%

```



```

% Flußleitstück Kern3
R_Kern30 K3 K4 RNILI Material=Kern#B-H-Kennlinie, Laenge=0.28*h, Flaechе=A_Kern0
R_Kern31 K31 K4 RNILI Material=Kern#B-H-Kennlinie, Laenge=0.28*h, Flaechе=A_Kern1
R_Kern32 K32 K4 RNILI Material=Kern#B-H-Kennlinie, Laenge=0.28*h, Flaechе=A_Kern2
R_Kern33 K33 K4 RNILI Material=Kern#B-H-Kennlinie, Laenge=0.28*h, Flaechе=A_Kern3
R_Kern34 K34 K4 RNILI Material=Kern#B-H-Kennlinie, Laenge=0.28*h, Flaechе=A_Kern4
L_Kern31 K3 K31 L Wert=0.28*1_WirbK1
L_Kern32 K31 K32 L Wert=0.28*1_WirbK2
L_Kern33 K32 K33 L Wert=0.28*1_WirbK3
L_Kern34 K33 K34 L Wert=0.28*1_WirbK4
%
% Flußleitstück Kern4
R_Kern40 K4 K5 RNILI Material=Kern#B-H-Kennlinie, Laenge=0.11*h, Flaechе=A_Kern0
R_Kern41 K41 K5 RNILI Material=Kern#B-H-Kennlinie, Laenge=0.11*h, Flaechе=A_Kern1
R_Kern42 K42 K5 RNILI Material=Kern#B-H-Kennlinie, Laenge=0.11*h, Flaechе=A_Kern2
R_Kern43 K43 K5 RNILI Material=Kern#B-H-Kennlinie, Laenge=0.11*h, Flaechе=A_Kern3
R_Kern44 K44 K5 RNILI Material=Kern#B-H-Kennlinie, Laenge=0.11*h, Flaechе=A_Kern4
L_Kern41 K4 K41 L Wert=0.11*1_WirbK1
L_Kern42 K41 K42 L Wert=0.11*1_WirbK2
L_Kern43 K42 K43 L Wert=0.11*1_WirbK3
L_Kern44 K43 K44 L Wert=0.11*1_WirbK4
%
% Flußleitstück Kern5
R_Kern5 K5 K6 RNILI Material=Kern#B-H-Kennlinie, Laenge=del_azus, Flaechе=A_Kern
% Anker
% Flußleitstück Anker1
R_Ank1 A1 A2 RNILI Material=Anker#B-H-Kennlinie, Laenge=d_Ank_i/2, Flaechе=A_Kern
%
% Flußleitstück Anker2
R_Ank20 A1 A3 RNILI Material=Anker#B-H-Kennlinie, Laenge=r_A2-r_Ka, Flaechе=2*PI*r_Ka*d_Ank0
R_Ank21 A2 A21 RNILI Material=Anker#B-H-Kennlinie, Laenge=r_A2-r_A1, Flaechе=2*PI*r_Ka*d_Ank1
L_Ank2 A21 A3 L Wert=f_Wsa*(r_A2-r_A1)/(r_A2+r_A1)
%
% Flußleitstück Anker3
R_Ank30 A3 A4 RNILI Material=Anker#B-H-Kennlinie, Laenge=r_A3-r_A2, Flaechе=2*PI*r_A2*d_Ank0
R_Ank31 A3 A31 RNILI Material=Anker#B-H-Kennlinie, Laenge=r_A3-r_A2, Flaechе=2*PI*r_A2*d_Ank1
L_Ank3 A31 A4 L Wert=f_Wsa*(r_A3-r_A2)/(r_A3+r_A2)
%
% Flußleitstück Anker4

```

```

% Flußleitstück Anker6
R_Ank61 A6 A71 RNILI Material=Anker#B-H-Kennlinie, Laenge=0.10*d_Ank_i, Flaeche=k_AM*A_Man
R_Ank62 A6 A72 RNILI Material=Anker#B-H-Kennlinie, Laenge=r_Ank_MKS-r_Mi, Flaeche=2*PI*r_Ank_MKS*0.90*d_Ank_i

% Mantel
% Flußleitstück Man1
R_Man10 M1 M10 RNILI Material=Mantel#B-H-Kennlinie, Laenge=0.22*h, Flaeche=A_Man0
R_Man11 M1 M11 RNILI Material=Mantel#B-H-Kennlinie, Laenge=0.22*h+d_Bod_i/2, Flaeche=A_Man1
L_Man1 M11 M10 L Wert=0.22*I_WirbM
T_Man1 M10 M2 V 0.22*Theta_dyn

% Flußleitstück Man2
R_Man20 M2 M20 V 0.39*Theta_dyn
R_Man21 M2 M21 L Wert=0.39*I_WirbM
L_Man2 M20 M21 L Wert=0.39*I_WirbM
T_Man2 M2 M20 V 0.39*Theta_dyn

% Flußleitstück Man3
R_Man30 M3 M30 V 0.28*Theta_dyn
R_Man31 M3 M31 L Wert=0.28*I_WirbM
L_Man3 M30 M31 L Wert=0.28*I_WirbM
T_Man3 M3 M30 V 0.28*Theta_dyn

% Flußleitstück Man4
R_Man40 M4 M40 V 0.11*Theta_dyn
R_Man41 M4 M41 L Wert=0.11*I_WirbM
L_Man4 M40 M41 L Wert=0.11*I_WirbM
T_Man4 M4 M40 V 0.11*Theta_dyn

% Flußleitstück Man5
R_Man51 M5 M61 RNILI Material=Mantel#B-H-Kennlinie, Laenge=0.04*h, Flaeche=k_AM*A_Man
R_Man52 M5 M62 RNILI Material=Mantel#B-H-Kennlinie, Laenge=0.04*h, Flaeche=(1-k_AM)*A_Man

% Boden
% Flußleitstück Boden1
R_Bod10 K1 B2 RNILI Material=Boden#B-H-Kennlinie, Laenge=r_B2-r_Ka, Flaeche=2*PI*r_Ka*d_Bod0
R_Bod11 K1 B11 RNILI Material=Boden#B-H-Kennlinie, Laenge=r_B2-r_B1, Flaeche=2*PI*r_Ka*d_Bod1
L_Bod1 B11 B2 L Wert=f_WSB*(r_B2-r_Ka)/(r_B2+r_Ka)
T_Bod1 B11 B2 L Wert=f_WSB*(r_B2-r_Ka)/(r_B2+r_Ka)

% Flußleitstück Boden2

```

```

% Flußleitstück Boden3
R_Bod30 B3 B4 RNILI Material=Boden#B-H-Kennlinie, Laenge=r_B4-r_B3,
R_Bod31 B3 B31 RNILI Material=Boden#B-H-Kennlinie, Laenge=r_B4-r_B3,
L_Bod3 B31 B4 L Wert=f_WsB*(r_B4-r_B3)/(r_B4+r_B3)
%
% Flußleitstück Boden4
R_Bod40 B4 M1 RNILI Material=Boden#B-H-Kennlinie, Laenge=r_Mi-r_B4,
R_Bod41 B4 B41 RNILI Material=Boden#B-H-Kennlinie, Laenge=r_B5-r_B4,
L_Bod4 B41 M1 L Wert=f_WsB*(r_Mi-r_B4)/(r_Mi+r_B4)
% Streuflußgebiete im Wickeifensterbereich
R_Sp1 K2 M2 R Wert=r_Streu/0.44
R_Sp2 K3 M3 R Wert=r_Streu/0.34
R_Sp3 K4 M4 R Wert=r_Streu/0.22
%
% #####

```

In den Diagrammen der folgenden Abb. An-7 ist der Vergleich des zeitlichen Verlaufs einiger Größen von Simulationsergebnissen und Meßwerten vorgenommen worden, um die Leistungsfähigkeit der Dynamiksimulation des gesamten Systemverhaltens unter Anwendung der Netzwerkmethod für die transiente Magnetfeldberechnung nachzuweisen. Die Simulationsergebnisse und Meßwerte sind für einen Flachankermagneten bei Betrieb an einer Chopper-Endstufe mit Strom-Boost in der Anzugsphase ermittelt worden. Während die Meßergebnisse die realen Gegebenheiten der Chopperung (Zweipunkt-Regelung mit Hysterese) beinhalten, ist in der Simulation mit der Einprägung eines Konstantstromes vorgenommen worden. Demzufolge entstehen auch die Unterschiede in den Phasen der Strom-Chopperung im Spannungsverlauf.

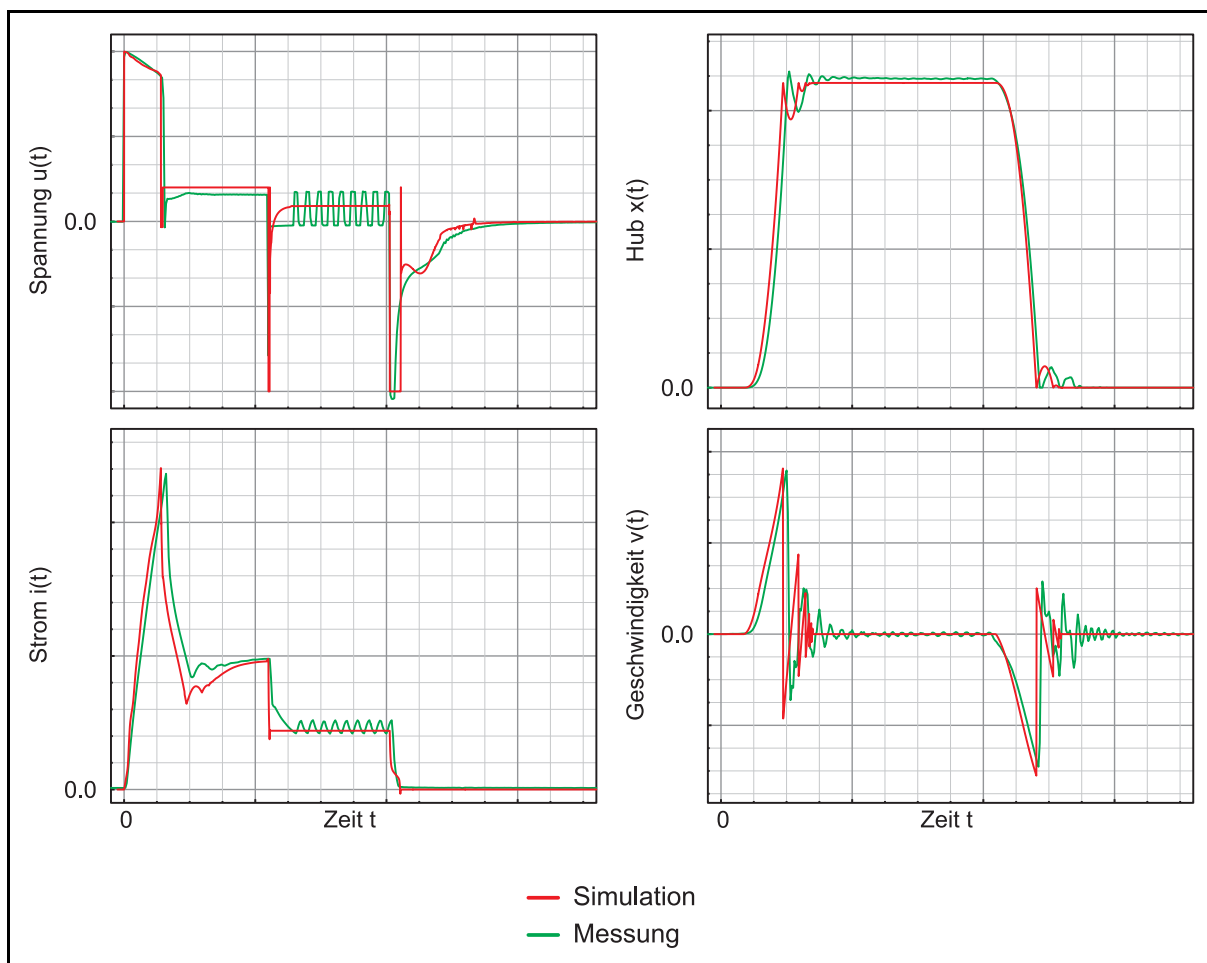


Abb. An-7 Vergleich des zeitlichen Verlaufs einiger Größen von Simulationsergebnissen und Meßwerten am Beispiel eines Flachankermagneten

A.3 Magnetkreismodelle und Netzwerkstrukturen für die Berechnung neutraler zylindrischer Tauchanker- magnete ohne Druckrohr

A.3.1 Geometriemodell

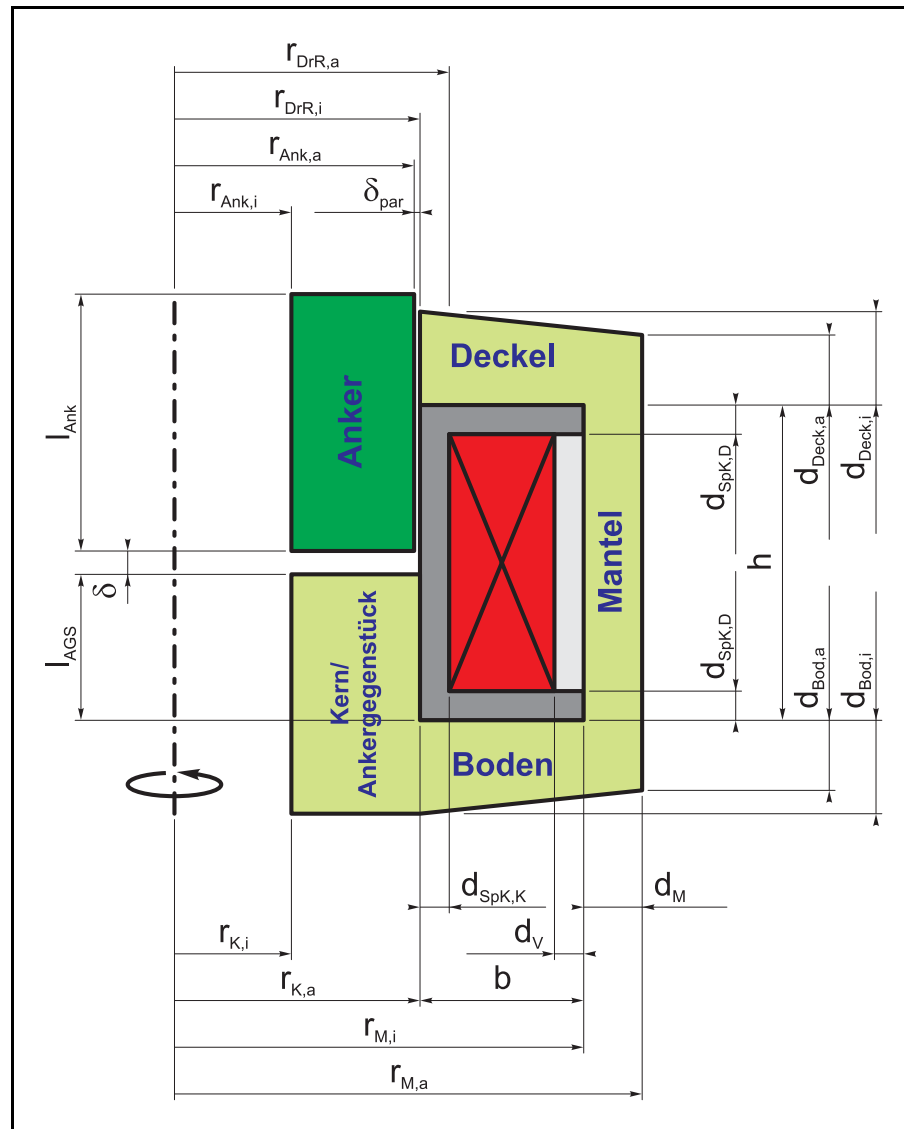


Abb. An-8 Lage der Parameter zur Beschreibung der Geometrie des Magnetkreises eines neutralen zylindrischen Tauchankermagneten ohne Druckrohr (Halbschnitt des Magnetkreismodells)

Die geometriebeschreibenden Parameter des Tauchankermagnetkreises ohne Druckrohr sind aus Abb. An-8 ersichtlich. Damit lassen sich alle in den nachfolgend aufgeführten Netzwerkstrukturmodellen vorkommenden Netzwerkelemente durch ihre jeweilige Bemessungsgleichung beschreiben.

A.3.2 Netzwerkstrukturen für die Berechnung statischer Magnetfelder zylindrischer Tauchankermagnete ohne Druckrohr

einfache Struktur:

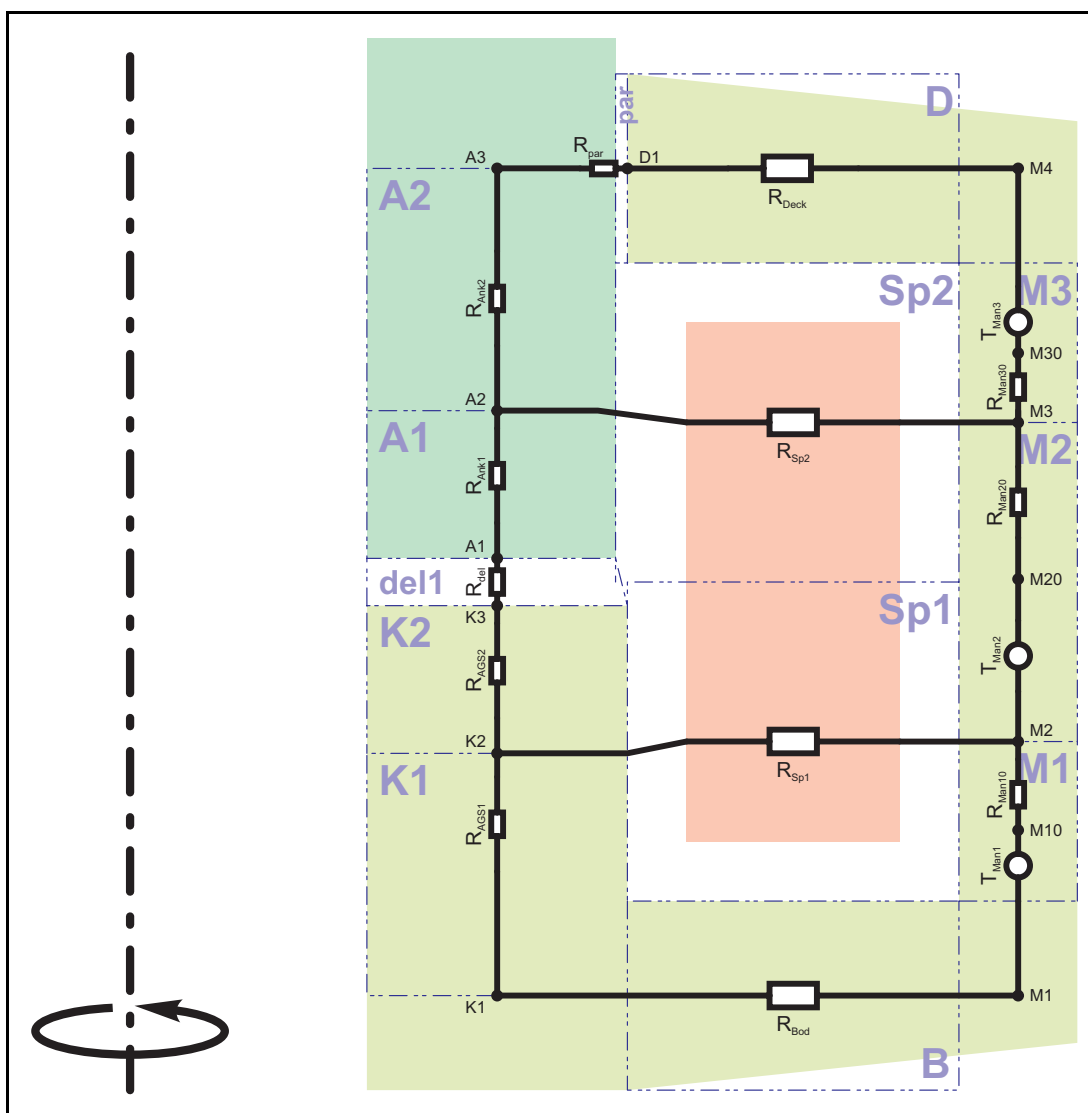


Abb. An-9 einfache Netzwerkstruktur zur Berechnung stationärer Magnetfelder neutraler zylindrischer Tauchankermagnete ohne Druckrohr Typ *TauAnk_oDR_1* (Halbschnitt des Magnetkreismodells)

Eigenschaften, Anwendungseinschränkungen:

- Netzwerk *TauAnk_oDR_1* nach Abb. An-9 in Anlehnung vorhandener Netzwerke aus /FEINDT-1/ zu Testzwecken und ersten Berechnungen mit *SESAM* abgeleitet
- grob gegliederte, aber dafür einfache Netzwerkstruktur (bewirkt kurze Rechenzeit bei der Netzwerk-Lösung)
- unzureichende Berücksichtigung ggf. auftretender partieller Sättigungserscheinungen
- wegen seiner Einschränkungen keine Bedeutung für die Optimierung hochdynamischer Tauchanker-Elektromagnete

verfeinerte Struktur:

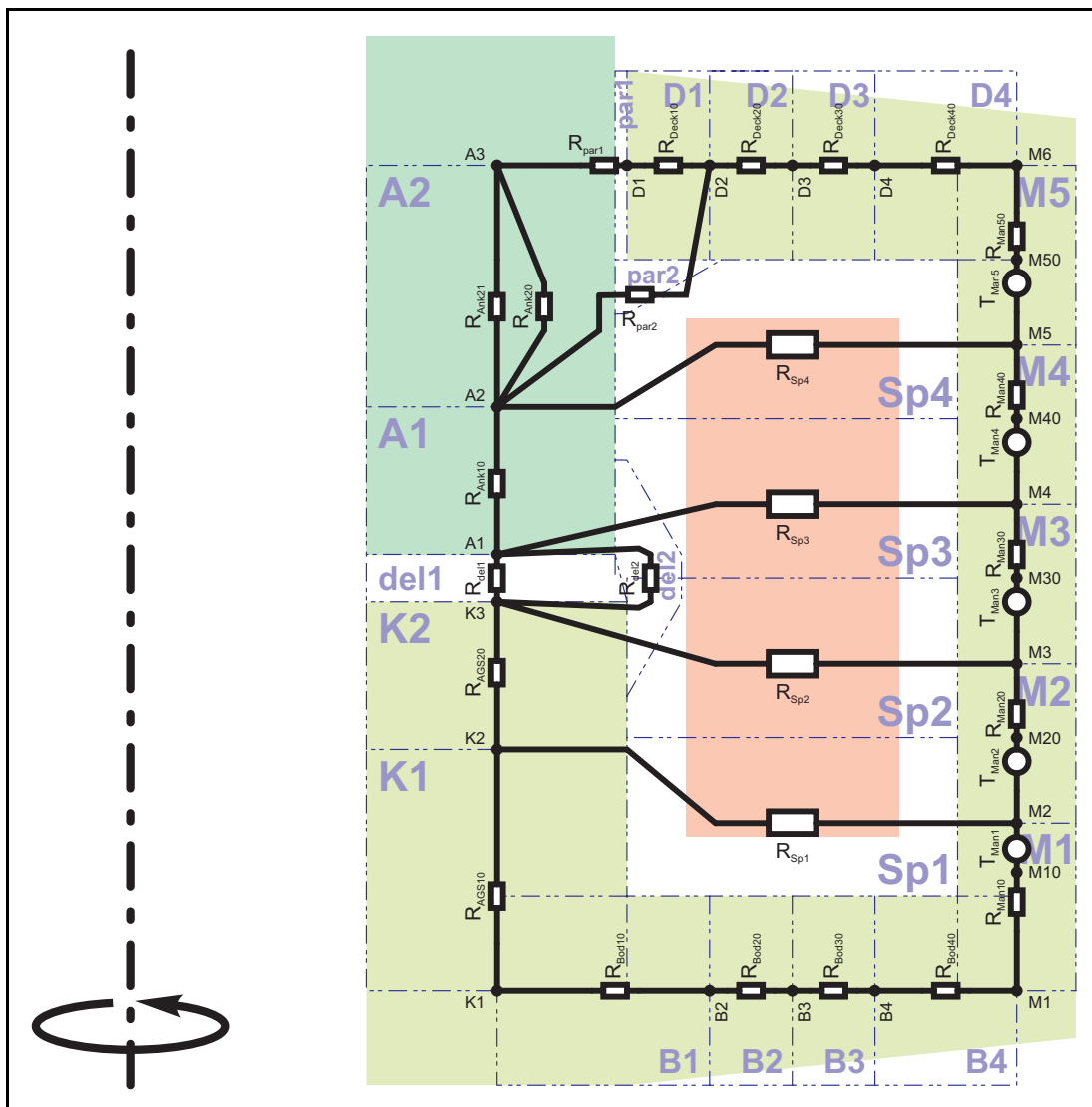


Abb. An-10 verfeinerte Netzwerkstruktur zur Berechnung stationärer Magnetfelder neutraler zylindrischer Tauchankermagnete ohne Druckrohr Typ *TauAnk_oDR_3* (Halbschnitt des Magnetkreismodells)

Eigenschaften, Anwendungseinschränkungen:

- fein gegliederte Netzwerkstruktur
- radiale Abstufung von jeweils vier magnetischen Widerständen in den Radialfeldbereichen *Deckel* und *Boden* (Partielle Sättigungserscheinungen im Eisenmaterial, die z. B. bei Durchflutungs-Boost beim Einschaltvorgang auftreten können und bei Radialfeldern zuerst an der Stelle des Innendurchmessers auftreten, werden somit besser behandelt.)
- gute Konvergenz bei der nichtlinearen Netzwerkberechnung
- vorzugsweise anzuwenden bei
 - unterschiedlichen Eisenmaterialien in den Bereichen *Ankergegenstück*, *Kennlinienbeeinflussung*, *Druckrohr*, *Anker*, *Deckel*, *Boden* und *Mantel*,
 - nicht einheitlichem Magnetflußröhrenquerschnitt in den unterschiedlichen Bereichen des Magnetkreises *Ankergegenstück*, *Kennlinienbeeinflussung*, *Druckrohr*, *Anker*, *Deckel*, *Boden* und *Mantel*
- wegen erhöhter Netzwerkelementanzahl längere Rechenzeit gegenüber Typ *TauAnk_oDR_1*

A.3.3 Netzwerkstrukturen für die Berechnung des stationären thermischen Verhaltens zylindrischer Tauchankermagnete ohne Druckrohr

einfache Struktur:

siehe Abb. An-11 auf S. XXIV

Eigenschaften, Anwendungseinschränkungen:

- Netzwerk *TauAnk_oDR_therm_1* nach Abb. An-11 in Anlehnung vorhandener Netzwerke aus /FEINDT-1/ zu Testzwecken und ersten Berechnungen mit *SESAM* abgeleitet
- grob gegliederte, aber dafür einfache Netzwerkstruktur (bewirkt kurze Rechenzeit bei der Netzwerk-Lösung)
- geometrisch kompliziert strukturierte Übergangsbedingungen für Wärmetransport über die Magnetkreisoberfläche schwierig modellierbar

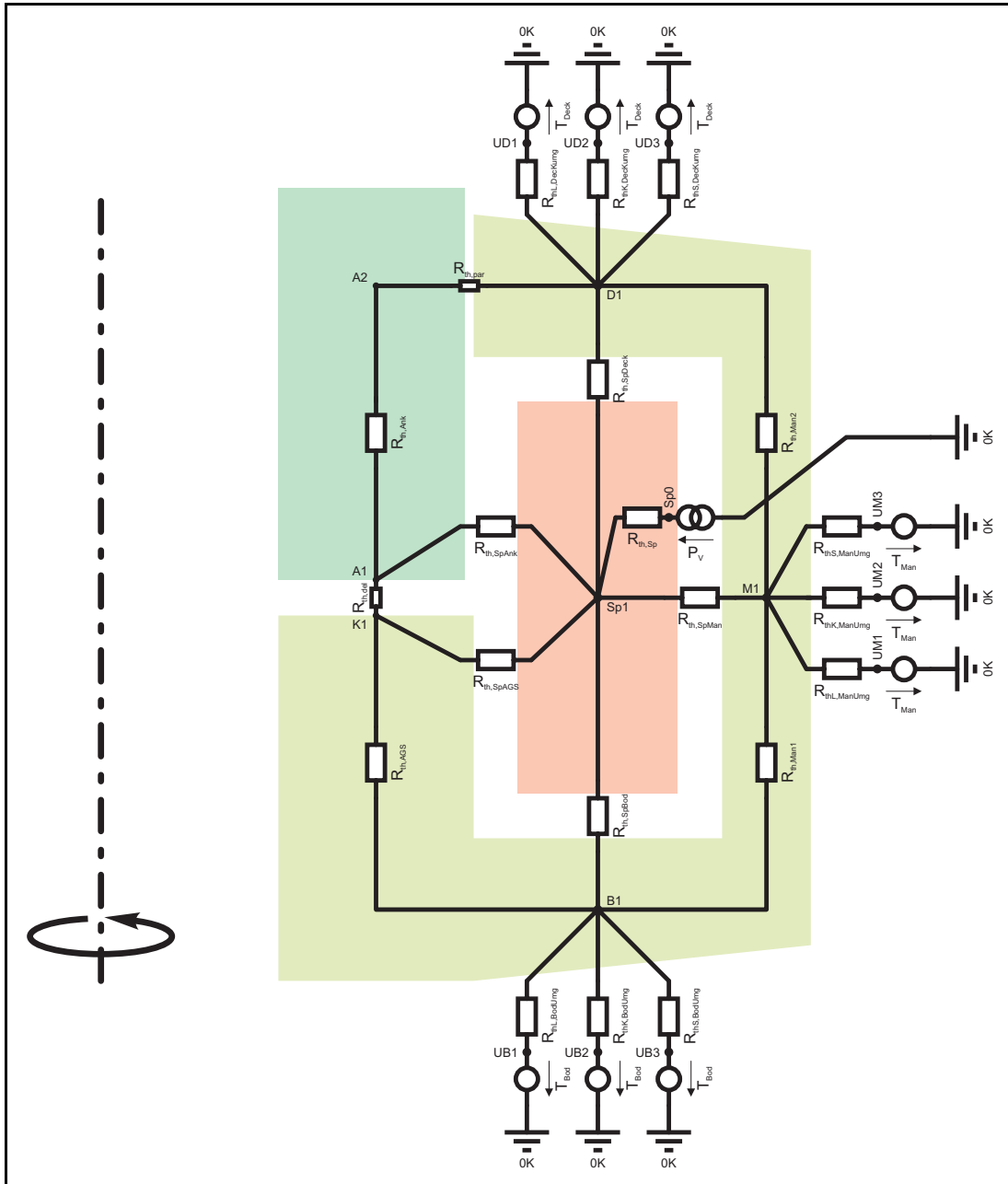


Abb. An-11 einfache allgemeine Netzwerkstruktur zur Berechnung des stationären thermischen Verhaltens neutraler zylindrischer Tauchankermagnete ohne Druckrohr
 Typ *TauAnk_oDR_therm_1* (Halbschnitt des Magnetkreismodells)

verfeinerte Struktur:

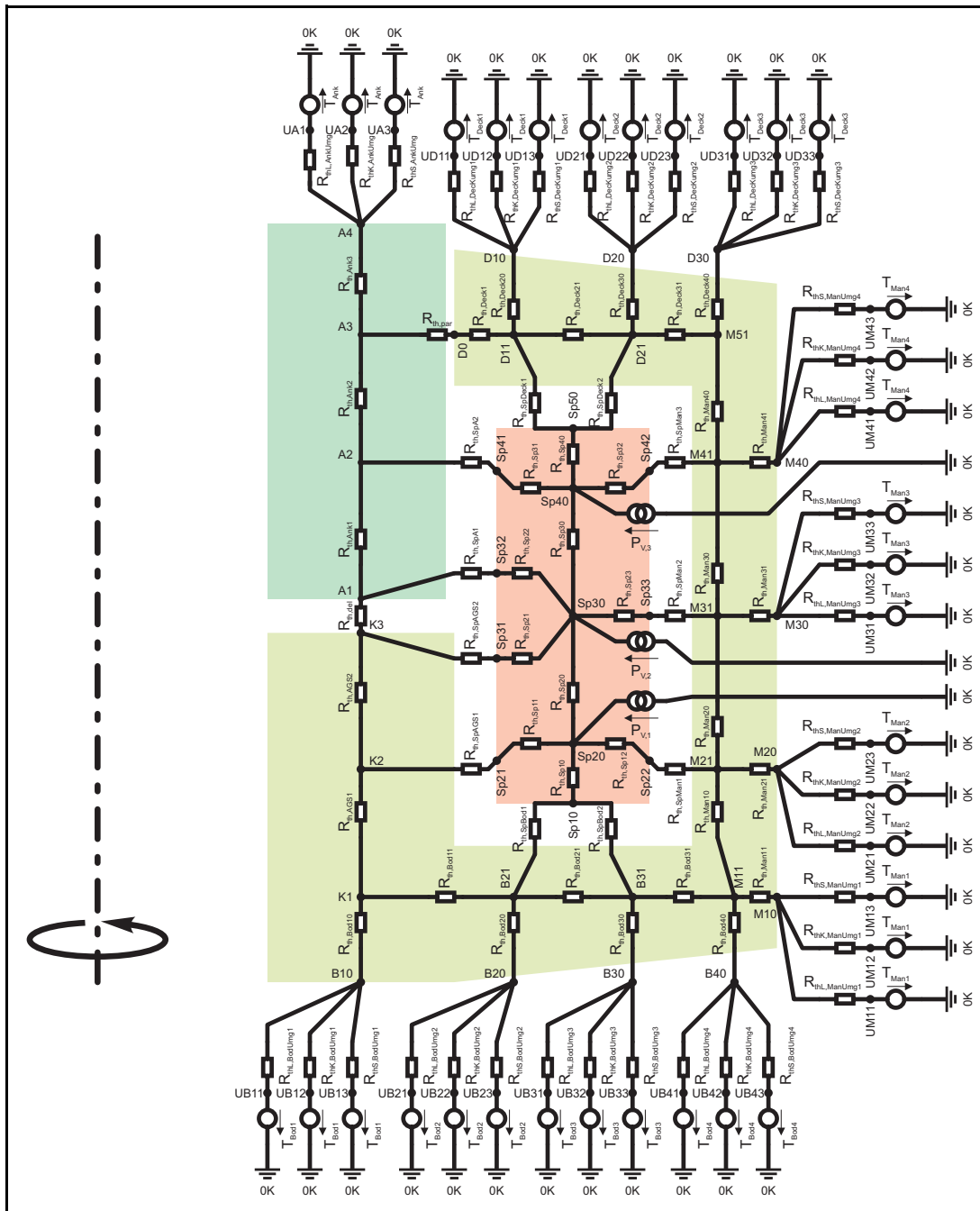


Abb. An-12 verfeinerte allgemeine Netzwerkstruktur zur Berechnung des stationären thermischen Verhaltens neutraler zylindrischer Tauchankermagnete ohne Druckrohr
 Typ *TauAnk_oDR_therm_2* (Halbschnitt des Magnetkreismodells)

Eigenschaften, Anwendungseinschränkungen:

- Netzwerk *TauAnk_oDR_therm_2* nach Abb. An-12 aus dem Netzwerk Typ *TauAnk_oDR_therm_1* abgeleitet
- fein gegliederte Netzwerkstruktur (bewirkt größere Rechenzeit bei der Netzwerk-Lösung)

gegenüber *TauAnk_oDR_therm_1*)

- geometrisch kompliziert strukturierte Übergangsbedingungen (z. B. partielle Anflanschung) für Wärmetransport über die Magnetkreisoberfläche modellierbar

A.3.4 Netzwerkstrukturen für die Berechnung transienter Magnetfelder zylindrischer Tauchankermagnete ohne Druckrohr

Struktur:

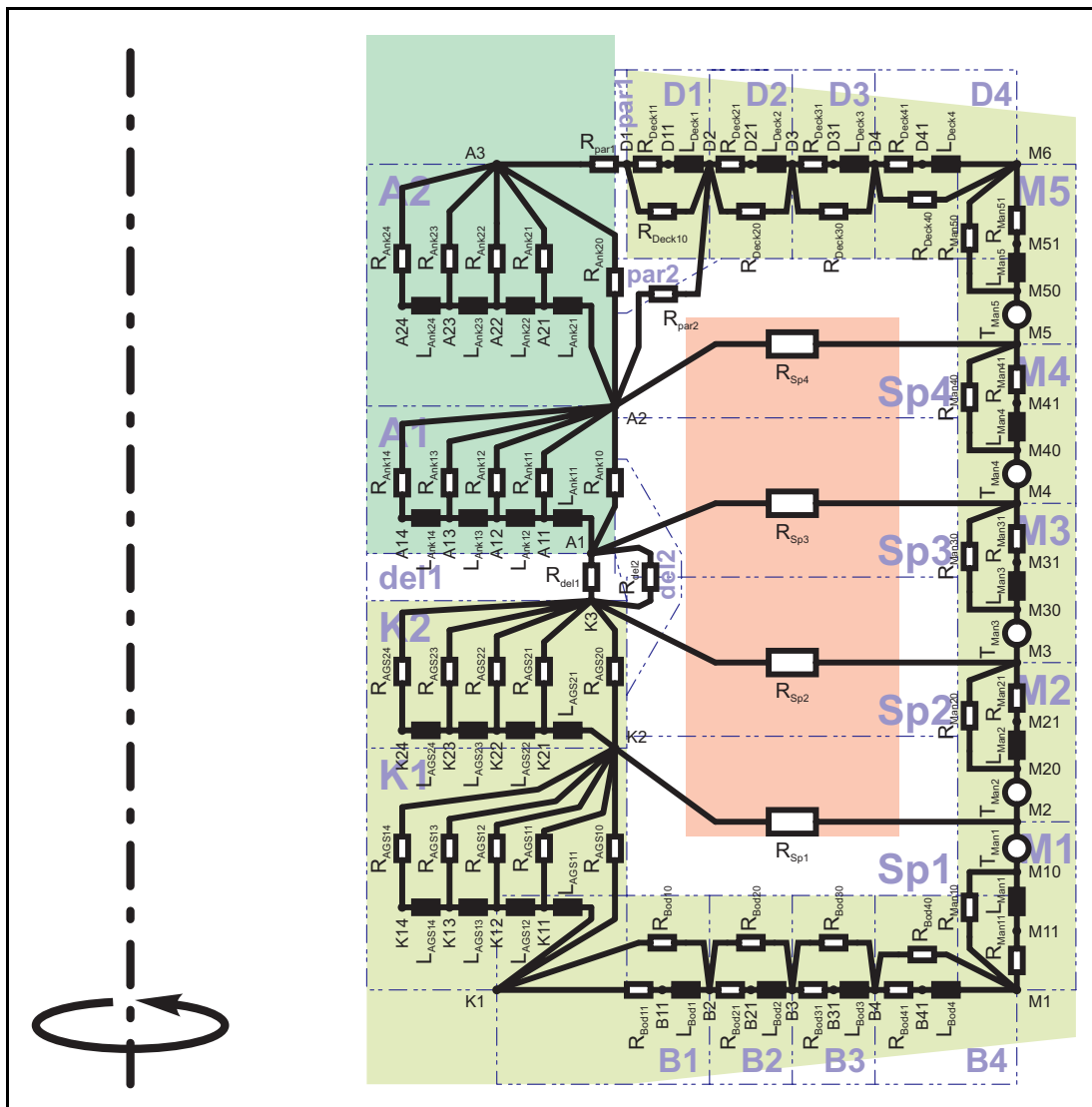


Abb. An-13 Netzwerkstruktur zur Berechnung transienter Magnetfelder neutraler zylindrischer Tauchankermagnete ohne Druckrohr
Typ *TauAnk_oDR_trans* (Halbschnitt des Magnetkreismodells)

Eigenschaften, Anwendungseinschränkungen:

- Netzwerk *TauAnk_oDR_trans* nach Abb. An-13 aus dem Netzwerk Typ *TauAnk_oDR_3* abgeleitet durch Ergänzen der Schaltelemente für zeitabhängige Magnetflußberechnung

A.4 Magnetkreismodelle und Netzwerkstrukturen für die Berechnung neutraler zylindrischer Tauchanker-magnete mit Druckrohr und Kennlinienbeeinflussung

A.4.1 Geometriemodell

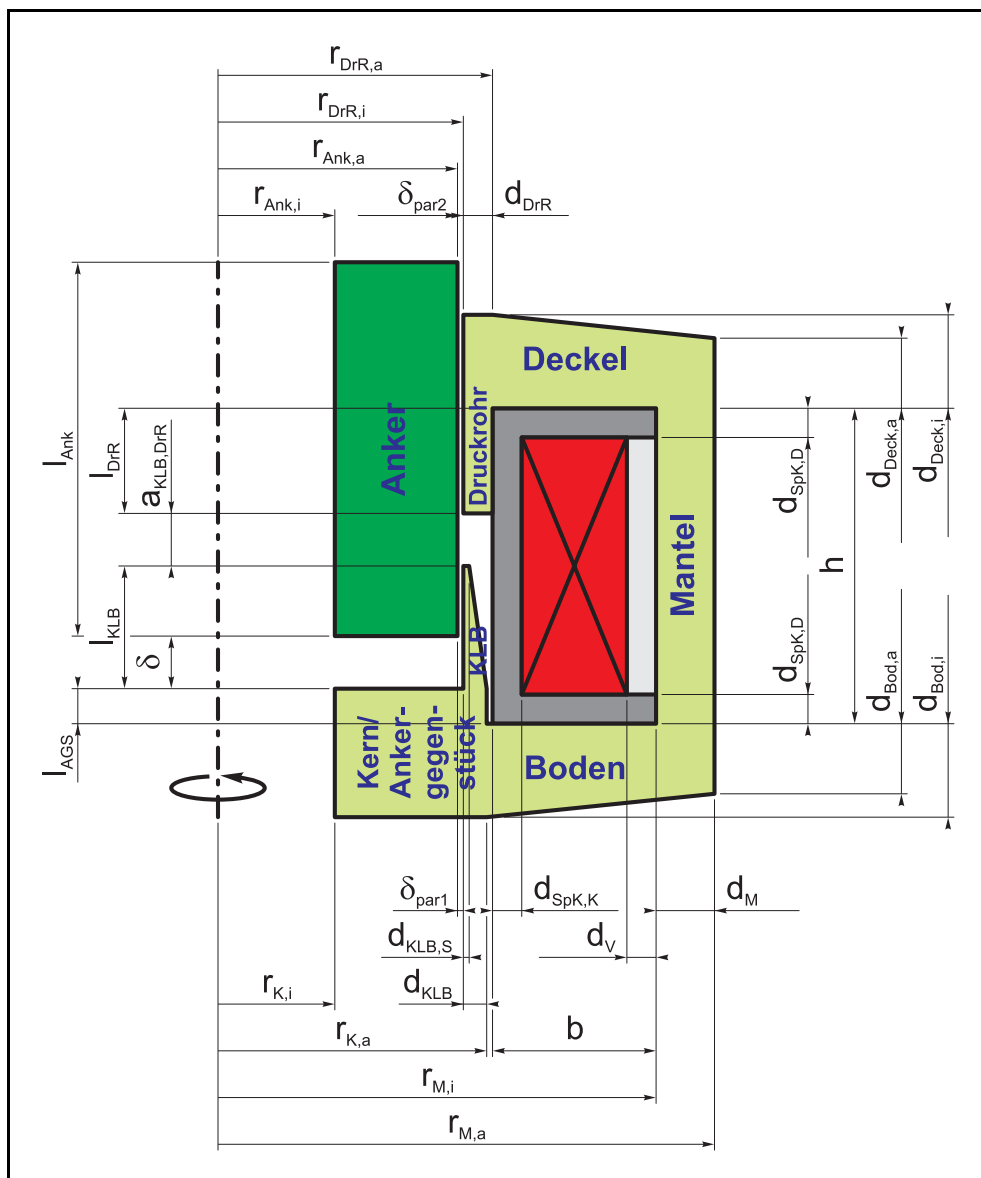


Abb. An-14 Lage der Parameter zur Beschreibung der Geometrie des Magnetkreises eines neutralen zylindrischen Tauchankermagneten mit Druckrohr und Kennlinienbeeinflussung (Halbschnitt des Magnetkreismodells)

Die geometriebeschreibenden Parameter des Tauchankermagnetkreises mit Druckrohr und Kennlinienbeeinflussung sind aus Abb. An-14 ersichtlich. Damit lassen sich alle in den nachfolgend aufgeführten Netzwerkstrukturmodellen vorkommenden Netzwerkelemente durch ihre jeweilige Bemessungsgleichung beschreiben.

A.4.2 Netzwerkstrukturen für die Berechnung statischer Magnetfelder zylindrischer Tauchankermagnete mit Druckrohr und Kennlinienbeeinflussung

einfache Struktur:

siehe Abb. An-15 auf S. XXXI

Eigenschaften, Anwendungseinschränkungen:

- Netzwerk *TauAnk_mDR_KLB_1* nach Abb. An-15 aus dem Netzwerk Typ *TauAnk_oDR_1* (siehe Abb. An-9 auf S. XXII) durch Ergänzen der Netzwerk-Zweige für die Bereiche *Kennlinienbeeinflussung* und *Druckrohr* abgeleitet
- grob gegliederte, aber dafür einfache Netzwerkstruktur (bewirkt kurze Rechenzeit bei der Netzwerk-Lösung)
- unzureichende Berücksichtigung ggf. auftretender partieller Sättigungserscheinungen
- wegen seiner Einschränkungen keine Bedeutung für die Optimierung hochdynamischer Tauchanker-Elektromagnete
- Eine besondere Bedeutung haben die Netzwerkelemente in den Bereichen *del2 ... del4*, *KLB_DrR*, *KLB1 ... KLB3*, *A1* und *A2*. Sie sind für die Gestalt der Kraft-Weg-Kennlinien verantwortlich. Unterschiedlichen Ankerpositionen können sich dabei quantitativ extrem auf die Netzwerkelemente in den o.g. Bereichen auswirken. Besonders in den “Extrem”positionen des Ankers δ_{min} bzw. δ_{max} können einige geometrische Parameter der Bemessungsgleichungen der magnetischen Netzwerkelemente verschwindend kleine Werte annehmen bzw. zu Null werden. Es ist dann das Verfahren aus dem Abschnitt *Behandlung extremer Modellstrukturänderungen bei Variation der Magnetkreisgeometrie* (S. 16ff) anzuwenden.

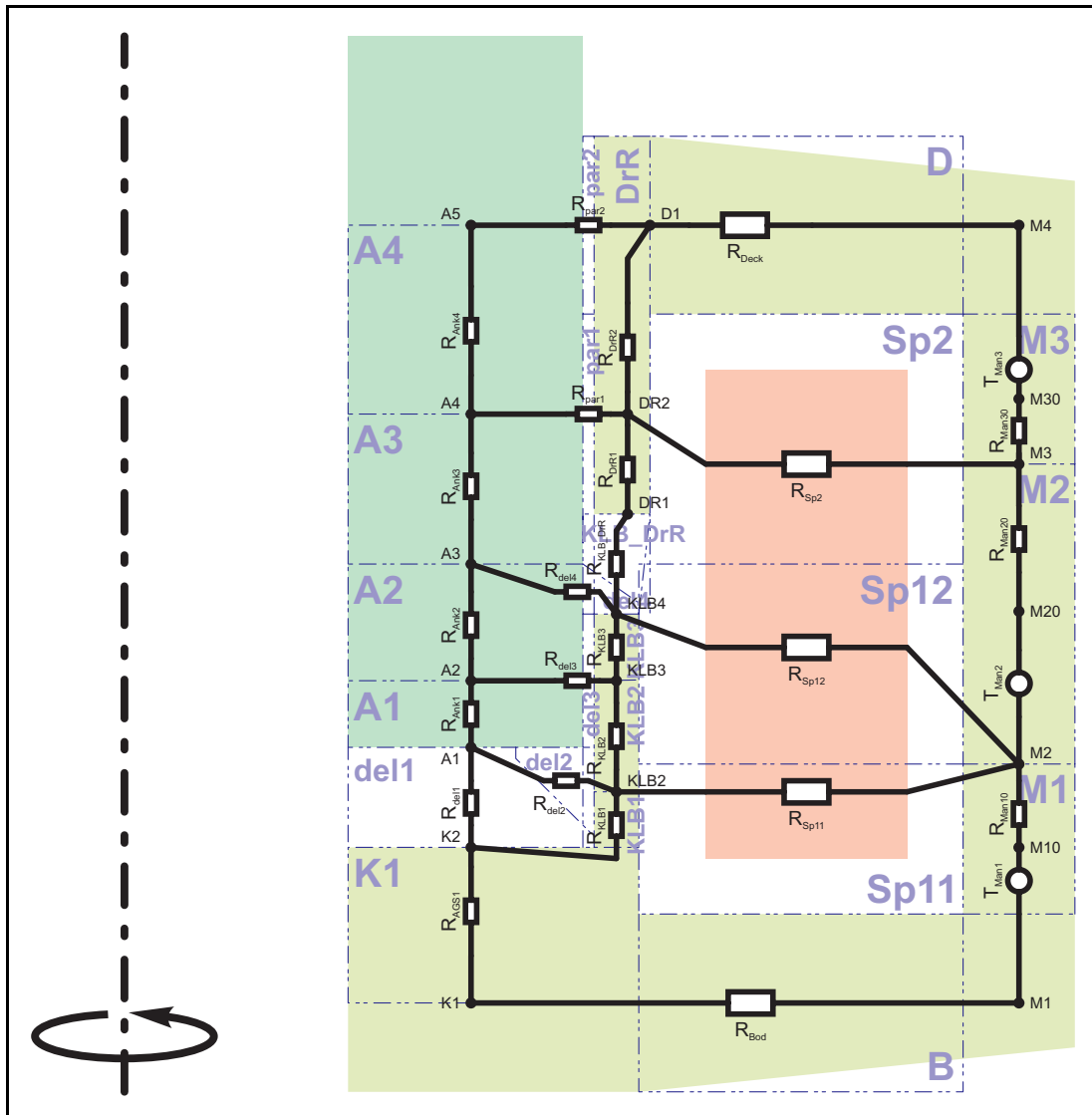


Abb. An-15 einfache Netzwerkstruktur zur Berechnung stationärer Magnetfelder neutraler zylindrischer Tauchankermagnete mit Druckrohr und Kennlinienbeeinflussung
 Typ *TauAnk_mDR_KLB_1* (Halbschnitt des Magnetkreismodells)

verfeinerte Struktur:

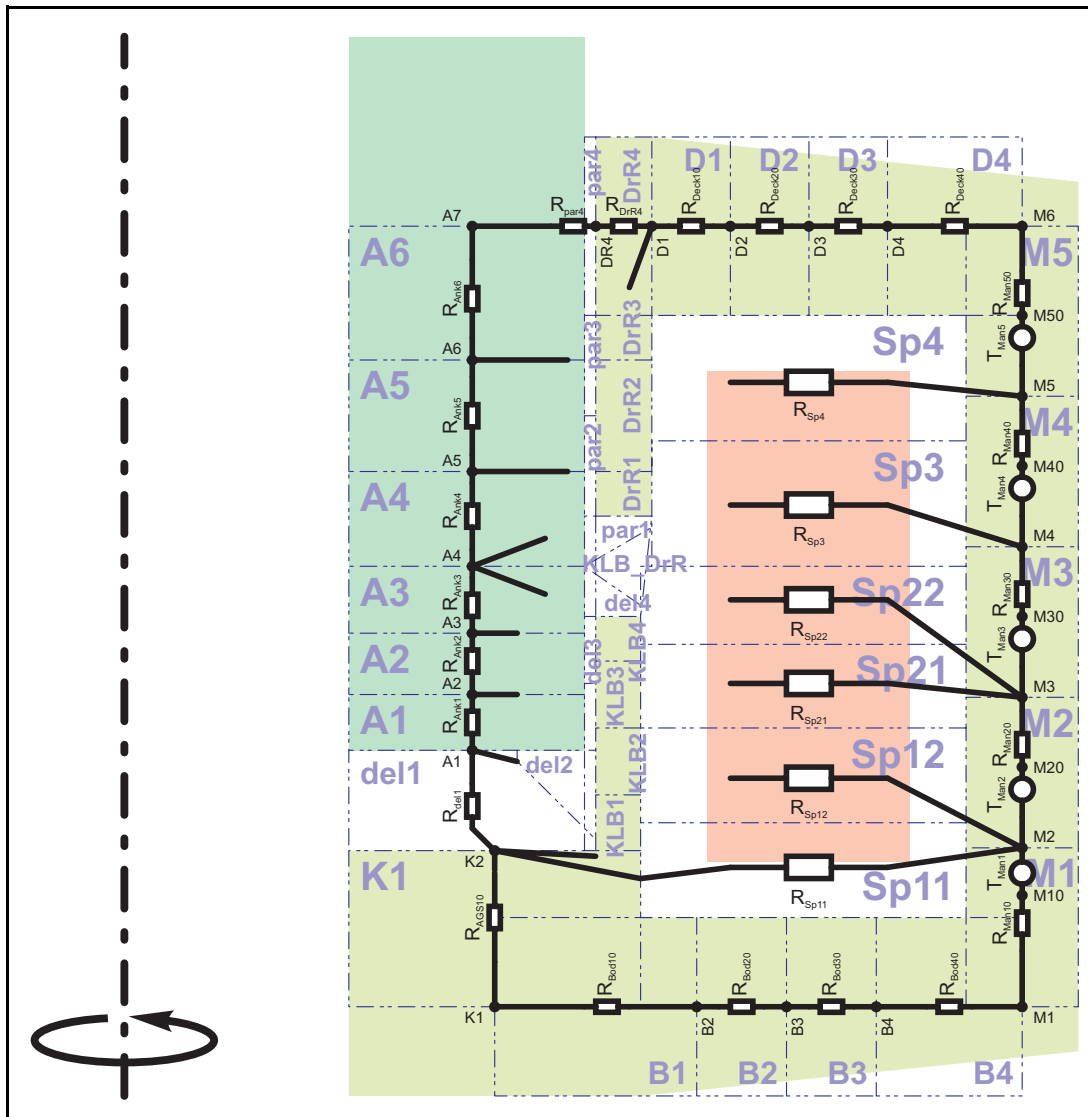


Abb. An-16 verfeinerte Netzwerkstruktur zur Berechnung stationärer Magnetfelder neutraler zylindrischer Tauchankermagnete mit Druckrohr und Kennlinienbeeinflussung
 Typ *TauAnk_mDR_KLB_3* (Halbschnitt des Magnetkreismodells)
 a) Bereich *Deckel-Mantel-Boden*

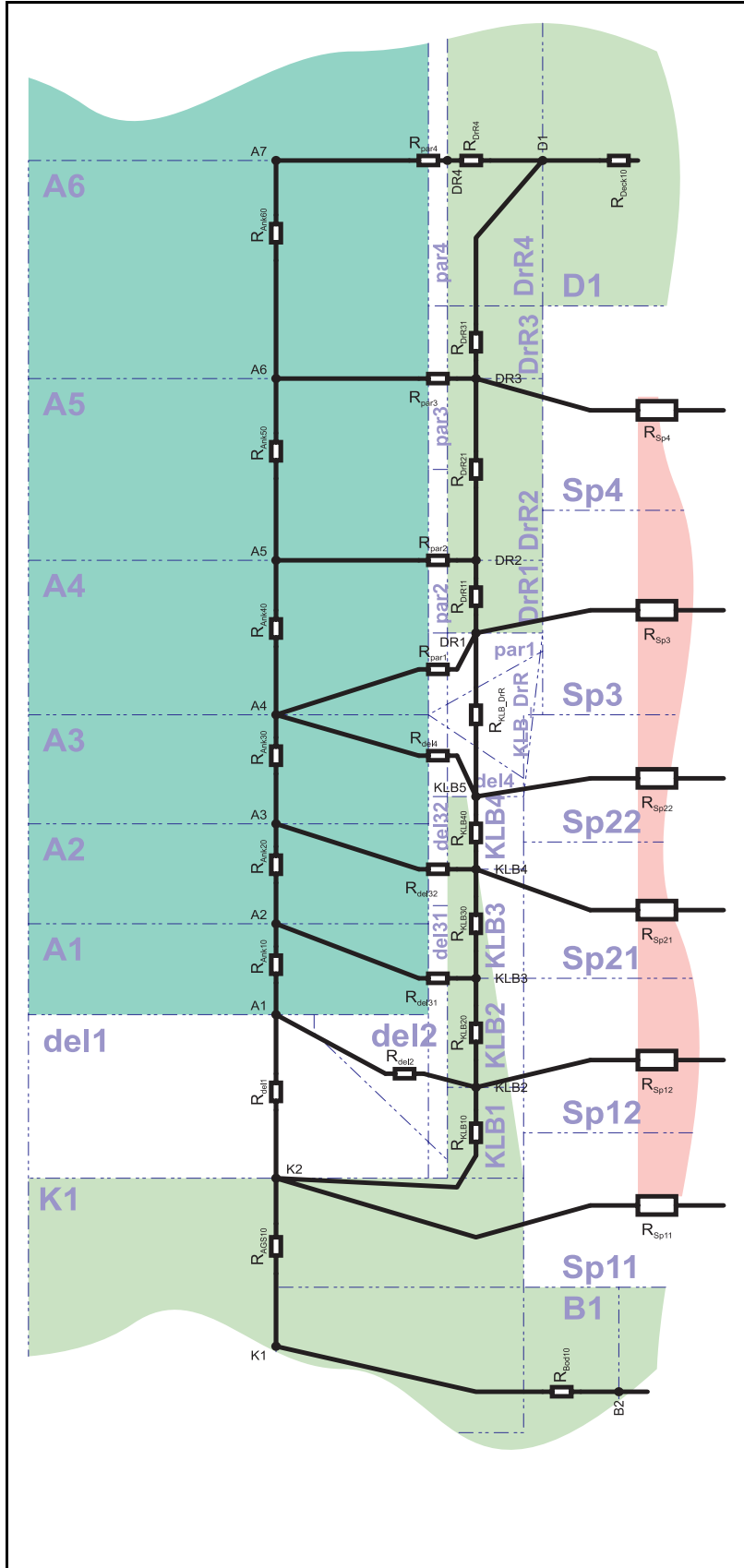


Abb. An-16 verfeinerte Netzwerkstruktur zur Berechnung stationärer Magnetfelder neutraler Tauchermagnete mit Druckrohr und Kennlinienbeeinflussung
 Typ *TauAnk_mDR_KLB_3* (Halbschnitt des Magnetkreismodells)
 b) Bereich *Ankergegenstück-Kennlinienbeeinflussung-Luftspalt-Anker*

Eigenschaften, Anwendungseinschränkungen:

- fein gegliederte Netzwerkstruktur
- radiale Abstufung von jeweils vier magnetischen Widerständen in den Radialfeldbereichen Deckel und *Boden* (Partielle Sättigungserscheinungen im Eisenmaterial, die z. B. bei Durchflutungs-Boost beim Einschaltvorgang auftreten können und bei Radialfeldern zuerst an der Stelle des Innendurchmessers auftreten, werden somit besser behandelt.)
- gute Konvergenz bei der nichtlinearen Netzwerkberechnung
- vorzugsweise anzuwenden bei
 - unterschiedlichen Eisenmaterialien in den Bereichen *Ankergegenstück, Kennlinienbeeinflussung, Druckrohr, Anker, Deckel, Boden* und *Mantel*,
 - nicht einheitlichem Magnetflußröhrenquerschnitt in den unterschiedlichen Bereichen des Magnetkreises *Ankergegenstück, Kennlinienbeeinflussung, Druckrohr, Anker, Deckel, Boden* und *Mantel*
- wegen erhöhter Netzwerkelementanzahl längere Rechenzeit gegenüber Typ *TauAnk_mDR_KLB_1*
- Eine besondere Bedeutung haben die Netzwerkelemente in den Bereichen *del2 ... del4, KLB_DrR, KLB1 ... KLB4, A1 ... A3*. Sie sind für die Gestalt der Kraft-Weg-Kennlinien verantwortlich. Unterschiedlichen Ankerpositionen können sich dabei quantitativ extrem auf die Netzwerkelemente in den o.g. Bereichen auswirken. Besonders in den “Extrem”positionen des Ankers δ_{min} bzw. δ_{max} können einige geometrische Parameter der Bemessungsgleichungen der magnetischen Netzwerkelemente verschwindend kleine Werte annehmen bzw. zu Null werden. Es ist dann das Verfahren aus dem Abschnitt *Behandlung extremer Modellstrukturänderungen bei Variation der Magnetkreisgeometrie* (S. 16ff) anzuwenden.

Beispiel-Skript für *SESAM*

```
#####
% neutraler Flachanker-Topfmagnet Typ TauAnk3
%
% Gültigkeitsbereich:
% =====
% neutraler Tauchanker-Topfmagnet (zylindrisch) mit Druckrohr und Kennlinienbeeinflussung mit translatorischer Ankerbewegung
% Materialmix für Kern (AGS), Anker, Druckrohr, KLB, Boden, Deckel, Mantel möglich
% Kern (AGS), Anker, Boden, Deckel, Mantel mit unterschiedlichen Querschnittsflächen
%
% Inhalt:
% =====
% 1. [PreGeo_TauAnk3] allgemeiner (Initialisierungs)-Präprozessor zur Magnetkreisgeometrie
% 2. [PreMKGeo_TauAnk3] spezieller Präprozessor zur Magnetkreisgeometrie (statisch)
% 3. [PreNwEl_TauAnk3] Präprozessor für Magnetkreis-Netzwerkelemente (statisch)
% 4. [NetTauAnk3] Netzwerkmodell
%
% -----1-----2-----3-----4-----5-----6-----7-----8-----9-----0-----1-----2-----3-----
[PreGeo_TauAnk3]
% allg. Präprozessor zur Berechn. geometr. Größen für NW-Typ TauAnk3

% Magnetkreis allgemein
del_max = del_min+x_Hub

% Kennlinienbeeinflussung
r_KLBi = r_Aa+del_par1
r_KLBA = r_KLBi+d_KLB
A_KLb = PI*(r_KLBA^2-r_KLBi^2)

% Kerngeometrie (Ankergegenstück)
r_Ka = r_KLBA
l_AGS = (h-del_max)*relh_AGS
A_AGS = PI*(r_Ka^2-r_Ki^2)

% Druckrohr
r_DrRi = r_Aa+del_par2
r_DrRa = r_DrRi+d_DrR
A_DrR = PI*(r_DrRa^2-r_DrRi^2)
l_DrR = h-l_AGS-l_KLB-h_KLB_DrR
```

```

% Ankergeometrie
A_Ank = PI*(r_Aa^2-r_Ai^2)
l_Ank = h-l_AGS-del_min+d_Deck_i
V_Ank = A_Ank*l_Ank
m_Ank = V_Ank*rho_Ank
m_bew = m_Ank+m_zus

% Mantelgeometrie
IF r_DrRa > r_KLBA THEN r_Mi=r_DrRa+b ELSE r_Mi=r_KLBA+b
r_Ma = r_Mi+d_Man
A_Man = PI*(r_Ma^2-r_Mi^2)

% Spule
IF r_DrRa > r_KLBA THEN r_Spi=r_DrRa+d_SpK_K ELSE r_Spi=r_KLBA+d_SpK_K
r_Spa = r_Mi-d_V
r_Spm = (r_Spa+r_Spi)/2
b_W = r_Spa-r_Spi
h_W = h-2*d_SpK_D
l_Wdgm = 2*PI*r_Spm
A_W = b_W*h_W

% Bauraum
h_ges = h+d_Deck_i+d_Bod_i
r_ges = r_Ma
Volumen = PI*r_ges^2*h_ges

% -----1-----2-----3-----4-----5-----6-----7-----8-----9-----0-----1-----2-----+-----3
[PreMKGeo_TauAnk3]
% spezieller Präprozessor zur Berechn. geometr. Hilfsgrößen, die zur Berechn. von Netzwerkelementen für NW-Typ TauAnk3 dienen

% Luftspaltgeometrie
delta = del_max-x
x1 = l_KLB-delta % Abstand Stirnflächen Anker-Kemmlinienbeeinflussung

% für R_del2
%x0=r_KLBi-r_Ai
x0=r_Aa-r_Ai
y0=r_Ai
m1=0
    
```

```

x0=-del_par1
y0=del_par1
% x0=0
% y0=0
m1=0
m2=-1
k_hyp=2*del_par1
m_1=sqrt(1+m1*m1)
m_2=sqrt(1+m2*m2)
u=m_1/2*((x1-x0)+sqrt((x1-x0)^2+4*k_hyp^2/m_1/m_2))
a_Rdel2=u*m1/m_1-k_hyp^2/u*m2/m_2+y0

% für R_del3
% x0=del_par1
% y0=del_par1
x0=0
y0=0
m1=0.5
m2=0
k_hyp=2*del_par1
m_1=sqrt(1+m1*m1)
m_2=sqrt(1+m2*m2)
u=m_1/2*((x1-x0)+sqrt((x1-x0)^2+4*k_hyp^2/m_1/m_2))
a_Rdel3=u*m1/m_1-k_hyp^2/u*m2/m_2+y0

% für R_del4
r_Rdel4_a=r_KLbi+d_KLB_s

x0=-2*del_par1
y0=2*del_par1
% x0=0
% y0=0
m1=0
m2=-1
k_hyp=2*del_par1
m_1=sqrt(1+m1*m1)
m_2=sqrt(1+m2*m2)
u=m_1/2*((x1-x0)+sqrt((x1-x0)^2+4*k_hyp^2/m_1/m_2))
a_Rdel4=u*m1/m_1-k_hyp^2/u*m2/m_2+y0

```

```

% Magnetkreis allgemein
h1 = l_AGS+l_KLB+h_KLB_DrR/2
h2 = h-h1

% Kerengeometrie (Ankergegenstück)
k_AAGS = 0.10
A_AGS0 = k_AAGS*A_AGS
A_AGS1 = (1-k_AAGS)*A_AGS

% Kennlinienbeeinflussung
a_Rklb4 = a_Rdel3/2+del_par1
a_Rklb3 = a_Rdel3+del_par1
a_Rklb2 = a_Rdel3/2+(r_KLbi-r_Rdel2_i)/2+del_par1
a_Rklb1 = l_KLB-a_Rklb2-a_Rklb3-a_Rklb4+4*del_par1
m_KLB = (d_KLB_S-d_KLB)/l_KLB
A_KLB0 = A_KLB
r_KLBa1 = r_KLBa+m_KLB*a_Rklb1
A_KLB1 = PI*(r_KLBa1^2-r_KLbi^2)
r_KLBa2 = r_KLBa+m_KLB*(a_Rklb1+a_Rklb2)
A_KLB2 = PI*(r_KLBa2^2-r_KLbi^2)
r_KLBa3 = r_KLBa+m_KLB*(l_KLB-a_Rklb4)
A_KLB3 = PI*(r_KLBa3^2-r_KLbi^2)
r_KLBa4 = r_KLbi+d_KLB_S
A_KLB4 = PI*(r_KLBa4^2-r_KLbi^2)
A_KLB_DrR = (A_DrR+A_KLB4)

% Ankergeometrie
k_AAnk = 0.10
A_Ank0 = k_AAnk*A_Ank
A_Ank1 = (1-k_AAnk)*A_Ank
a_Rank1 = 0.75*a_Rdel3+del_par1
a_Rank2 = a_Rdel3+del_par1
IF x1 < 0 THEN a_Rank3=0.5*(h_KLB_DrR+x1) ELSE a_Rank3=0.5*h_KLB_DrR+0.25*x1
a_Rank4 = 0.25*1_DrR+0.5*(h_KLB_DrR-a_Rdel4)
a_Rank5 = 0.50*1_DrR
a_Rank6 = 0.25*1_DrR+d_Deck_i/2

% Mantelgeometrie
k_AMan = 0.10
A_Man0 = k_AMan*A_Man

```

```

% Deckelgeometrie
r_D1 = r_DrRa
r_D2 = r_DrRa+0.25*b
r_D3 = r_DrRa+0.50*b
r_D4 = r_DrRa+0.75*b
r_D5 = (r_Mi+r_Ma)/2
k_dDeck = 0.10
d_Deck0 = k_dDeck*d_Deck_i
d_Deck1 = (1-k_dDeck)*d_Deck_i

% Bodengeometrie
r_B1 = (r_Ki+r_Ka)/2
r_B2 = r_Ka+0.25*b
r_B3 = r_Ka+0.50*b
r_B4 = r_Ka+0.75*b
r_B5 = (r_Mi+r_Ma)/2
k_dBod = 0.10
d_Bod0 = k_dBod*d_Bod_i
d_Bod1 = (1-k_dBod)*d_Bod_i

% -----1-----2-----3-----4-----5-----6-----7-----8-----9-----0-----1-----2-----+-----3
[NetTauAnk3]
% statisches Netzwerk Typ TauAnk3

% Luftspalt
R_dell1 K2 A1 R Wert=delta/(MU0*A_dell)
R_dell2 KLB2 A1 R Modell=WRIGU, Rinnen=r_Rdel2_i, Raussen=r_KLBi, Abstand=a_Rdel2, Gkorrr=0
R_dell31 KLB3 A2 R Wert=ln(r_KLBi/r_Aa)/(2*PI*MU0*a_Rdel3)
R_dell32 KLB4 A3 R Wert=ln(r_KLBi/r_Aa)/(2*PI*MU0*a_Rdel3)
R_dell4 KLB5 A4 R Modell=WRAGU, Rinnen=r_Aa, Raussen=r_Rdel4_a, Abstand=a_Rdel4, Gkorrr=0
R_KLB_DrR KLB5 DR1 R Wert=h_KLB_DrR/(MU0*A_KLB_DrR)
R_par1 A4 DR1 R Modell=WRAGU, Rinnen=r_Aa, Raussen=r_DrRa, Abstand=del_par2, Gkorrr=0
R_par2 A5 DR2 R Wert=ln(r_DrRi/r_Aa)/(PI*MU0*l_DrR)
R_par3 A6 DR3 R Wert=ln(r_DrRi/r_Aa)/(PI*MU0*l_DrR)
R_par4 A7 DR4 R Wert=ln(r_DrRi/r_Aa)/(2*PI*MU0*d_Deck_i)

% Flußleitstücke Kern (Ankergegenstück)
R_AGS10 K1 K2 RNILLI Material=AGS#B-H-Kennlinie, Laenge=l_AGS, Flaeche=A_AGS0

```

% Flußleitstücke Anker						
R_Ank1	A1	A2	RNILLI	Material=Anker#B-H-Kennlinie,	Laenge=a_Rank1,	Flaeche=A_Ank
R_Ank2	A2	A3	RNILLI	Material=Anker#B-H-Kennlinie,	Laenge=a_Rank2,	Flaeche=A_Ank
R_Ank3	A3	A4	RNILLI	Material=Anker#B-H-Kennlinie,	Laenge=a_Rank3,	Flaeche=A_Ank
R_Ank4	A4	A5	RNILLI	Material=Anker#B-H-Kennlinie,	Laenge=a_Rank4,	Flaeche=A_Ank
R_Ank5	A5	A6	RNILLI	Material=Anker#B-H-Kennlinie,	Laenge=a_Rank5,	Flaeche=A_Ank
R_Ank60	A6	A7	RNILLI	Material=Anker#B-H-Kennlinie,	Laenge=l_DrR/4,	Flaeche=A_Ank0
R_Ank61	A6	A7	RNILLI	Material=Anker#B-H-Kennlinie,	Laenge=a_Rank6,	Flaeche=A_Ank1
% Flußleitstück Druckrohr						
R_DrR1	DR1	DR2	RNILLI	Material=DrRohr#B-H-Kennlinie,	Laenge=l_DrR/4,	Flaeche=A_DrR
R_DrR2	DR2	DR3	RNILLI	Material=DrRohr#B-H-Kennlinie,	Laenge=l_DrR/2,	Flaeche=A_DrR
R_DrR3	DR3	D1	RNILLI	Material=DrRohr#B-H-Kennlinie,	Laenge=l_DrR/4,	Flaeche=A_DrR
R_DrR4	DR4	D1	RNILLI	Material=DrRohr#B-H-Kennlinie,	Laenge=r_DrRa-r_DrRi,	Flaeche=2*PI*r_DrRi*d_Deck_i
% Flußleitstücke Mantel						
R_Man10	M1	M10	RNILLI	Material=Mantel#B-H-Kennlinie,	Laenge=h1/4,	Flaeche=A_Man0
R_Man11	M1	M10	RNILLI	Material=Mantel#B-H-Kennlinie,	Laenge=h1/4+d_Bod_i/2,	Flaeche=A_Man1
T_Man1	M10	M2	V	Theta_stat*h1/4/h		
R_Man20	M20	M3	RNILLI	Material=Mantel#B-H-Kennlinie,	Laenge=h1/2,	Flaeche=A_Man
T_Man2	M2	M20	V	Theta_stat*h1/2/h		
R_Man30	M30	M4	RNILLI	Material=Mantel#B-H-Kennlinie,	Laenge=h/4,	Flaeche=A_Man
T_Man3	M3	M30	V	Theta_stat/4		
R_Man40	M40	M5	RNILLI	Material=Mantel#B-H-Kennlinie,	Laenge=h2/2,	Flaeche=A_Man
T_Man4	M4	M40	V	Theta_stat*h2/2/h		
R_Man50	M50	M6	RNILLI	Material=Mantel#B-H-Kennlinie,	Laenge=h2/4,	Flaeche=A_Man0
R_Man51	M50	M6	RNILLI	Material=Mantel#B-H-Kennlinie,	Laenge=h2/4+d_Deck_i/2,	Flaeche=A_Man1
T_Man5	M5	M50	V	Theta_stat*h2/4/h		
% Flußleitstücke Boden						
R_Bod10	K1	B2	RNILLI	Material=Boden#B-H-Kennlinie,	Laenge=r_B2-r_Ka,	Flaeche=2*PI*r_Ka*d_Bod0
R_Bod11	K1	B2	RNILLI	Material=Boden#B-H-Kennlinie,	Laenge=r_B2-r_B1,	Flaeche=2*PI*r_Ka*d_Bod1
R_Bod20	B2	B3	RNILLI	Material=Boden#B-H-Kennlinie,	Laenge=r_B3-r_B2,	Flaeche=2*PI*r_B2*d_Bod_i
R_Bod30	B3	B4	RNILLI	Material=Boden#B-H-Kennlinie,	Laenge=r_B4-r_B3,	Flaeche=2*PI*r_B3*d_Bod_i
R_Bod40	B4	M1	RNILLI	Material=Boden#B-H-Kennlinie,	Laenge=r_Mi-r_B4,	Flaeche=2*PI*r_B4*d_Bod0
R_Bod41	B4	M1	RNILLI	Material=Boden#B-H-Kennlinie,	Laenge=r_B5-r_B4,	Flaeche=2*PI*r_B4*d_Bod1
% Flußleitstücke Deckel						
R_Deck10	D1	D2	RNILLI	Material=Deckel#B-H-Kennlinie,	Laenge=r_D2-r_D1,	Flaeche=2*PI*r_D1*d_Deck_i
R_Deck20	D2	D3	RNILLI	Material=Deckel#B-H-Kennlinie,	Laenge=r_D3-r_D2,	Flaeche=2*PI*r_D2*d_Deck_i


```

% Streuflußgebiete im Wickelfensterbereich
R_Sp11 K2 M2 R Wert=ln(r_Mi/r_KlBa)/(2*PI*MU0*(l_AGS+a_Rklb1/2))
R_Sp12 KLB2 M2 R Wert=ln(r_Mi/r_KlBa)/(2*PI*MU0*(a_Rklb1/2+a_Rklb2))
R_Sp21 KLB4 M3 R Wert=ln(r_Mi/r_KlBa)/(2*PI*MU0*(a_Rklb3+a_Rklb4/2))
R_Sp22 KLB5 M3 R Wert=ln(r_Mi/r_KlBa)/(PI*MU0*(a_Rklb4+h_KLB_DrR))
R_Sp3 DR1 M4 R Wert=ln(r_Mi/r_DrRa)/(PI*MU0*(h_KLB_DrR+l_DrR))
R_Sp4 DR2 M5 R Wert=ln(r_Mi/r_DrRa)/(PI*MU0*(h_KLB_DrR+l_DrR))
%
% #####

```

A.4.3 Netzwerkstrukturen für die Berechnung des stationären thermischen Verhaltens zylindrischer Tauchankermagnete mit Druckrohr und Kennlinienbeeinflussung

einfache Struktur:

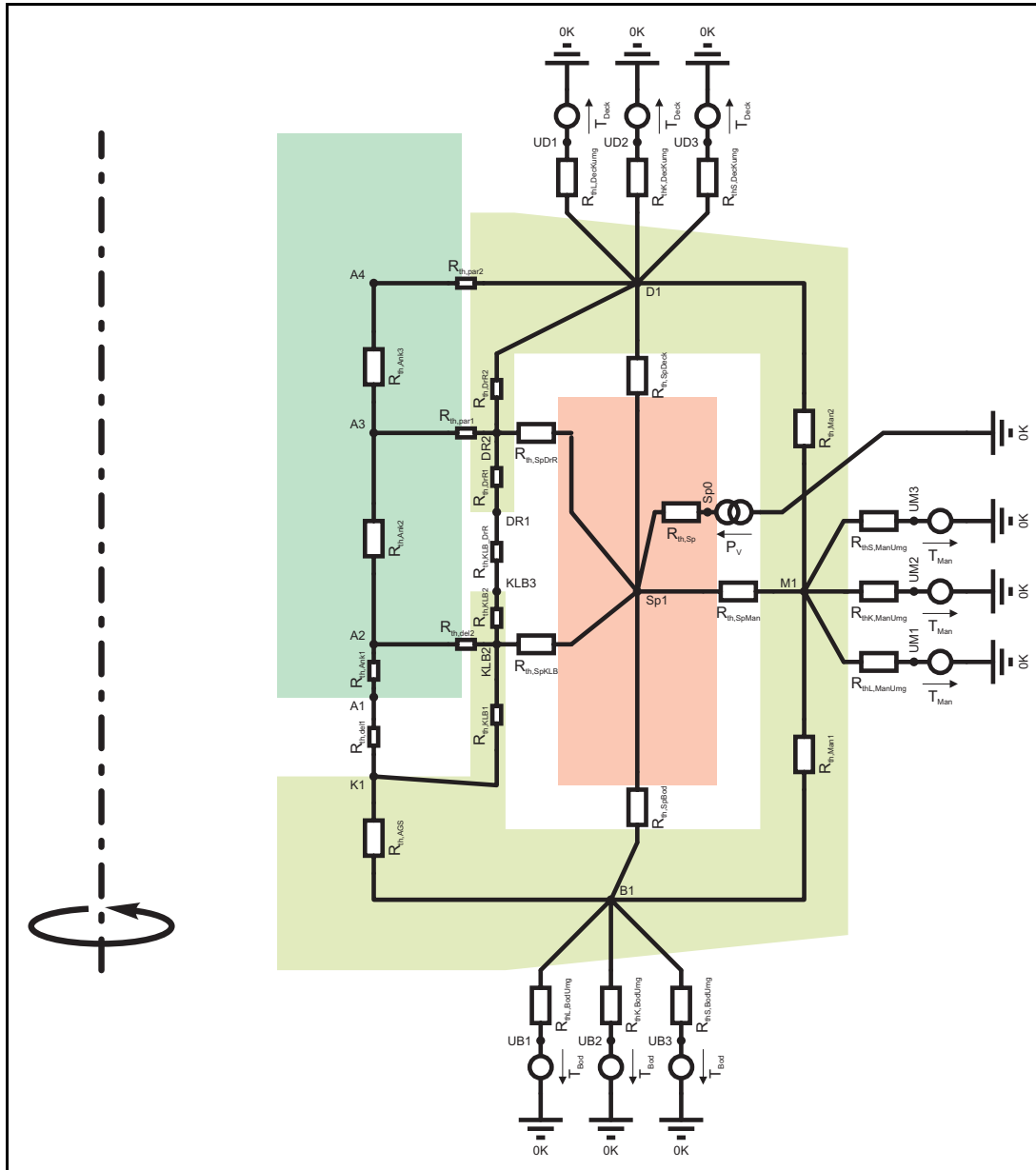


Abb. An-17 einfache allgemeine Netzwerkstruktur zur Berechnung des stationären thermischen Verhaltens neutraler zylindrischer Tauchankermagnete mit Druckrohr und Kennlinienbeeinflussung
 Typ *TauAnk_mDR_KLB_therm_1* (Halbschnitt des Magnetkreismodells)

Eigenschaften, Anwendungseinschränkungen:

- Netzwerk *TauAnk_mDR_KLB_therm_1* nach Abb. An-17 aus dem Netzwerk Typ *TauAnk_oDR_1* (siehe Abb. An-11 auf S. XXIV) durch Ergänzen der Netzwerk-Zweige für die Bereiche *Kennlinienbeeinflussung* und *Druckrohr* abgeleitet
- grob gegliederte, aber dafür einfache Netzwerkstruktur (bewirkt kurze Rechenzeit bei der Netzwerk-Lösung)
- geometrisch kompliziert strukturierte Übergangsbedingungen für Wärmetransport über die Magnetkreisoberfläche schwierig modellierbar

verfeinerte Struktur:

siehe Abb. An-18 auf S. XLIII

Eigenschaften, Anwendungseinschränkungen:

- Netzwerk *TauAnk_mDR_KLB_therm_2* nach Abb. An-18 aus dem Netzwerk Typ *TauAnk_mDR_KLB_therm_1* abgeleitet
- fein gegliederte Netzwerkstruktur (bewirkt größere Rechenzeit bei der Netzwerk-Lösung gegenüber *TauAnk_mDR_KLB_therm_1*)
- geometrisch kompliziert strukturierte Übergangsbedingungen (z. B. partielle Anflanschung) für Wärmetransport über die Magnetkreisoberfläche modellierbar

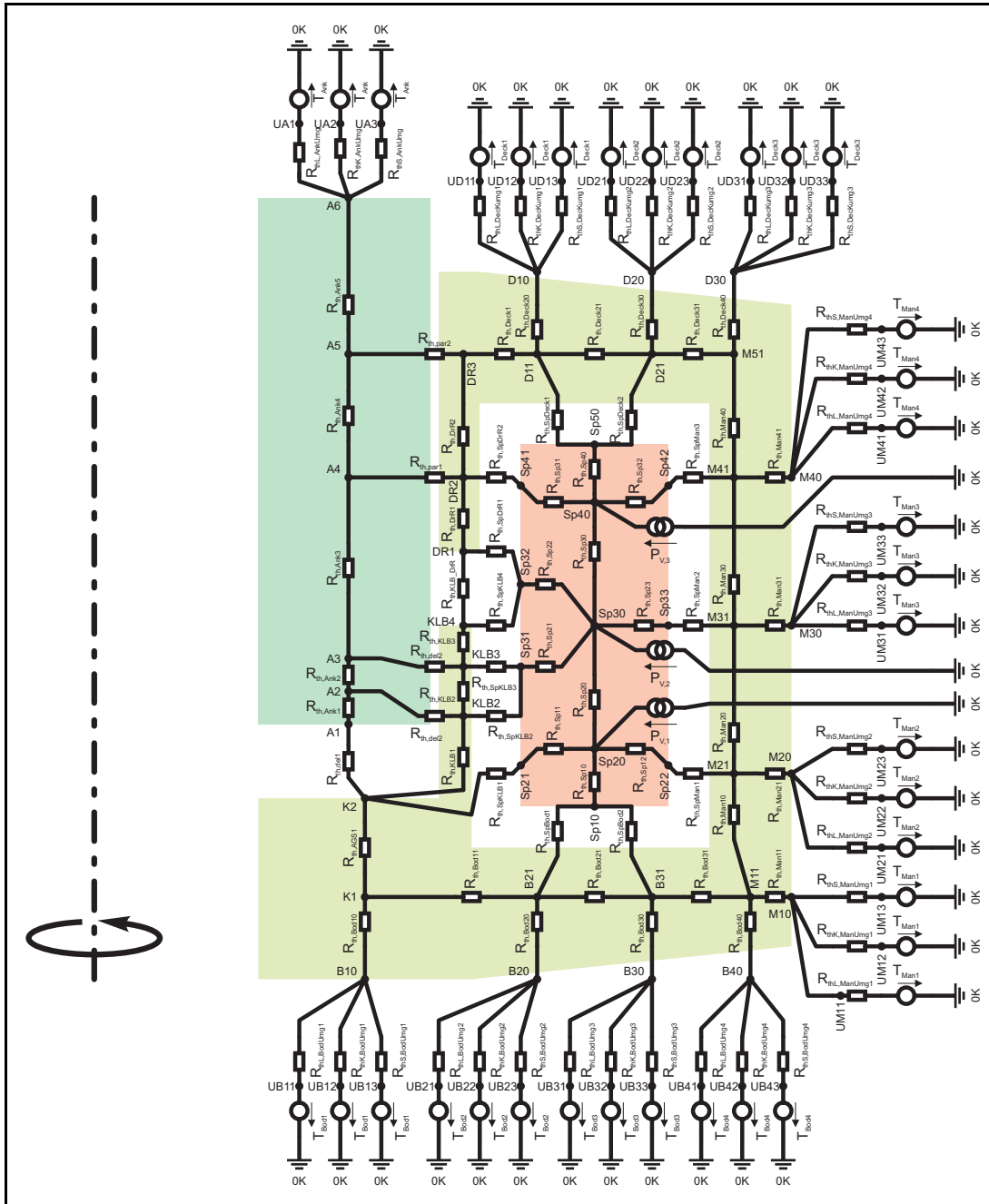


Abb. An-18 verfeinerte allgemeine Netzwerkstruktur zur Berechnung des stationären thermischen Verhaltens neutraler zylindrischer Tauchankermagnete mit Druckrohr und Kennlinienbeeinflussung
 Typ *TauAnk_mDR_KLB_therm_2* (Halbschnitt des Magnetkreismodells)

A.4.4 Netzwerkstrukturen für die Berechnung transienter Magnetfelder zylindrischer Tauchankermagnete mit Druckrohr und Kennlinienbeeinflussung

Struktur:

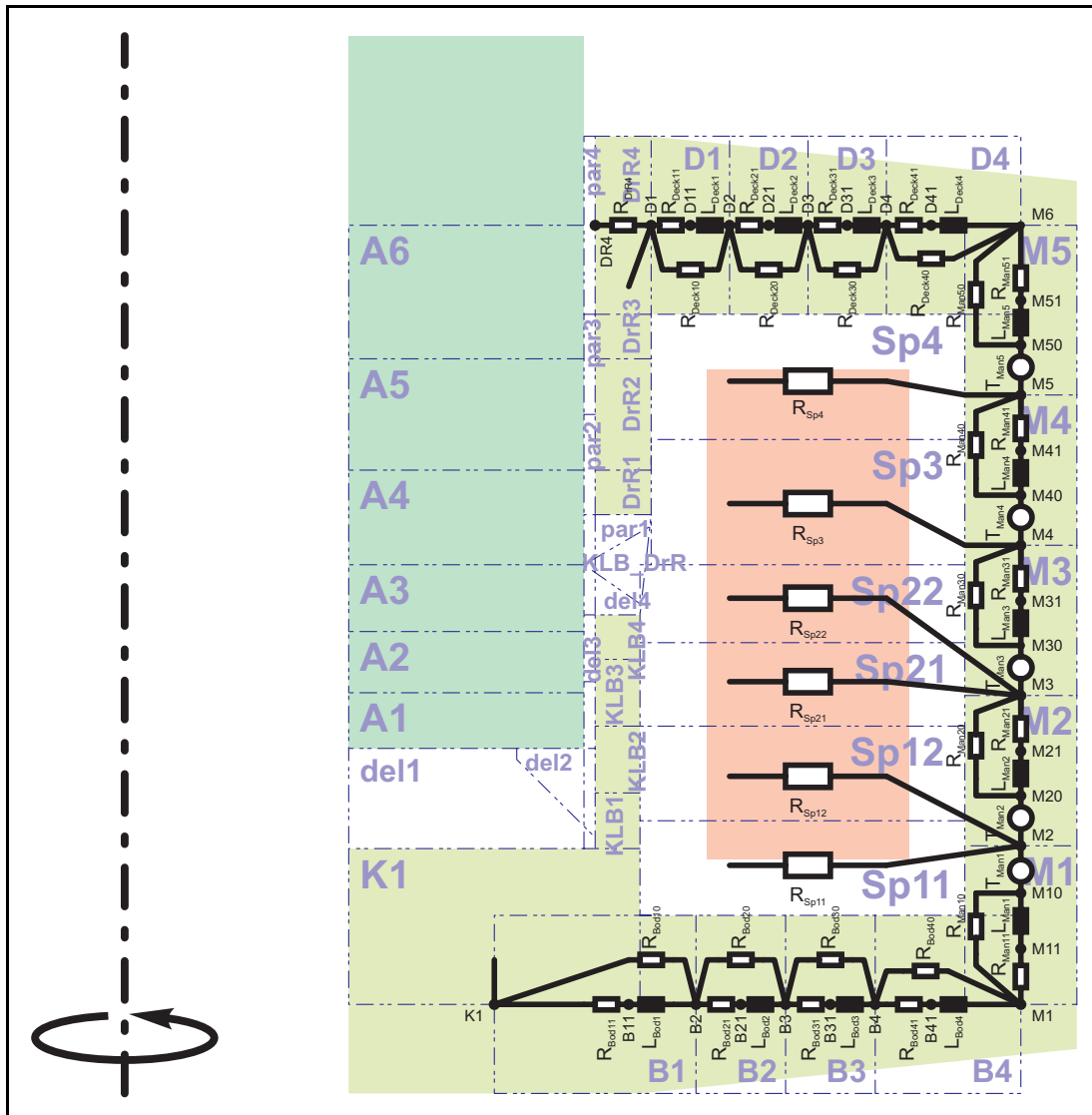


Abb. An-19 Netzwerkstruktur zur Berechnung transienter Magnetfelder neutraler zylindrischer Tauchankermagnete mit Druckrohr und Kennlinienbeeinflussung

Typ *TauAnk_mDR_KLB_trans* (Halbschnitt des Magnetkreismodells)

a) Bereich *Deckel-Mantel-Boden*

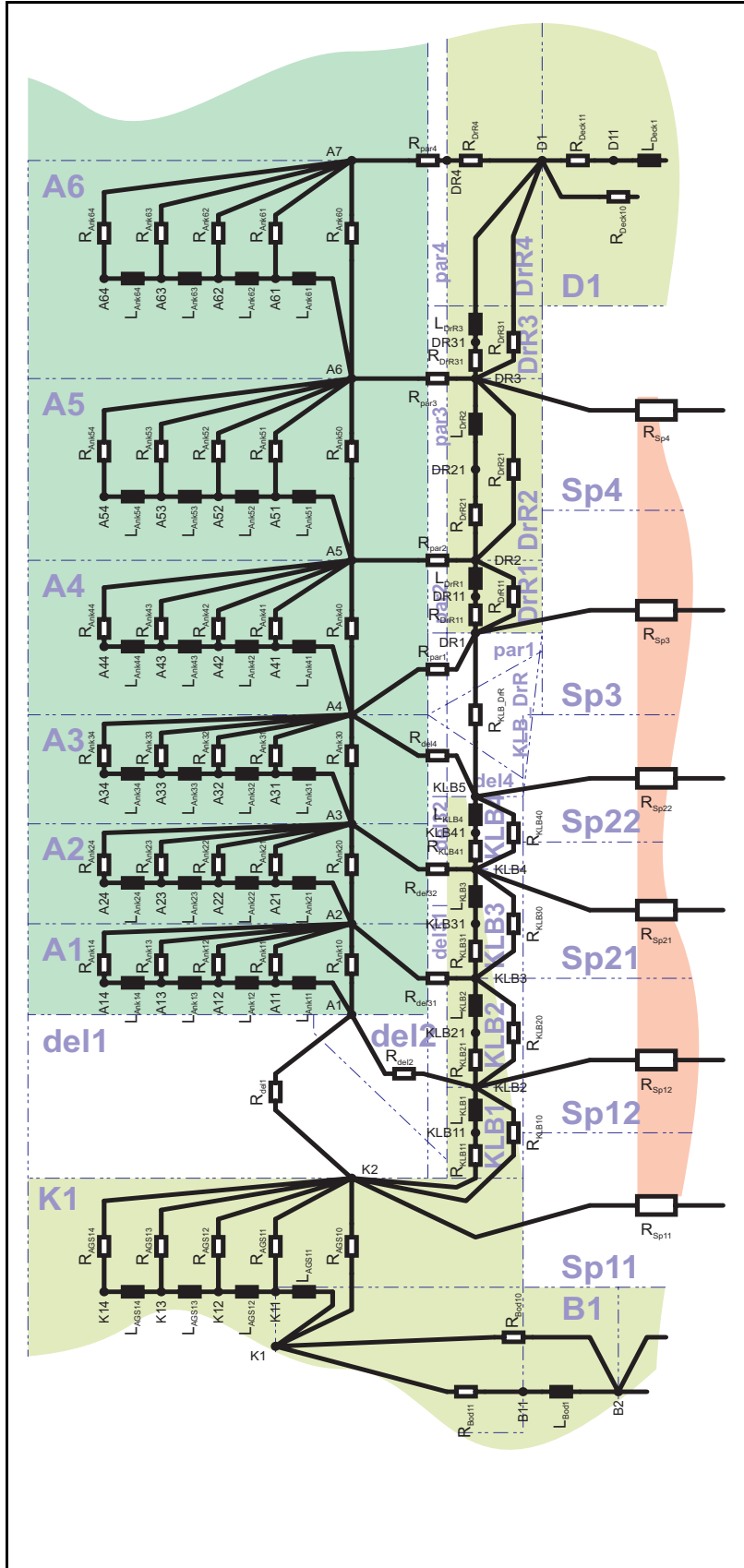


Abb. An-19 Netzwerkstruktur zur Berechnung transienter Magnetfelder neutraler zylindrischer Tauchanker Magnete mit Druckrohr und Kennlinienbeeinflussung
 Typ *TauAnk_mDR_KLB_trans* (Halbschnitt des Magnetkreismodells)
 b) Bereich *Ankergegenstück-Kennlinienbeeinflussung-Luftspalt-Anker*

Eigenschaften, Anwendungseinschränkungen:

- Netzwerk *TauAnk_mDR_KLB_trans* nach Abb. An-19 aus dem Netzwerk Typ *TauAnk_mDR_KLB_3* abgeleitet durch Ergänzen der Schaltelemente für zeitabhängige Magnetflußberechnung

Anhang B

SESAM-Beispiel-Skripte

Bitte die allgemeinen Hinweis auf S. Anhang I beachten.

B.1 Skripte für die Berechnung neutraler Flachanker-magnete

B.1.1 Skript zur Grobdimensionierung/Optimierung, Typ *FlaAnk_1*

Netzwerkstruktur:

Netzwerkstruktur zur statischen Magnetkreisberechnung Typ *FlaAnk_1*, siehe Abb. An-2,

Netzwerkstruktur zur Berechnung der zulässigen Verlustleistung Typ *FlaAnk_therm_1*, siehe Abb. An-4.

Eigenschaften, Anwendungseinschränkungen:

- erlaubt eine sehr schnelle Grobabschätzung der zu erwartenden Geometrie
- Berücksichtigung von nur drei geometrischen Parametern bei der Optimierung: Kernaußenradius $r_{K,a}$, Spulenfensterbreite b und -höhe h
- Zuweisung unterschiedlicher Eisenmaterialien für die Bereiche *Kern*, *Anker*, *Boden* und *Mantel* möglich, Magnetflußröhrenquerschnitt jedoch über die gesamte Flußröhrenlänge gleichbleibend

vorzugebende/festzulegende Geometrieparameter:

- Luftspalt δ_i mit Bereichsangabe $\delta_{i,min} \dots \delta_{i,max}$ bzw. minimaler Luftspalt $\delta_{i,min}$ und Ankerhub x_{Hub}
- gegebenenfalls zusätzliche äußere Luftspaltvergrößerung $\delta_{a,zus}$ zur konstruktiven Verminderung der Prellneigung durch nicht senkrecht zur Ankerführungsachse montierter Ankerscheibe (z. B. zum Ausgleich von Fertigungsfehlern)

- gegebenenfalls Kernbohrungsradius $r_{K,i}$
- Spulenwickelkörperwandstärken $d_{SpK,K}$ und $d_{SpK,D}$ sowie radiale Reserve zum Einbringen einer Wicklungsvergußmasse d_V

Geometrieparameter der Optimierung:

- Kernaußenradius $r_{K,a}$
- Spulenfensterbreite b
- Spulenfensterhöhe h

aus den optimierten Parametern abgeleitete Geometriegrößen:

- Mantelinnenradius $r_{M,i}$ und Mantelaußenradius $r_{M,a}$ bzw. Mantelinnenradius $r_{M,i}$ und Mantel-
dicke d_M
- Ankerdicke $d_{Ank,i}$
- Bodendicke $d_{Bod,i}$

B.1.2 Skript zur Grobdimensionierung/Optimierung, Typ *FlaAnk_2*

Netzwerkstruktur:

Netzwerkstruktur zur statischen Magnetkreisberechnung Typ *FlaAnk_1*, siehe Abb. An-2,

Netzwerkstruktur zur Berechnung der zulässigen Verlustleistung Typ *FlaAnk_therm_1*, siehe Abb. An-4.

Eigenschaften, Anwendungseinschränkungen:

- Zuweisung unterschiedlicher Eisenmaterialien für die Bereiche *Kern*, *Anker*, *Boden* und *Mantel* möglich
- Magnetflußröhrenquerschnitt in den unterschiedlichen Bereichen des Magnetkreises nicht einheitlich
- Nachteil: jeweils ein einziger magnetischer Widerstand für die Radialfeldbereiche *Anker* und *Boden* und die grob gegliederte Netzwerkstruktur (Partielle Sättigungserscheinungen im Eisenmaterial, die z. B. bei Durchflutungs-Boost beim Einschaltvorgang auftreten können, bewirken nur unzureichende Ergebnisse.)
- Optimierungsrechenläufe weisen oft eine große Anzahl von nichtkonvergierenden Lösungsversuchen des nichtlinearen Netzwerklösers auf.

vorzugebende/festzulegende Geometrieparameter:

- Luftspalt δ_i mit Bereichsangabe $\delta_{i,min} \dots \delta_{i,max}$ bzw. minimaler Luftspalt $\delta_{i,min}$ und Ankerhub x_{Hub}
- gegebenenfalls zusätzliche äußere Luftspaltvergrößerung $\delta_{a,zus}$ zur konstruktiven Verminderung der Prellneigung durch nicht senkrecht zur Ankerführungsachse montierter Ankerscheibe (z. B. zum Ausgleich von Fertigungsfehlern)
- gegebenenfalls Kernbohrungsradius $r_{K,i}$
- Spulenwickelkörperwandstärken $d_{SpK,K}$ und $d_{SpK,D}$ sowie radiale Reserve zum Einbringen einer Wicklungsvergußmasse d_V

Geometrieparameter der Optimierung:

- Kernaußenradius $r_{K,a}$
- Spulenfensterbreite b
- Spulenfensterhöhe h
- Ankerdicke $d_{Ank,i}$
- Bodendicke $d_{Bod,i}$
- Mantelaußenradius $r_{M,a}$ bzw. Manteldicke d_M

aus den optimierten Parametern abgeleitete Geometriegrößen:

- Mantelinnenradius $r_{M,i}$ und Manteldicke d_M bzw. Mantelinnenradius $r_{M,i}$ und Mantelaußenradius $r_{M,a}$

B.1.3 Skript zur Grobdimensionierung/Optimierung, Typ *FlaAnk_3*

Netzwerkstruktur:

Netzwerkstruktur zur statischen Magnetkreisberechnung Typ *FlaAnk_3*, siehe Abb. An-3,

Netzwerkstruktur zur Berechnung der zulässigen Verlustleistung Typ *FlaAnk_therm_2*, siehe Abb. An-5.

Eigenschaften, Anwendungseinschränkungen:

- fein gegliederte Netzwerkstruktur
- Zuweisung unterschiedlicher Eisenmaterialien für die Bereiche *Kern*, *Anker*, *Boden* und *Mantel* möglich
- Magnetflußröhrenquerschnitt in den unterschiedlichen Bereichen des Magnetkreises nicht

einheitlich

- radiale Abstufung von jeweils vier magnetischen Widerständen in den Radialfeldbereichen *Anker* und *Boden* (Partielle Sättigungserscheinungen im Eisenmaterial, die z. B. bei Durchflutungs-Boost beim Einschaltvorgang auftreten können und bei Radialfeldern zuerst an der Stelle des Innendurchmessers auftreten, werden somit besser behandelt.)
- Berücksichtigung einer Kennlinienbeeinflussung durch Vorgabe eines Faktors $k_{AM} = 1 \dots 99 \%$ für die Flächenüberdeckung *Ankerscheibe-Mantel* (siehe Kap.: *Geometrie und Masse des Flachankers*, S. 88ff)
- gute Konvergenz bei der nichtlinearen Netzwerkberechnung

vorzugebende/festzulegende Geometrieparameter:

- Luftspalt δ_i mit Bereichsangabe $\delta_{i,min} \dots \delta_{i,max}$ bzw. minimaler Luftspalt $\delta_{i,min}$ und Ankerhub x_{Hub}
- gegebenenfalls zusätzliche äußere Luftspaltvergrößerung $\delta_{a,zus}$ zur konstruktiven Verminderung der Prellneigung durch nicht senkrecht zur Ankerführungsachse montierter Ankerscheibe (z. B. zum Ausgleich von Fertigungsfehlern)
- gegebenenfalls Kernbohrungsradius $r_{K,i}$
- Spulenwickelkörperwandstärken $d_{SpK,K}$ und $d_{SpK,D}$ sowie radiale Reserve zum Einbringen einer Wicklungsvergußmasse d_V
- Mantelüberdeckungsfaktor k_{AM}

Geometrieparameter der Optimierung:

- Kernaußenradius $r_{K,a}$
- Spulenfensterbreite b
- Spulenfensterhöhe h
- Ankerdicke $d_{Ank,i}$
- Bodendicke $d_{Bod,i}$
- Mantelaußenradius $r_{M,a}$ bzw. Manteldicke d_M

aus den optimierten Parametern abgeleitete Geometriegrößen:

- Mantelinnenradius $r_{M,i}$ und Manteldicke d_M bzw. Mantelinnenradius $r_{M,i}$ und Mantelaußenradius $r_{M,a}$
- Ankeraußenradius $r_{Ank,MKS}$

Beispiel-Skript für *SESAM*

```
% MagCalc-Skript
% Grobdimensionierung neutraler Flachankermagnet unter Beachtung der Magnetdynamik Typ FlaAnk3
% unter Beachtung der für das Magnetvolumen zulässigen Verlustleistung
% Mantelüberdeckung k_AM vorgegeben
% axiale Flußröhren-Dreiteilung des Wickelfensterbereiches
% anschließende Dynamiksimulation zur Ermittlung der vorhandenen charakteristischen Zeiten
%
% Projekt:
% =====
% Hubmagnet
%
% Gültigkeitsbereich:
% =====
% Grobdimensionierung:
% statische Feldberechnung
% Neukurve für Magnetkreismaterial
%
% anschließende Dynamiksimulation:
% transiente Feldberechnung und Bewegungssimulation
% Berücksichtigung von Wirbelströmen und Feldverdrängung
% Neukurve für Magnetkreismaterial
% Endstufenauswahl möglich: Spannungs-/Stromeinprägung ohne/mit Boost
%
%-----1-----2-----3-----4-----5-----6-----7-----8-----9-----0-----1-----2-----3
[task]
Praeprozessor = allgKonstanten;      Datei=allgPraeInit_Elektromagnet.mcpre
Praeprozessor = allgMatKonstanten;   Datei=allgPraeInit_Elektromagnet.mcpre
Praeprozessor = allgStatVariablen;   Datei=allgPraeInit_Elektromagnet.mcpre

Praeprozessor = PreInit

% folgende 4 Zeilen: wahlweise 1 Zeile je nach Endstufenart aktivieren
%Praeprozessor = PreInit1_Elekt_U;      Datei=EM_elektrES.mcppp
%Praeprozessor = PreInit1_Elekt_I;      Datei=EM_elektrES.mcppp
%Praeprozessor = PreInit1_Elekt_U_Boost; Datei=EM_elektrES.mcppp
Praeprozessor = PreInit1_Elekt_I_Boost;  Datei=EM_elektrES.mcppp
```

```

Praeprozessor = PrePvInit;
Praeprozessor = PreFlaAnk_therm2;

until abs(relFehlTemp_ist) < relFehlTemp_zul
{
    Praeprozessor = PrePv_zul;
    Netzwerk = NetFlaAnk_therm2;
    Postprozessor = PostTemperatur;
}

Praeprozessor = PreTheta_Pv;

% folgende 4 Zeilen: wahlweise 1 Zeile je nach Endstufenart aktivieren
% Postprozessor = PostSpule_U;
% Postprozessor = PostSpule_I;
% Postprozessor = PostSpule_U_Boost;
% Postprozessor = PostSpule_I_Boost;

Praeprozessor = PrePositionAngezogen;
Praeprozessor = PreMKGeo_FlaAnk3;
Praeprozessor = PreNwEl_FlaAnk3;
Netzwerk = NetFlaAnk3;
Postprozessor = PostAngezogen;

Praeprozessor = PreTheta_Anzug
Praeprozessor = PrePositionAbgefallen;
Praeprozessor = PreMKGeo_FlaAnk3;
Praeprozessor = PreNwEl_FlaAnk3;
Netzwerk = NetFlaAnk3;
Postprozessor = PostAbgefallen;

% folgende 2 Zeilen: wahlweise aktivieren
% Postprozessor = PostFederdaten1;
% Postprozessor = PostFederdaten2;

Postprozessor = PostZeitkonstanten;
Postprozessor = Zielfunktion
}

Postprozessor = Post_mechZeiten;
Datei=allgPraeTherm.mcpre
Datei=neutrEM_FlachAnker.mcnet

Datei=allgPraeTherm.mcpre
Datei=neutrEM_FlachAnker.mcnet; optionen=OptionsTherm
Netzwerk=NetFlaAnk_therm2

Datei=allgPraeTherm.mcpre
Datei=BewegungMagnetanker.mcpppp
Datei=neutrEM_FlachAnker.mcnet
Datei=neutrEM_FlachAnker.mcnet
Datei=neutrEM_FlachAnker.mcnet; optionen=OptionsGrobdim
Netzwerk=NetFlaAnk3; Luftspalt = x

Datei=BewegungMagnetanker.mcpppp
Datei=neutrEM_FlachAnker.mcnet
Datei=neutrEM_FlachAnker.mcnet
Datei=neutrEM_FlachAnker.mcnet; optionen=OptionsGrobdim
Netzwerk=NetFlaAnk3; Luftspalt = x

Datei=BewegungMagnetanker.mcpppp
Datei=neutrEM_FlachAnker.mcnet
Datei=neutrEM_FlachAnker.mcnet
Datei=neutrEM_FlachAnker.mcnet; optionen=OptionsGrobdim
Netzwerk=NetFlaAnk3; Luftspalt = x

Datei=BewegungMagnetanker.mcpppp
Datei=neutrEM_FlachAnker.mcnet
Datei=neutrEM_FlachAnker.mcnet
Datei=neutrEM_FlachAnker.mcnet; optionen=OptionsGrobdim
Netzwerk=NetFlaAnk3; Luftspalt = x

```

```

Praeprozessor = allgDynVariablen;      Datei=allgPraeInit_Elektromagnet.mcpre

Dynamix = Dynamiksikimulation
f
% transiente Berechnung

% folgende 4 Zeilen: wahlweise 1 Zeile je nach Endstufenart aktivieren
% Praeprozessor = PreElektres_U;      Datei=EM_elektrES.mcpppp
% Praeprozessor = PreElektres_I;      Datei=EM_elektrES.mcpppp
% Praeprozessor = PreElektres_U_Boost; Datei=EM_elektrES.mcpppp
% Praeprozessor = PreElektres_I_Boost; Datei=EM_elektrES.mcpppp

Praeprozessor = PreMKGeo_FlaAnk_trans2; Datei=neutrEM_FlachAnker.mcnet
Praeprozessor = PreNwEl_FlaAnk_trans;  Datei=neutrEM_FlachAnker.mcnet
Netzwerk      = NetFlaAnk_trans;      Datei=neutrEM_FlachAnker.mcnet; optionen=OptionsTrans

Postprozessor = PostKraefte;           Datei=BewegungMagnetanker.mcpppp; Netzwerk=NetFlaAnk_trans; Luftspalt=x

% folgende 2 Zeilen: wahlweise aktivieren
% Postprozessor = PostAnschlag;       Datei=BewegungMagnetanker.mcpppp; Netzwerk=NetFlaAnk_trans
% Postprozessor = PostPrellen;        Datei=BewegungMagnetanker.mcpppp; Netzwerk=NetFlaAnk_trans

Postprozessor = PostFlux;              Netzwerk=NetFlaAnk_trans

% folgende 4 Abschnitte: wahlweise 1 Abschnitt je nach Endstufenart aktivieren
% .....
% für Spannungs-ES (Schalttransistor)
%
% Postprozessor = PostElektres_U;     Datei=EM_elektrES.mcpppp; Netzwerk=NetFlaAnk_trans; Luftspalt = x

% statische Magnetkraftberechnung (dient zum Vergleich)
% Praeprozessor = PreMKGeo_FlaAnk3;   Datei=neutrEM_FlachAnker.mcnet
% Praeprozessor = PreNwEl_FlaAnk3;   Datei=neutrEM_FlachAnker.mcnet
% Praeprozessor = PreTheta_I_Hold;   Datei=EM_SpulenAuslegung.mcpppp
% Netzwerk      = NetFlaAnk3;         Datei=neutrEM_FlachAnker.mcnet; optionen=OptionsStat
% Postprozessor = PostHaltekraft;     Netzwerk=NetFlaAnk3; Luftspalt = x

% .....
% für Chopper-ES

```

```

% .....
% für Spannungs-ES mit Boost (Spannungs-Übererregung)
%
% Postprozessor = PostElekttrES_U_Boost;   Datei=EM_elektrES.mcpcpp; Netzwerk=NetFlaAnk_trans; Luftspalt = x
%
% statische Magnetkraftberechnung (dient zum Vergleich)
% Praeprozessor = PreMKGeo_FlaAnk3;       Datei=neutrEM_FlachAnker.mcnet
% Praeprozessor = PreNwEl_FlaAnk3;       Datei=neutrEM_FlachAnker.mcnet
% Praeprozessor = PreTheta_I_Boost;     Datei=EM_SpulenAuslegung.mcpcpp
% Netzwerk = NetFlaAnk3;                 Datei=neutrEM_FlachAnker.mcnet; optionen=OptionsStat
% Postprozessor = PostAnzugskraft;        Netzwerk=NetFlaAnk3; Luftspalt = x
%
% Praeprozessor = PreTheta_I_Hold;       Datei=EM_SpulenAuslegung.mcpcpp
% Netzwerk = NetFlaAnk3;                 Datei=neutrEM_FlachAnker.mcnet; optionen=OptionsStat
% Postprozessor = PostHaltekraft;        Netzwerk=NetFlaAnk3; Luftspalt = x
%
% .....
% für Chopper-ES mit Boost
%
% Postprozessor = PostElekttrES_I_Boost;   Datei=EM_elektrES.mcpcpp; Netzwerk=NetFlaAnk_trans; Luftspalt = x
%
% statische Magnetkraftberechnung (dient zum Vergleich)
% Praeprozessor = PreMKGeo_FlaAnk3;       Datei=neutrEM_FlachAnker.mcnet
% Praeprozessor = PreNwEl_FlaAnk3;       Datei=neutrEM_FlachAnker.mcnet
% Praeprozessor = PreTheta_I_Peak;     Datei=EM_SpulenAuslegung.mcpcpp
% Netzwerk = NetFlaAnk3;                 Datei=neutrEM_FlachAnker.mcnet; optionen=OptionsStat
% Postprozessor = PostPeakkraft;         Netzwerk=NetFlaAnk3; Luftspalt = x
%
% Praeprozessor = PreTheta_I_Boost;       Datei=EM_SpulenAuslegung.mcpcpp
% Netzwerk = NetFlaAnk3;                 Datei=neutrEM_FlachAnker.mcnet; optionen=OptionsStat
% Postprozessor = PostAnzugskraft;        Netzwerk=NetFlaAnk3; Luftspalt = x
%
% Praeprozessor = PreTheta_I_Hold;       Datei=EM_SpulenAuslegung.mcpcpp
% Netzwerk = NetFlaAnk3;                 Datei=neutrEM_FlachAnker.mcnet; optionen=OptionsStat
% Postprozessor = PostHaltekraft;        Netzwerk=NetFlaAnk3; Luftspalt = x
%
% .....
Ergebnis = ErgebnisseTrans;             Zieldatei = *.trans; Format=Table; Ueberschreiben=JA
}

```



```

[Optimierung Hauptabmessung]
% hier erfolgt die Deklaration der Parameterbereiche der variierten Parameter der Parameterstudie

Methode           = param
Iterationen       = 7
Adaptionsradius  = 0.69

% Parameter
Parameter = r_Ka;      Wert=3.5e-3: 8e-3 num 5
Parameter = b;        Wert=1.1e-3: 8e-3 num 5
Parameter = h;        Wert=1.6e-3: 20e-3 num 5
Parameter = d_Man;    Wert=1.0e-3: 3e-3 num 3
Parameter = d_Ank_i;  Wert=0.9e-3: 3e-3 num 3
Parameter = d_Bod_i;  Wert=1.0e-3: 3e-3 num 3

% Zielfunktion
min = ZF_stat
%min = ZF_dyn

% Restriktionen
Restriktion      = r_ges          <= r_ges_max
Restriktion      = h_ges          <= h_ges_max
Restriktion      = F_Halten       >= F_Halten_min
Restriktion      = F_Halten       <= F_Halten_max
Restriktion      = F_Anzug        >= F_Anzug_min
Restriktion      = R_SptempUe     <= R_SptempUe_max

Restriktionsfehler = ((F_Halten-F_Halten_min)/F_Halten_min)^2+((F_Anzug-F_Anzug_min)/F_Anzug_min)^2+(r_ges-r_ges_max)/r_ges_max)^2

% -----1-----2-----3-----4-----5-----6-----7-----8-----9-----0-----1-----2-----3-----

[PreInit]
% Initialisierungs-Präprozessor, wird nur ein Mal zu Beginn des Rechnungslaufes ausgeführt
% Deklaration konstanter Parameter für Geometrie, Material, Elektrik, Temp.-Verhalten usw.

% Ankerbewegung
x_Hub           = 220e-6
m_zus           = 4.0e-3
t12_Soll        = 400e-6

```

```

F_Hue_min      = 10
F_Hue_max      = 15
F_Last         = 0
F_Reib         = 0

% Luftspaltgeometrie
del_imin       = 24.0e-6
del_azus       = 2.0e-6
% Spulenfenster, Wickelkörpergeometrie
d_SpK_K        = 0.5e-3
d_SpK_D        = 0.5e-3
d_V            = 0.25e-3
k_f            = 0.6
% Kernegeometrie
r_Ki           = 2.15e-3
% Ankergeometrie
k_AM           = 0.98
% Bauraumrestriktion (wenn keine Einschränkung gefordert, Werte groß wählen!)
r_ges_max     = 9.5e-3
h_ges_max     = 50e-3

% Zuordnung der Materialkonstanten
kappa_Kern    = kappa_RB93_4391
kappa_Ank     = kappa_RB93_4391
kappa_Man     = kappa_9SMn28K
kappa_Bod     = kappa_9SMn28K
rho_Ank       = rho_Stahl
kappa_Sp      = kappa_Cu
TK_kappa_Sp   = TK_kappa_Cu
lambda_Draht  = lambda_Cu
lambda_SpK    = lambda_KS
lambda_V      = lambda_KS

% Temperaturverhalten [°C]
temp_Umg      = 120
temp_Umg_Bod  = temp_Umg
temp_Umg_Man  = temp_Umg
temp_Umg_Ank  = 80
tempUe_Sp_zul = 60
% thermische Einbaubedingungen
    
```

```

% Spule (wenn keine Einschränkung gefordert, Wert groß wählen!)
R_sptempUe_max = 1.1

% Schaltregime
t_ein = 2e-3
t_Zykl = 4e-3
k_reLED = 1 % Korrekturfaktor für rel. ED

% elektr. Ansteuerung
R_zusEin = 0 % Zusatzwiderstand für Einschalten (z.B Stromfühler"-Meßwiderstand)
R_zusAus = 0 % Zusatzwiderstand für Ausschalten (z.B Stromfühler"-Meßwiderstand)

% folgende 4 Abschnitte: wahlweise 1 Abschnitt je nach Endstufenart aktivieren
% .....

% für Spannungs-ES (Schalttransistor)
%U_Hold = 14.4 % Versorgungsspannung der Endstufe
%U_aus = -0.7 % bei Diodenbegrenzung
%%U_aus = -(0.7+...) % bei Z-Diodenbegrenzung
% .....

% für Chopper-ES
%U_Hold = 14.4 % Versorgungsspannung der Endstufe
%I_Hold = 1.9 % untere Schaltschwelle der Chopper-Endstufe
%di_Hyst = 0.6 % Chopper-Hysterese
%%U_aus = -0.7 % ohne Stromschnelllöschung (Diodenbegrenzung)
%%U_aus = -(0.7+...) % ohne Stromschnelllöschung (Z-Diodenbegrenzung)
%U_aus = -(U_Hold-2*0.7) % mit Stromschnelllöschung ("Gegenerregung")
% .....

% für Spannungs-ES mit Boost (Spannungs-Übererregung)
%U_Boost = 50.0 % Versorgungsspannung der Endstufe in der Boost-Phase
%U_Hold = 14.0 % Versorgungsspannung der Endstufe in der Halte-Phase
%%U_aus = -0.7 % ohne Stromschnelllöschung (Diodenbegrenzung)
%%U_aus = -(0.7+...) % ohne Stromschnelllöschung (Z-Diodenbegrenzung)
%U_aus = -(U_Boost-U_Hold-2*0.7) % mit Stromschnelllöschung ("Gegenerregung")
%t_Boost = 500e-6 % Dauer der Boost-Phase
%t_Pause = 0e-6 % Dauer der Phase mit Stromschnelllöschung zwischen Boost- und Halte-Phase
% .....

% für Chopper-ES mit Boost
U_Peak = 42.0 % Versorgungsspannung der Endstufe in der Phase des Einschalt-Spannungs-Boostes
I_Peak = 12.0 % Schaltschwelle zum Beenden der Phase des Einschalt-Spannungs-Boostes
U_Boost = 42.0 % Versorgungsspannung der Endstufe in der Phase des Strom-Boostes

```

```

% -----1-----2-----3-----4-----5-----6-----7-----8-----9-----0-----1-----2-----3
[Materialzuordnung]
% Initialisierungs-Präprozessor, wird nur ein Mal zu Beginn des Rechnungslaufes ausgeführt
% Zuordnung des Magnetmaterials zu Magnetkreisgebieten
% Deklaration spezieller Materialkonstanten der Magnetmaterialien

Kern = RB_93_4391; Datei=materials.dat
Anker = RB_93_4391; Datei=materials.dat
Mantel = 9SMn28K_min; Datei=materials.dat
Boden = 9SMn28K_min; Datei=materials.dat

% -----1-----2-----3-----4-----5-----6-----7-----8-----9-----0-----1-----2-----3
[Zielfunktion]
% Postprozessor zur Berechnung der Zielfunktion(en)

% statisch
ZF_stat = Volumen

% dynamisch
%ZF_dyn = m_Ank
ZF_dyn = tau_Anzug*tau_Rueckstell

% -----1-----2-----3-----4-----5-----6-----7-----8-----9-----0-----1-----2-----3
[PostTemperatur]
% Postprozessor zur Berechnung der Übertemperatur

T_Sp1 = $POT(Sp20)
T_Sp2 = $POT(Sp30)
T_Sp3 = $POT(Sp40)

T_B = $POT(B10)
T_M = $POT(M30)
T_A = $POT(A10)

IF T_Sp1 > T_Sp2 THEN T_Sp = T_Sp1 ELSE T_Sp = T_Sp1
IF T_Sp3 > T_Sp THEN T_Sp = T_Sp3

```

```

-----1-----2-----3-----4-----5-----6-----7-----8-----9-----0-----1-----2-----3
[PostAngezogen]
% Postprozessor zur Berechnung des magn. Flusses und der Haltekraft bei Minimalluftspalt (angezogener Anker)

Phi_Halten = $FLUSS
F_Halten   = $KRAFT
F_Halten   = -F_Halten
% -----1-----2-----3-----4-----5-----6-----7-----8-----9-----0-----1-----2-----3

[PreTheta_Anzug]
% Präprozessor zum Einstellen der Anzugsdurchflutung

Theta_Anzug = k_Boost*Theta_Halten
Theta_stat  = Theta_Anzug
% -----1-----2-----3-----4-----5-----6-----7-----8-----9-----0-----1-----2-----3

[PostAbgefallen]
% Postprozessor zur Berechnung des magn. Flusses und der Anzugskraft bei Maximalluftspalt (abgefallener Anker)

Phi_Anzug = $FLUSS
F_Anzug   = $KRAFT
F_Anzug   = -F_Anzug
% -----1-----2-----3-----4-----5-----6-----7-----8-----9-----0-----1-----2-----3

[ErgebnisseGrobdim]
% Ergebnisausgabe der variierten Parameter der Parameterstudie/Optimierung sowie abgeleiteter Größen

Gesamtdurchmesser=r_ges*2
Gesamthoehe_axial=h_ges
Gesamtvolumen=Volumen

Kerninnenradius=r_Ki
Kerninnendurchmesser=r_Ki*2
Kernaussenradius=r_Ka

```

Ankerdicke_innen=d_Ank_i
Mantelueberdeckung=k_AM
Ankerausseradius=r_Ank_MKS
Ankeraussendurchmesser=r_Ank_MKS*2
kritischer_Ankerquerschnitt=A_Ank_i
Ankermasse=m_Ank
bewegte_Masse=m_bew

Manteldicke=d_Man
Mantelinnenradius=r_Mi
Mantelinnendurchmesser=r_Mi*2
Mantelausseradius=r_Ma
Mantelaussendurchmesser=r_Ma*2
Mantelquerschnitt=A_Man

Bodendicke=d_Bod_i
kritischer_Bodenquerschnitt=A_Bod_i

Spulenfensterabmessung_radial=b
Spulenfensterabmessung_axial=h
Spuleninnenradius=r_Spi
Spuleninnendurchmesser=r_Spi*2
Spulenausseradius=r_Spa
Spulenaussendurchmesser=r_Spa*2
Wickelfensterabmessung_radial=b_W
Wickelfensterabmessung_axial=h_W
mittlerer_Windungsradius=r_Spm
mittlerer_Windungsdurchmesser=r_Spm*2
mittlere_Windungslaenge=l_Wdgm
Wickelfensterquerschnitt=A_W
Windungszahl=w
Spulendrahtquerschnitt=A_Draht
Spulendrahtdurchmesser=d_Draht
Spulenwiderstand=R_Sp20
Spulenwärmwiderstand=R_Sptemp0e
elektrische_Zeitkonstante_Anzug=tau_Anzug
elektrische_Zeitkonstante_Rueckstellen=tau_Rueckstell

minHaltekraft=F_Halten_min
maxHaltekraft=F_Halten_max

```

durchschnittl_zulaessigeVerlustleistung=Pv_zul
relative_Einschaltdauer=reLED
verlustleistungsbezogene_relative_Einschaltdauer=reLED_Pv
Korrekturfaktor_reLED=k_reLED
korrigierte_relative_Einschaltdauer=reLED_korr
MomentanVerlustleistung_Halten=Pv_Halten
HalteDurchflutung=Theta_Halten
HalteSpulenstromdichte=J_Draht

AnzugsUebererregungsfaktor=k_Boost
AnzugsDurchflutung=Theta_Anzug

Umgebungstemperatur=temp_Umg
Spulenebererregungsfaktor=tempUe_Sp_ist
Bodentemperatur=T_B-273
Manteltemperatur=T_M-273
Ankertemperatur=T_A-273

% ---1-----2-----3-----4-----5-----6-----7-----8-----9-----0-----1-----2-----3
[Dynamiksimulation]
% hier erfolgt die Deklaration von Steuerparametern der Dynamiksimulation

Typ          = gemischt
Spule        = spule; Spannung=U_Sp; Strom=I_Sp; Spulenwiderstand=R_Sp; Windungszahl=w; Durchflutungsvariable=Theta_dyn;
              Flussberechnung=Phi; Event_U=101; Event_I=102; Start mit=i;
Iterationsobjekte = NetFlaAnk_trans; PreMKGeo_FlaAnk_trans2; PreNwEl_FlaAnk_trans; PostFlux
Zeitpunkte      = -51e-6; -2.0e-6; :10.5e-6 step 1.0e-6; :71e-6 step 5.0e-6; :101e-6 step 1.0e-6; :1091e-6 step 10.0e-6;
                  :1097e-6 step 2.0e-6; :1120.25e-6 step 1.0e-6; :1261e-6 step 2.0e-6; :1501e-6 step 5.0e-6;
                  :2001e-6 step 10.0e-6; :9500e-6 step 500e-6; 9990e-6; :9999e-6 step 2.0e-6; :10010.5e-6 step 1.0e-6;
                  :10201e-6 step 2.0e-6; :10431e-6 step 10.0e-6; :10801e-6 step 2.0e-6; :11001e-6 step 10e-6;
                  :20000e-6 step 100.0e-6;
Spdglloeser   = integration

% ---1-----2-----3-----4-----5-----6-----7-----8-----9-----0-----1-----2-----3
[PostFlux]
% Postprozessor für Berechnung des Magnetflusses

Phi           = $FLUSS

```

```

% -----1-----2-----3-----4-----5-----6-----7-----8-----9-----0-----1-----2-----3
[PostAnzugskraft]
% verwendet nur bei Chopper-ES mit Strom-Boost: Postprozessor für Berechnung der statischen Magnetkraft bei Boost-Strom

% Magnetkraft aus vorangegangenem Zeitschritt merken
F_Boost_alt = F_Boost

F_Boost = $KRAFT
F_Boost = -F_Boost

% Ermittlung der Magnetkraftarbeit aus der statischen Kraftkennlinie
IF [t11>0 AND t1=0] THEN W_Boost=W_Boost+(F_Boost_alt+F_Boost)/2*dx

% -----1-----2-----3-----4-----5-----6-----7-----8-----9-----0-----1-----2-----3
[PostHaltekraft]
% Postprozessor für Berechnung der statischen Magnetkraft bei Halte-Strom

% Magnetkraft aus vorangegangenem Zeitschritt merken
F_Hold_alt = F_Hold

F_Hold = $KRAFT
F_Hold = -F_Hold

% Ermittlung der Magnetkraftarbeit aus der statischen Kraftkennlinie
IF [t11>0 AND t1=0] THEN W_Hold=W_Hold+(F_Hold_alt+F_Hold)/2*dx

% -----1-----2-----3-----4-----5-----6-----7-----8-----9-----0-----1-----2-----3
[ErgebnisseTrans]
% Ergebnisausgabe transienter Größen in Tabellenform
% ggf. je nach Endstufenart einige Variablen auskommentieren

Zeit
Regime
U
U_ind
I
P_V

```



```

F_Damp
F_Hold
F_Boost
F_Peak
% -----1-----2-----3-----4-----5-----6-----7-----8-----9-----0-----1-----2-----+-----3
[ErgebnisseDynSim]
% Ergebnisausgabe charakteristischer Parameter des dynamischen Verhaltens
% ggf. je nach Endstufenart einige Variablen auskommentieren
Anzugsverzugszeit=t11
t11_05
Hubzeit=t12
Anzugszeit=t1
Anzugszeit_mit_Prellen=t1P
Abfallverzugszeit=t21
t21_05
Ruecklaufzeit=t22
Rueckstellzeit=t2
Rueckstellzeit_mit_Prellen=t2P
Arbeit_Anzugskraftkennlinie=W_Boost
Arbeit_Haltekraftkennlinie=W_Hold
verrichtete_mechanische_Arbeit_Anzugsvorgang=W_mech_an
Beschleunigungsarbeit_Anzugsvorgang=W_beschl_an
W_beschl_an/(W_Boost-W_Fed)
Federspannarbeit=W_Fed
verrichtete_mechanische_Arbeit_Rueckstellvorgang=W_mech_ab
Beschleunigungsarbeit_Rueckstellvorgang=W_beschl_ab
W_beschl_ab/W_Fed
umgesetzte_Verlustleistung=Pv_vorh
zulaessige_Verlustleistung=Pv_zul
Verlustleistungsverhaeltnis=k_Pv
relative_Einschaltdauer=reLED
verlustleistungsbezogene_relative_Einschaltdauer=reLED_Pv
vorhandene_relative_ED=reLED_vorh

```

```

Iinit          = 1e-6
Relaxation     = 0.1
Relaxationsbeginn = 3
Abhaengigkeiten = PreMKGeo_FlaAnk3
Kraftberechnung = RDIFF
% -----1-----2-----3-----4-----5-----6-----7-----8-----9-----0-----1-----2-----3
[OptionsTherm]
% Einstellungen für Berechnung thermische Netzwerke
Bezugsknoten   = 0K
Bezugspotential = 0
Netzwerkberechnung = Knotenspannungsanalyse
MaxIterationen = 100
Globaler Fehler = 1e-6
Iinit          = 1e-6
Relaxation     = 0.15
Relaxationsbeginn = 3
% -----1-----2-----3-----4-----5-----6-----7-----8-----9-----0-----1-----2-----3
[OptionsTrans]
% Einstellungen für Berechnung nichtlinearer magnetischer Netzwerke transienter Magnetfelder
Netzwerkberechnung = Maschenstromanalyse
MaxIterationen     = 300
Globaler Fehler    = 2e-9
Iinit              = 1e-5
Relaxation         = 0.05
Relaxationsbeginn = 3
Abhaengigkeiten   = PreMKGeo_FlaAnk_trans2; PreNwEl_FlaAnk_trans
Kraftberechnung   = RDIFF
% -----1-----2-----3-----4-----5-----6-----7-----8-----9-----0-----1-----2-----3

```

```
[OptionsStat]
% Einstellungen für Berechnung nichtlinearer magnetischer Netzwerke stationärer Magnetfelder

Netzwerkberechnung = Maschenstromanalyse
MaxIterationen     = 200
Globaler Fehler    = 1e-8
Init               = 1e-5
Relaxation         = 0.05
Relaxationsbeginn = 3
Abhaengigkeiten   = PreMKGeo_FlaAnk3; PreNwEl_FlaAnk3
Kraftberechnung   = RDIFF
```

B.1.4 Skript zur Grobdimensionierung/Optimierung, Typ *FlaAnk_4*

Netzwerkstruktur:

Netzwerkstruktur zur statischen Magnetkreisberechnung Typ *FlaAnk_3*, siehe Abb. An-3,

Netzwerkstruktur zur Berechnung der zulässigen Verlustleistung Typ *FlaAnk_therm_2*, siehe Abb. An-5.

Eigenschaften, Anwendungseinschränkungen:

- Zuweisung unterschiedlicher Eisenmaterialien für die Bereiche *Kern*, *Anker*, *Boden* und *Mantel* möglich
- Magnetflußröhrenquerschnitt in den unterschiedlichen Bereichen des Magnetkreises nicht einheitlich
- radiale Abstufung von jeweils vier magnetischen Widerständen in den Radialfeldbereichen *Anker* und *Boden* (Partielle Sättigungserscheinungen im Eisenmaterial, die z. B. bei Durchflutungs-Boost beim Einschaltvorgang auftreten können und bei Radialfeldern zuerst an der Stelle des Innendurchmessers auftreten, werden somit besser behandelt.)
- Einbeziehen der Flächenüberdeckung *Ankerscheibe - Mantel* im Bereich $k_{AM} = 1 \dots 99\%$ in die Optimierung (Eine geringe Flächenüberdeckung bewirkt zwar einen Anker mit kleiner Masse, dieser mechanische Dynamikvorteil muß aber zur Gewährleistung der statischen Haltekraft durch eine erhöhte Durchflutung und damit erhöhte elektrische Verlustleistung kompensiert werden.)

vorzuziehende/festzulegende Geometrieparameter:

- Luftspalt δ_i mit Bereichsangabe $\delta_{i,min} \dots \delta_{i,max}$ bzw. minimaler Luftspalt $\delta_{i,min}$ und Ankerhub x_{Hub}
- gegebenenfalls zusätzliche äußere Luftspaltvergrößerung $\delta_{a,zus}$ zur konstruktiven Verminderung der Prellneigung durch nicht senkrecht zur Ankerführungsachse montierter Ankerscheibe (Fertigungsfehler)
- gegebenenfalls Kernbohrungsradius $r_{K,i}$
- Spulenwickelkörperwandstärken $d_{SpK,K}$ und $d_{SpK,D}$ sowie radiale Reserve zum Einbringen einer Wicklungsvergußmasse d_V

Geometrieparameter der Optimierung:

- Kernaußenradius $r_{K,a}$
- Spulenfensterbreite b

-
- Spulenfensterhöhe h
 - Ankerdicke $d_{Ank,i}$
 - Bodendicke $d_{Bod,i}$
 - Mantelaußenradius $r_{M,a}$ bzw. Manteldicke d_M
 - Mantelüberdeckungsfaktor k_{AM}

aus den optimierten Parametern abgeleitete Geometriegrößen:

- Mantelinnenradius $r_{M,i}$ und Manteldicke d_M bzw. Mantelinnenradius $r_{M,i}$ und Mantelaußenradius $r_{M,a}$
- Ankeraußenradius $r_{Ank,MKS}$

B.2 Skripte für die Berechnung neutraler Tauchanker- magnete ohne Druckrohr

B.2.1 Skript zur Grobdimensionierung/Optimierung, Typ *TauAnk_oDR_1*

Netzwerkstruktur:

Netzwerkstruktur zur statischen Magnetkreisberechnung Typ *TauAnk_oDR_1*, siehe Abb. An-9,

Netzwerkstruktur zur Berechnung der zulässigen Verlustleistung Typ *TauAnk_oDR_therm_1*,
siehe Abb. An-11.

Eigenschaften, Anwendungseinschränkungen:

- erlaubt eine sehr schnelle Grobabschätzung der zu erwartenden Geometrie
- Berücksichtigung von nur drei Parameter bei der Geometrieoptimierung: Kernaußenradius $r_{Ank,a}$, Spulenfensterbreite b und -höhe h
- Zuweisung unterschiedlicher Eisenmaterialien für die Bereiche *Ankergegenstück (Kern)*, *Anker*, *Deckel*, *Boden* und *Mantel* möglich, Magnetflußröhrenquerschnitt jedoch über die gesamte Flußröhrenlänge gleichbleibend

vorzugebende/festzulegende Geometrieparameter:

- Luftspalt δ mit Bereichsangabe $\delta_{min} \dots \delta_{max}$ bzw. minimaler Luftspalt δ_{min} und Ankerhub x_{Hub}
- parasitärer Luftspalt δ_{par} zwischen Anker und Deckel (bewegungsbedingtes Führungsspiel)
- gegebenenfalls Anker- und Ankergegenstückbohrungsradius $r_{Ank,i}$ und $r_{K,i}$
- Spulenwickelkörperwandstärken $d_{SpK,K}$ und $d_{SpK,D}$ sowie radiale Reserve zum Einbringen einer Wicklungsvergußmasse d_V
- Verhältnis der Länge des Ankergegenstückes zur Rest-Spulenfensterhöhe $k_{l_{AGS}} = \frac{l_{AGS}}{h - \delta_{max}}$

Geometrieparameter der Optimierung:

- Ankeraußenradius $r_{Ank,a}$
- Spulenfensterbreite b
- Spulenfensterhöhe h

aus den optimierten Parametern abgeleitete Geometriegrößen:

- Außenradius des Ankergegenstückes (Kern) $r_{K,a}$
- Länge des Ankergegenstückes l_{AGS}
- Länge des Ankers l_{Ank}
- Mantelinnenradius $r_{M,i}$ und Mantelaußenradius $r_{M,a}$ bzw. Mantelinnenradius $r_{M,i}$ und Manteldicke d_M
- Deckeldicke $d_{Deck,i}$
- Bodendicke $d_{Bod,i}$

B.2.2 Skript zur Grobdimensionierung/Optimierung, Typ *TauAnk_oDR_2*

Netzwerkstruktur:

Netzwerkstruktur zur statischen Magnetkreisberechnung Typ *TauAnk_oDR_1*, siehe Abb. An-9,

Netzwerkstruktur zur Berechnung der zulässigen Verlustleistung Typ *TauAnk_oDR_therm_1*, siehe Abb. An-11.

Eigenschaften, Anwendungseinschränkungen:

- Zuweisung unterschiedlicher Eisenmaterialien für die Bereiche *Ankergegenstück (Kern)*, *Anker*, *Deckel*, *Boden* und *Mantel* möglich
- Magnetflußröhrenquerschnitt in den unterschiedlichen Bereichen des Magnetkreises nicht einheitlich
- Nachteil: jeweils ein einziger magnetischer Widerstand für die Radialfeldbereiche *Deckel* und *Boden* und die grob gegliederte Netzwerkstruktur (Partielle Sättigungserscheinungen im Eisenmaterial, wie sie z. B. bei Berücksichtigung des Durchflutungs-Boostes auftreten, bewirken nur unzureichende Ergebnisse.)
- Optimierungsrechenläufe weisen oft eine große Anzahl von nichtkonvergierenden Lösungsversuchen des nichtlinearen Netzwerklösers auf.

vorzugebende/festzulegende Geometrieparameter:

- Luftspalt δ mit Bereichsangabe $\delta_{min} \dots \delta_{max}$ bzw. minimaler Luftspalt δ_{min} und Ankerhub x_{Hub}
- parasitärer Luftspalt δ_{par} zwischen Anker und Deckel (bewegungsbedingtes Führungsspiel)
- gegebenenfalls Anker- und Ankergegenstückbohrungsradius $r_{Ank,i}$ und $r_{K,i}$
- Spulenwickelkörperwandstärken $d_{SpK,K}$ und $d_{SpK,D}$ sowie radiale Reserve zum Einbringen einer Wicklungsvergußmasse d_v

- Verhältnis der Länge des Ankergegenstückes zur Rest-Spulenfensterhöhe $k_{l_{AGS}} = \frac{l_{AGS}}{h - \delta_{\max}}$

Geometrieparameter der Optimierung:

- Ankeraußenradius $r_{Ank,a}$
- Spulenfensterbreite b
- Spulenfensterhöhe h
- Deckeldicke $d_{Deck,i}$
- Bodendicke $d_{Bod,i}$
- Mantelaußenradius $r_{M,a}$ bzw. Manteldicke d_M

aus den optimierten Parametern abgeleitete Geometriegrößen:

- Außenradius des Ankergegenstückes (Kern) $r_{K,a}$
- Länge des Ankergegenstückes l_{AGS}
- Länge des Ankers l_{Ank}
- Mantelinnenradius $r_{M,i}$ und Manteldicke d_M bzw. Mantelinnenradius $r_{M,i}$ und Mantelaußenradius $r_{M,a}$

B.2.3 Skript zur Grobdimensionierung/Optimierung, Typ *TauAnk_oDR_3*

Netzwerkstruktur:

Netzwerkstruktur zur statischen Magnetkreisberechnung Typ *TauAnk_oDR_3*, siehe Abb. An-10,

Netzwerkstruktur zur Berechnung der zulässigen Verlustleistung Typ *TauAnk_oDR_therm_2*, siehe Abb. An-12.

Eigenschaften, Anwendungseinschränkungen:

- Zuweisung unterschiedlicher Eisenmaterialien für die Bereiche *Ankergegenstück (Kern)*, *Anker*, *Deckel*, *Boden* und *Mantel* möglich
- Magnetflußröhrenquerschnitt in den unterschiedlichen Bereichen des Magnetkreises nicht einheitlich
- radiale Abstufung von jeweils vier magnetischen Widerständen in den Radialfeldbereichen *Deckel* und *Boden* (Partielle Sättigungserscheinungen im Eisenmaterial, die z. B. bei Durchflutungs-Boost beim Einschaltvorgang auftreten können und bei Radialfeldern zuerst

-
- an der Stelle des Innendurchmessers auftreten, werden somit besser behandelt.)
 - gute Konvergenz bei der nichtlinearen Netzwerkberechnung

vorzugebende/festzulegende Geometrieparameter:

- Luftspalt δ mit Bereichsangabe $\delta_{min} \dots \delta_{max}$ bzw. minimaler Luftspalt δ_{min} und Ankerhub x_{Hub}
- parasitärer Luftspalt δ_{par} zwischen Anker und Deckel (bewegungsbedingtes Führungsspiel)
- gegebenenfalls Anker- und Ankergegenstückbohrungsradius $r_{Ank,i}$ und $r_{K,i}$
- Spulenwickelkörperwandstärken $d_{SpK,K}$ und $d_{SpK,D}$ sowie radiale Reserve zum Einbringen einer Wicklungsvergußmasse d_V
- Verhältnis der Länge des Ankergegenstückes zur Rest-Spulenfensterhöhe $k_{l_{AGS}} = \frac{l_{AGS}}{h - \delta_{max}}$

Geometrieparameter der Optimierung:

- Ankeraußenradius $r_{Ank,a}$
- Spulenfensterbreite b
- Spulenfensterhöhe h
- Deckeldicke $d_{Deck,i}$
- Bodendicke $d_{Bod,i}$
- Mantelaußenradius $r_{M,a}$ bzw. Manteldicke d_M

aus den optimierten Parametern abgeleitete Geometriegrößen:

- Außenradius des Ankergegenstückes (Kern) $r_{K,a}$
- Länge des Ankergegenstückes l_{AGS}
- Länge des Ankers l_{Ank}
- Mantelinnenradius $r_{M,i}$ und Manteldicke d_M bzw. Mantelinnenradius $r_{M,i}$ und Mantelaußenradius $r_{M,a}$

B.3 Skripte für die Berechnung neutraler Tauchanker- magnete mit Druckrohr und Kennlinienbeeinflus- sung

B.3.1 Skript zur Grobdimensionierung/Optimierung, Typ *TauAnk_mDR_KLB_1*

Netzwerkstruktur:

Netzwerkstruktur zur statischen Magnetkreisberechnung *TauAnk_mDR_KLB_1*, siehe Abb. An-15,

Netzwerkstruktur zur Berechnung der zulässigen Verlustleistung Typ *TauAnk_mDR_KLB_therm_1*, siehe Abb. An-17.

Eigenschaften, Anwendungseinschränkungen:

- erlaubt eine sehr schnelle Grobabschätzung der zu erwartenden Geometrie
- Berücksichtigung von nur drei Parameter bei der Geometrieoptimierung: Kernaußenradius $r_{Ank,a}$, Spulenfensterbreite b und -höhe h
- Zuweisung unterschiedlicher Eisenmaterialien für die Bereiche *Ankergegenstück (Kern)*, *Anker*, *Deckel*, *Boden* und *Mantel* möglich, Magnetflußröhrenquerschnitt jedoch über die gesamte Flußröhrenlänge gleichbleibend

vorzugebende/festzulegende Geometrieparameter:

- Luftspalt δ mit Bereichsangabe $\delta_{min} \dots \delta_{max}$ bzw. minimaler Luftspalt δ_{min} und Ankerhub x_{Hub}
- parasitärer Luftspalt δ_{par1} zwischen Anker und Kennlinienbeeinflussung (bewegungsbedingtes Führungsspiel)
- parasitärer Luftspalt δ_{par2} zwischen Anker und Deckel/Druckrohr (bewegungsbedingtes Führungsspiel)
- Wandstärke der Kennlinienbeeinflussung d_{KLB}
- Länge der Kennlinienbeeinflussung l_{KLB}
- Abstand Kennlinienbeeinflussung - Druckrohr $a_{KLB,DrR}$
- Wandstärke des Druckrohres d_{DrR}
- gegebenenfalls Anker- und Ankergegenstückbohrungsradius $r_{Ank,i}$ und $r_{K,i}$
- Spulenwickelkörperwandstärken $d_{SpK,K}$ und $d_{SpK,D}$ sowie radiale Reserve zum Einbringen einer Wicklungsvergußmasse d_V

-
- Verhältnis der Länge des Ankergegenstückes zur Rest-Spulenfensterhöhe $k_{l_{AGS}} = \frac{l_{AGS}}{h - \delta_{\max}}$

Geometrieparameter der Optimierung:

- Ankeraußenradius $r_{Ank,a}$
- Spulenfensterbreite b
- Spulenfensterhöhe h

aus den optimierten Parametern abgeleitete Geometriegrößen:

- Außenradius des Ankergegenstückes (Kern) $r_{K,a}$
- Länge des Ankergegenstückes l_{AGS}
- Länge des Druckrohres l_{DrR}
- Länge des Ankers l_{Ank}
- Mantelinnenradius $r_{M,i}$ und Mantelaußenradius $r_{M,a}$ bzw. Mantelinnenradius $r_{M,i}$ und Manteldicke d_M
- Deckeldicke $d_{Deck,i}$
- Bodendicke $d_{Bod,i}$

B.3.2 Skript zur Grobdimensionierung/Optimierung, Typ *TauAnk_mDR_KLB_2*

Netzwerkstruktur:

Netzwerkstruktur zur statischen Magnetkreisberechnung *TauAnk_mDR_KLB_1*, siehe Abb. An-15,

Netzwerkstruktur zur Berechnung der zulässigen Verlustleistung Typ *TauAnk_mDR_KLB_therm_1*, siehe Abb. An-17.

Eigenschaften, Anwendungseinschränkungen:

- Zuweisung unterschiedlicher Eisenmaterialien für die Bereiche *Ankergegenstück (Kern)*, *Anker*, *Deckel*, *Boden* und *Mantel* möglich
- Magnetflußröhrenquerschnitt in den unterschiedlichen Bereichen des Magnetkreises nicht einheitlich
- Nachteil: jeweils ein einziger magnetischer Widerstand für die Radialfeldbereiche *Deckel* und *Boden* und die grob gegliederte Netzwerkstruktur (Partielle Sättigungserscheinungen im Eisenmaterial, wie sie z. B. bei Berücksichtigung des Durchflutungs-Boostes auftreten,

bewirken nur unzureichende Ergebnisse.)

- Optimierungsrechenläufe weisen oft eine große Anzahl von nichtkonvergierenden Lösungsversuchen des nichtlinearen Netzwerklösers auf.

vorzugebende/festzulegende Geometrieparameter:

- Luftspalt δ mit Bereichsangabe $\delta_{min} \dots \delta_{max}$ bzw. minimaler Luftspalt δ_{min} und Ankerhub x_{Hub}
- parasitärer Luftspalt δ_{par1} zwischen Anker und Kennlinienbeeinflussung (bewegungsbedingtes Führungsspiel)
- parasitärer Luftspalt δ_{par2} zwischen Anker und Deckel/Druckrohr (bewegungsbedingtes Führungsspiel)
- Wandstärke der Kennlinienbeeinflussung d_{KLB}
- Länge der Kennlinienbeeinflussung l_{KLB}
- Abstand Kennlinienbeeinflussung - Druckrohr $a_{KLB,DrR}$
- Wandstärke des Druckrohres d_{DrR}
- gegebenenfalls Anker- und Ankergegenstückbohrungsradius $r_{Ank,i}$ und $r_{K,i}$
- Spulenwickelkörperwandstärken $d_{SpK,K}$ und $d_{SpK,D}$ sowie radiale Reserve zum Einbringen einer Wicklungsvergußmasse d_V
- Verhältnis der Länge des Ankergegenstückes zur Rest-Spulenfensterhöhe $k_{l_{AGS}} = \frac{l_{AGS}}{h - \delta_{max}}$

Geometrieparameter der Optimierung:

- Ankeraußenradius $r_{Ank,a}$
- Spulenfensterbreite b
- Spulenfensterhöhe h
- Deckeldicke $d_{Deck,i}$
- Bodendicke $d_{Bod,i}$
- Mantelaußenradius $r_{M,a}$ bzw. Manteldicke d_M

aus den optimierten Parametern abgeleitete Geometriegrößen:

- Außenradius des Ankergegenstückes (Kern) $r_{K,a}$
- Länge des Ankergegenstückes l_{AGS}
- Länge des Druckrohres l_{DrR}
- Länge des Ankers l_{Ank}
- Mantelinnenradius $r_{M,i}$ und Manteldicke d_M bzw. Mantelinnenradius $r_{M,i}$ und Mantelaußenradius $r_{M,a}$

B.3.3 Skript zur Grobdimensionierung/Optimierung, Typ *TauAnk_mDR_KLB_3*

Netzwerkstruktur:

Netzwerkstruktur zur statischen Magnetkreisberechnung *TauAnk_mDR_KLB_3*, siehe Abb. An-16,

Netzwerkstruktur zur Berechnung der zulässigen Verlustleistung Typ *TauAnk_mDR_KLB_therm_2*, siehe Abb. An-18.

Eigenschaften, Anwendungseinschränkungen:

- Zuweisung unterschiedlicher Eisenmaterialien für die Bereiche *Ankergegenstück (Kern)*, *Anker*, *Deckel*, *Boden* und *Mantel* möglich
- Magnetflußröhrenquerschnitt in den unterschiedlichen Bereichen des Magnetkreises nicht einheitlich
- radiale Abstufung von jeweils vier magnetischen Widerständen in den Radialfeldbereichen *Deckel* und *Boden* (Partielle Sättigungserscheinungen im Eisenmaterial, die z. B. bei Durchflutungs-Boost beim Einschaltvorgang auftreten können und bei Radialfeldern zuerst an der Stelle des Innendurchmessers auftreten, werden somit besser behandelt.)
- gute Konvergenz bei der nichtlinearen Netzwerkberechnung

vorzugebende/festzulegende Geometrieparameter:

- Luftspalt δ mit Bereichsangabe $\delta_{min} \dots \delta_{max}$ bzw. minimaler Luftspalt δ_{min} und Ankerhub x_{Hub}
- parasitärer Luftspalt δ_{par1} zwischen Anker und Kennlinienbeeinflussung (bewegungsbedingtes Führungsspiel)
- parasitärer Luftspalt δ_{par2} zwischen Anker und Deckel/Druckrohr (bewegungsbedingtes Führungsspiel)
- Wandstärke der Kennlinienbeeinflussung d_{KLB}
- Länge der Kennlinienbeeinflussung l_{KLB}
- Abstand Kennlinienbeeinflussung - Druckrohr $a_{KLB,DrR}$
- Wandstärke des Druckrohres d_{DrR}
- gegebenenfalls Anker- und Ankergegenstückbohrungsradius $r_{Ank,i}$ und $r_{K,i}$
- Spulenwickelkörperwandstärken $d_{SpK,K}$ und $d_{SpK,D}$ sowie radiale Reserve zum Einbringen einer Wicklungsvergußmasse d_V
- Verhältnis der Länge des Ankergegenstückes zur Rest-Spulenfensterhöhe $k_{l_{AGS}} = \frac{l_{AGS}}{h - \delta_{max}}$

Geometrieparameter der Optimierung:

- Ankeraußenradius $r_{Ank,a}$
- Spulenfensterbreite b
- Spulenfensterhöhe h
- Deckeldicke $d_{Deck,i}$
- Bodendicke $d_{Bod,i}$
- Mantelaußenradius $r_{M,a}$ bzw. Manteldicke d_M

aus den optimierten Parametern abgeleitete Geometriegrößen:

- Außenradius des Ankergegenstückes (Kern) $r_{K,a}$
- Länge des Ankergegenstückes l_{AGS}
- Länge des Druckrohres l_{DrR}
- Länge des Ankers l_{Ank}
- Mantelinnenradius $r_{M,i}$ und Manteldicke d_M bzw. Mantelinnenradius $r_{M,i}$ und Mantelaußenradius $r_{M,a}$

B.4 Beispiele (Listings) von *SESAM*-Skripten von Prä- und Postprozessoren

B.4.1 *SESAM*-Skripte von Prä- und Postprozessoren für die Simulation des Bewegungsverhaltens

In diesem Beispielskript sind Prä- und Postprozessormodule für die Simulation des Bewegungsverhaltens von Elektroschaltmagneten enthalten. Dazu gehören u.a.:

- Berechnungen von Kräften: Magnetkraft, Federkraft, Dämpfungskraft, ...
- Berechnung der Beschleunigung aus der resultierenden Kraft
- Ermittlung von Geschwindigkeit und Position des Magnetankers
- Behandlung von mechanischen Anschlägen einschließlich des Prellverhaltens

Das Listing in *SESAM*-Notation ist auf den folgende Seiten angegeben.

```

% MagCalc-Prä-/Postprozessor-Modul
% Positionen/Bewegung Elektromagnetanker
%
% Gültigkeitsbereich:
% =====
% alle Magnetkreis-Grundformen mit translatorischer Ankerbewegung
%
% Inhalt:
% =====
% 1. [PrePositionAbgefallen] Präprozessor zum Einstellen des Maximalluftspaltes
% 2. [PrePositionAngezogen] Präprozessor zum Einstellen des Minimalluftspaltes
% 3. [PostKraefte] Berechnung aller Kräfte
% 4. [PostAnschlag] Bewegung mit Anschlag ohne Prellen, Ermittlung der Magnetkraft- und Beschleunigungsarbeit
% 5. [PostPrellen] Bewegung mit Prellen an den Anschlägen, Ermittlung der Magnetkraft- und Beschleunigungsarbeit
% 6. [PostZeiten] Postprozessor zur Ermittlung charakt. Zeiten des Bewegungsvorganges aus Dynamiksimulation
% 7. [PostFederdaten1] Ermittlung notwendiger Federdaten aus Werten der Dynamikspeziifikation, Vorgabe: c_Fed
% 8. [PostFederdaten2] Ermittlung notwendiger Federdaten aus Werten der Dynamikspeziifikation, Vorgabe: F_Fed0
% 9. [Post_mechZeiten] Postprozessor zur Berechnung der vorhandenen (mechanischen) Zeiten
% --+---1---+---2---+---3---+---4---+---5---+---6---+---7---+---8---+---9---+---0---+---1---+---2---+---3
[PrePositionAbgefallen]
% Präprozessor zum Einstellen des Maximalluftspaltes
x = 0
% --+---1---+---2---+---3---+---4---+---5---+---6---+---7---+---8---+---9---+---0---+---1---+---2---+---3
[PrePositionAngezogen]
% Präprozessor zum Einstellen des Minimalluftspaltes
x = x_Hub
% --+---1---+---2---+---3---+---4---+---5---+---6---+---7---+---8---+---9---+---0---+---1---+---2---+---3
[PostKraefte]
% Kräfte aus vorangegangenem Zeitschritt merken, dienen zur Ermittlung der Arbeit
F_ges_alt=F_ges
F_mag_alt=F_mag

```



```

% Berechnung dynamischer Kräfte unter Berücksichtigung von Vorhersagewerten
F_Fed = F_Fed0+c_Fed*(x+dx_ST)
F_Damp = k_Damp*(x_DOT+dx_DOT_ST)
F_ggg = F_Fed+F_Last+F_Damp+F_Reib*sign(x_DOT)
F_ges = F_mag-F_ggg

% aktuelles Zeitintervall merken
dt = ZeitSchritt

% -----1-----2-----3-----4-----5-----6-----7-----8-----9-----0-----1-----2-----+-----3
[PostAnschlag]
% Bewegung mit Ankeranschlag
% Änderungswerte dienen nur als Zwischenwerte

% neue Änderungswerte ermitteln
dx_DDOT = F_ges/m_bew-x_DDOT
dx_DOT = (x_DDOT + dx_DDOT/2)*ZeitSchritt
dx = (x_DOT + dx_DOT /2)*ZeitSchritt
IF abs(dx)<1e-6*x_Hub THEN dx=0

% Anschlag erkennen
IF x+dx<=0 THEN Preller=-1 ELSE IF x+dx>=x_Hub THEN Preller=1 ELSE Preller=0

% neue Absolutwerte ermitteln
IF abs(Preller)=1 THEN x_DOT_merk = x_DOT+dx_DOT/2 ELSE x_DOT_merk = x_DOT+dx_DOT
IF Preller=0 THEN x_DDOT = x_DDOT + dx_DDOT ELSE x_DDOT = 0
IF Preller=0 THEN x_DOT = x_DOT + dx_DOT ELSE x_DOT = 0
IF Preller<0 THEN x = 0 ELSE IF Preller>0 THEN x = x_Hub ELSE x = x + dx

% Berechnung dynamischer Kräfte mit aktuellen Werten (dient zur Ergebnisausgabe)
F_Fed = F_Fed0+c_Fed*x
F_Damp = k_Damp*x_DOT_merk
F_ggg = F_Fed+F_Last+F_Damp+F_Reib*sign(x_DOT_merk)
F_ges = F_mag-F_ggg

% Ermittlung der Magnetkraft- und Beschleunigungsarbeit des Bewegungsvorganges
IF [t1]>0 AND t1=0] THEN W_mech_an=W_mech_an+(F_mag_alt+F_mag)/2*dx
IF [t2]>0 AND t2=0] THEN W_mech_ab=W_mech_ab-(F_mag_alt+F_mag)/2*dx
IF [t1]>0 AND t1=0] THEN W_beschl_an=W_beschl_an+(F_ges_alt+F_ges)/2*dx

```

```

% charakt. (Absolut)-Zeiten der Dynamik
IF t11=0 THEN IF x_DOT>0 THEN t11 = Zeit
IF t11_05=0 THEN IF x>0.05*x_Hub THEN t11_05 = Zeit
IF Preller=1 THEN IF t1=0 THEN t1 = Zeit
IF Preller=1 THEN IF t1P=0 THEN t1P = Zeit
IF t1P<>0 THEN IF t21=0 THEN IF x_DOT<0 THEN t21 = Zeit
IF t1P<>0 THEN IF t21_05=0 THEN IF x<0.95*x_Hub THEN t21_05 = Zeit
IF t1P<>0 THEN IF Preller=-1 THEN IF t2=0 THEN t2 = Zeit
IF t1P<>0 THEN IF Preller=-1 THEN IF t2P=0 THEN t2P = Zeit

% -----1-----2-----3-----4-----5-----6-----7-----8-----9-----0-----1-----2-----+-----3
[PostPrelen]
% Bewegung mit Prelen
% Änderungswerte werden zur Ausgabe bei Prelern aktualisiert

% spezielle Werte nach Preller im vorangeg. Zeitschritt setzen
IF abs(Preller)=1 THEN x_DDOT = x_DDOT_merk

% neue Änderungswerte ermitteln
dx_DDOT = F_ges/m_bew-x_DDOT
dx_DOT = (x_DDOT + dx_DDOT/2)*Zeitschritt
dx = (x_DOT + dx_DOT/2)*Zeitschritt
IF abs(dx)<1e-6*x_Hub THEN dx=0

% Preller bzw. Anschlag erkennen, Geschwindigkeitsmaximalwerte (bei jeweils 1. Preller merken)
IF x+dx<=0 THEN Preller=-1 ELSE IF x+dx>=x_Hub THEN Preller=1 ELSE Preller=0
% Anzugsvorgang
IF Preller= 1 THEN IF x_DOT>v_Prell_An THEN v_Prell_An=x_DOT
IF Preller> 0 THEN IF x_DOT<=eps*v*v_Prell_An THEN Preller=2
% Rückstellvorgang
IF Preller=-1 THEN IF x_DOT<v_Prell_Ab THEN v_Prell_Ab=x_DOT
IF Preller< 0 THEN IF x_DOT>=eps*v*v_Prell_Ab THEN Preller=-2

% neue Absolutwerte ermitteln
IF Preller<0 THEN x_DDOT_merk = x_DDOT
IF abs(Preller)=2 THEN dx_DDOT = 0
IF Preller=0 THEN x_DDOT = x_DDOT + dx_DDOT ELSE x_DDOT = 0

IF abs(Preller)=2 THEN dx_DOT = 0

```

```
% Berechnung dynamischer Kräfte mit aktuellen Werten (dient zur Ergebnisausgabe)
```

```
F_Fed = F_Fed0+c_Fed*x  
F_Damp = k_Damp*x_DOT_merk  
F_ggeg = F_Fed+F_Last+F_Damp+F_Reib*sign(x_DOT_merk)  
F_ges = F_mag-F_geg
```

```
% Ermittlung der Magnetkraft- und Beschleunigungsarbeit des Bewegungsvorganges
```

```
IF [t11>0 AND t1=0] THEN W_mech_an=W_mech_an+(F_mag_alt+F_mag)/2*dx  
IF [t21>0 AND t2=0] THEN W_mech_ab=W_mech_ab-(F_mag_alt+F_mag)/2*dx  
IF [t11>0 AND t1=0] THEN W_beschl_an=W_beschl_an+(F_ges_alt+F_ges)/2*dx  
IF [t21>0 AND t2=0] THEN W_beschl_ab=W_beschl_ab+(F_ges_alt+F_ges)/2*dx
```

```
% charakt. (Absolut)-Zeiten der Dynamik (bei jeweils 1. Prellier/Anschlag merken)
```

```
IF t11=0 THEN IF x_DOT>0 THEN t11 = Zeit  
IF t11_05=0 THEN IF x>0.05*x_Hub THEN t11_05 = Zeit  
IF Prellier=1 THEN IF t1=0 THEN t1 = Zeit  
IF Prellier=2 THEN IF t1P=0 THEN t1P = Zeit  
IF t1P<>0 THEN IF t21=0 THEN IF x_DOT<0 THEN t21 = Zeit  
IF t1P<>0 THEN IF t21_05=0 THEN IF x<0.95*x_Hub THEN t21_05 = Zeit  
IF t1P<>0 THEN IF Prellier=-1 THEN IF t2=0 THEN t2 = Zeit  
IF t1P<>0 THEN IF Prellier=-2 THEN IF t2P=0 THEN t2P = Zeit
```

```
% ---1-----2-----3-----4-----5-----6-----7-----8-----9-----0-----1-----2-----3
```

```
[PostZeiten]
```

```
% Postprozessor zur Ermittlung charakt. Zeiten des Bewegungsvorganges aus Dynamiksimulation
```

```
IF t1P>0 THEN t12 = t1 -t11  
IF t1P>0 THEN t21 = t21 -t_ein  
IF t1P>0 THEN t21_05 = t21_05-t_ein  
IF t1P>0 THEN t2 = t2 -t_ein  
IF t1P>0 THEN t2P = t2P -t_ein  
IF t1P>0 THEN t22 = t2 -t21
```

```
% ---1-----2-----3-----4-----5-----6-----7-----8-----9-----0-----1-----2-----3
```

```
[PostFederdaten1]
```

```
% Ermittlung notwendiger Federdaten aus Werten der Dynamikspezifikation, Vorgabe: c_Fed  
% Ermittlung der Sollgrößen für Magnetkraft (Anzug, Halten)
```

```

% -----1-----2-----3-----4-----5-----6-----7-----8-----9-----0-----1-----2-----3
[PostFederdaten2]
% Ermittlung notwendiger Federdaten aus Werten der Dynamikspezifikation, Vorgabe: F_Fed0
% Ermittlung der Sollgrößen für Magnetkraft (Anzug, Halten)

c_Fed      = PI^2/4*(m_bew/t22_Soll^2-(F_Fed0-F_Reib)/2/x_Hub)
IF c_Fed < 0 THEN c_Fed = 0 % Federvorspannung ist ausreichend (zu groß)

IF c_Fed=0 THEN F_Anzug_min = F_Fed0+2*x_Hub*m_bew/tl2_Soll^2+F_Reib
IF c_Fed>0 THEN F_Anzug_min = F_Fed0+c_Fed*x_Hub/(1.0-cos(sqrt(c_Fed/m_bew)*tl2_Soll))+F_Reib
F_Halten_min = F_Fed0+c_Fed*x_Hub+F_Hue_min
F_Halten_max = F_Fed0+c_Fed*x_Hub+F_Hue_max

% -----1-----2-----3-----4-----5-----6-----7-----8-----9-----0-----1-----2-----3
[Post_mechZeiten]
% Postprozessor zur Berechnung der vorhandenen (mechanischen) Zeiten

IF c_Fed>0 THEN tl2 = arccos(1.0-c_Fed*x_Hub/(F_Anzug-F_Fed0-F_Reib))/sqrt(c_Fed/m_bew)
IF c_Fed=0 THEN tl2 = sqrt(2.0*m_bew*x_Hub/(F_Anzug-F_Fed0-F_Reib))
t22      = sqrt(m_bew/((F_Fed0-F_Reib)/(2.0*x_Hub)+c_Fed*4/PI^2))

W_Fed = (c_Fed/2*x_Hub+F_Fed0)*x_Hub

% -----1-----2-----3-----4-----5-----6-----7-----8-----9-----0-----1-----2-----3

```

B.4.2 *SESAM*-Skripte von Prä- und Postprozessoren für die Simulation des Verhaltens elektrischer Leistungsteilglieder

In diesem Beispielskript sind Prä- und Postprozessormodule für die Simulation elektrischer Leistungsteilglieder enthalten. Es können folgende Leistungsteilglieder behandelt werden:

- Schaltendstufe mit einem Schalter (Schalttransistor): Spannungseinprägung
- Chopperung: Stromeinprägung
- Schaltendstufe mit zwei Spannungsniveaus (Spannungs-Boost)
- Chopper-Endstufe mit zwei Stromniveaus (Strom-Boost)

Die Modellbildung ist auf Anwendungen mit neutralen Elektroschaltmagneten zugeschnitten, wobei ein kompletter Schaltzyklus (Einschalt- und Ausschaltvorgang) berücksichtigt wird.

Das Listing in *SESAM*-Notation ist auf den folgende Seiten angegeben.

```

% MagCalc-Postprozessor-Modul
% elektrische Ansteuerung von Elektromagneten
%
% Gültigkeitsbereich:
% =====
% alle MagCalc-Scripte für Elektromagnete
%
% Inhalt:
% =====
% 1. [PreInit1_Elekt_U] Präprozessor für Initialisierungsberechnungen bei Anwendung einer Schaltendstufe (U-Einprägung)
% 2. [PreInit1_Elekt_I] Präprozessor für Initialisierungsberechnungen bei Anwendung einer Chopper-ES (I-Einprägung)
% 3. [PreInit1_Elekt_U_Boost] Präprozessor für Initialisierungsbereich. bei Anwendung einer Schaltendstufe mit Spannungs-Boost
% 4. [PreInit1_Elekt_I_Boost] Präprozessor für Initialisierungsberechnungen bei Anwendung einer Chopper-ES mit Strom-Boost
% 3. [PreInit2_Elekt_U] Präprozessor für Initialisierungsberechnungen bei Anwendung einer Schaltendstufe (U-Einprägung)
% 4. [PreInit2_Elekt_I] Präprozessor für Initialisierungsberechnungen bei Anwendung einer Chopper-ES (I-Einprägung)
% 5. [PreInit2_Elekt_U_Boost] Präprozessor für Initialisierungsbereich. bei Anwendung einer Schaltendstufe mit Spannungs-Boost
% 6. [PreInit2_Elekt_I_Boost] Präprozessor für Initialisierungsberechnungen bei Anwendung einer Chopper-ES mit Strom-Boost
%
% 7. [PreElektRES_U] Präprozessor zur Simulation einer Schaltendstufe (U-Einprägung)
% 8. [PreElektRES_I] Präprozessor zur Simulation einer Chopper-ES (I-Einprägung)
% 9. [PreElektRES_U_Boost] Präprozessor zur Simulation einer Schaltendstufe mit Spannungs-Boost
% 10. [PreElektRES_I_Boost] Präprozessor zur Simulation einer Chopper-ES mit Strom-Boost
% 11. [PostElektRES_U] Postprozessor zur Simulation einer Schaltendstufe (U-Einprägung)
% 12. [PostElektRES_I] Postprozessor zur Simulation einer Chopper-ES (I-Einprägung)
% 13. [PostElektRES_U_Boost] Postprozessor zur Simulation einer Schaltendstufe mit Spannungs-Boost
% 14. [PostElektRES_I_Boost] Postprozessor zur Simulation einer Chopper-ES mit Strom-Boost
%
% 15. [PostElektRESLeistung] Postprozessor zur Ermittlung der umgesetzten durchschnittl. Verlustleistung
%
% --+-----1-----2-----3-----4-----5-----6-----7-----8-----9-----0-----1-----2-----+-----3
[PreInit1_Elekt_U]
% Präprozessor für Initialisierungsberechnungen bei Anwendung einer Schaltendstufe (U-Einprägung)
% anzuwenden bei Dimensionierungsberechnungen (Spulendimensionierung erfolgt mit der Magnetkreisauslegung)
k_Boost = 1
% --+-----1-----2-----3-----4-----5-----6-----7-----8-----9-----0-----1-----2-----+-----3

```

```

% ---1-----2-----3-----4-----5-----6-----7-----8-----9-----0-----1-----2-----3
[PreInit1_Elekt_U_Boost]
% Präprozessor für Initialisierungsberechnungen bei Anwendung einer Schaltendstufe mit Spannungs-Boost
% anzuwenden bei Dimensionierungsberechnungen (Spulendimensionierung erfolgt mit der Magnetkreisauslegung)

k_Boost = U_Boost/U_Hold

% ---1-----2-----3-----4-----5-----6-----7-----8-----9-----0-----1-----2-----3
[PreInit1_Elekt_I_Boost]
% Präprozessor für Initialisierungsberechnungen bei Anwendung einer Chopper-ES mit Strom-Boost
% anzuwenden bei Dimensionierungsberechnungen (Spulendimensionierung erfolgt mit der Magnetkreisauslegung)

k_Boost = (I_Boost+dI_Hyst/2)/(I_Hold+dI_Hyst/2)

% ---1-----2-----3-----4-----5-----6-----7-----8-----9-----0-----1-----2-----3
[PreInit2_Elekt_U]
% Präprozessor für Initialisierungsberechnungen bei Anwendung einer Schaltendstufe (U-Einprägung)
% anzuwenden bei Analyse (Spulendimensionierung bereits erfolgt)

k_Boost = 1
k_reLED = 1 % Korrekturfaktor; bei Analyse =1
R_SptempUe = R_Sp20*(1+TK_kappa_Sp*temp_SpUe)
I_Hold = U_Hold/(R_SptempUe+R_zusEin)

% ---1-----2-----3-----4-----5-----6-----7-----8-----9-----0-----1-----2-----3
[PreInit2_Elekt_I]
% Präprozessor für Initialisierungsberechnungen bei Anwendung einer Chopper-ES (I-Einprägung)
% anzuwenden bei Analyse (Spulendimensionierung bereits erfolgt)

k_Boost = 1
k_reLED = 1 % Korrekturfaktor; bei Analyse =1
R_SptempUe = R_Sp20*(1+TK_kappa_Sp*temp_SpUe)

% ---1-----2-----3-----4-----5-----6-----7-----8-----9-----0-----1-----2-----3
[PreInit2_Elekt_U_Boost]

```

```

% -----1-----2-----3-----4-----5-----6-----7-----8-----9-----0-----1-----2-----3
[PreInit2_Elekt_I_Boost]
% Präprozessor für Initialisierungsberechnungen bei Anwendung einer Chopper-ES mit Strom-Boost
% anzuwenden bei Analyse (Spulendimensionierung bereits erfolgt)

k_Boost = (I_Boost+dI_Hyst/2)/(I_Hold+dI_Hyst/2)
k_relED = 1 % Korrekturfaktor; bei Analyse =1
R_SptempUe = R_Sp20*(1+TK_kappa_Sp*temp_SpUe)

% -----1-----2-----3-----4-----5-----6-----7-----8-----9-----0-----1-----2-----3

[PreElektRES_U]
% Präprozessor zur Simulation einer einfachen Schalt-ES mit Spannungseinprägung (Schalttransistor) und Diodenbegrenzung
% Ausschalten mit Schutzdiode durch Angabe U_aus=-0.7 im Haupt-Skript
% Ausschalten mit Z-Diode durch Angabe U_aus=-(0.7+[Z-Dioden-Spannung]) im Haupt-Skript
% Zusatzwiderstand beim Einschalten R_zusEin
% Zusatzwiderstand beim Ausschalten R_zusAus
%
% Regime 0 : Zeit < 0; ausgeschalteter Elektromagnet
% Regime 1 : Einschalten mit Spannungseinprägung
% Regime 2 : Ausschalten mit Spannungseinprägung bis I_Sp=0 (Sperrern der Freilauf-Diode)
% Regime 3 : Stromeinprägung mit I_Sp=0 (Sperrern der Freilauf-Diode)

IF [Regime<1 AND Zeit>=0] THEN Regime = 1
IF Regime=2 THEN IF I<=0 THEN Regime = 3
IF [Regime<2 AND Zeit>=t_ein] THEN Regime = 2

IF Regime<1 THEN R_Sp = R_SptempUe
IF Regime=1 THEN U_Sp = U_Hold
IF Regime=1 THEN R_Sp = R_SptempUe+R_zusEin
IF Regime=1 THEN EVENT_ = Mode_U
IF Regime=2 THEN U_Sp = U_aus
IF Regime=2 THEN R_Sp = R_SptempUe+R_zusAus
IF Regime=3 THEN I_Sp = 0
IF Regime=3 THEN EVENT_ = Mode_I

% -----1-----2-----3-----4-----5-----6-----7-----8-----9-----0-----1-----2-----3

[PostElektRES_U]

```



```

IF Regime<2 THEN P_el = U*I ELSE P_el = 0 % aus der Leistungsstufe entnommene Leistung
W_el = W_el+(P_el+P_el_alt)/2*Zeitschritt
P_el_alt = P_el

P_V = I^2*R_SptempUe
W_V = W_V+(P_V+P_V_alt)/2*Zeitschritt
P_V_alt = P_V

% -----1-----2-----3-----4-----5-----6-----7-----8-----9-----0-----1-----2-----+-----3
[PreElektres_I]
% Präprozessor zur Simulation einer Chopper-ES
% Ausschalten mit Schutzdiode durch Angabe U_aus=-0.7 im Haupt-Skript
% Ausschalten mit Z-Diode durch Angabe U_aus=-(0.7+[Z-Dioden-Spannung]) im Haupt-Skript
% Strom-Schnelllöschung beim Ausschalten durch Angabe U_aus=-(U_Hold-2*0.7) im Haupt-Skript
% Zusatzwiderstand beim Einschalten R_zusEin
% Zusatzwiderstand beim Ausschalten R_zusAus
%
% Regime 0 : Zeit < 0; ausgeschalteter Elektromagnet
% Regime 1 : Einschalt-Phase mit Spannungseinprägung bis I_Sp>=I_Hold+dI_Hyst/2
% Regime 2 : Halte-Phase mit Stromeinprägung mit I_Sp=I_Hold+dI_Hyst/2
% (Bedingung: U_Hold > I_Sp*(R_SptempUe+R_zusEin), sonst Rückkehr zu Regime=1)
% Regime 3 : Ausschalten mit Spannungseinprägung bis I_Sp=0 (Sperren der Freilauf-Diode)
% Regime 4 : Stromeinprägung mit I_Sp=0 (Sperren der Freilauf-Diode)

IF [Regime=3 AND I<=0] THEN Regime = 4
IF [Regime=1 AND I>=I_Hold+dI_Hyst/2] THEN Regime = 2
IF [Regime=2 AND U>U_Hold] THEN Regime = 1
IF [Regime<3 AND Zeit>=t_ein] THEN Regime = 3
IF [Regime<1 AND Zeit>=0] THEN Regime = 1

IF Regime<1 THEN R_Sp = R_SptempUe
IF Regime=1 THEN U_Sp = U_Hold
IF Regime=1 THEN R_Sp = R_SptempUe+R_zusEin
IF Regime=1 THEN EVENT_ = Mode_U
IF Regime=2 THEN I_Sp = I_Hold+dI_Hyst/2
IF Regime=2 THEN EVENT_ = Mode_I
IF Regime=3 THEN U_Sp = U_aus
IF Regime=3 THEN R_Sp = R_SptempUe+R_zusAus
IF Regime=3 THEN EVENT_ = Mode_U

```

```

% -----1-----2-----3-----4-----5-----6-----7-----8-----9-----0-----1-----2-----3
[PostElektrES_I]
% Postprozessor zur Simulation einer Chopper-ES

U = $EXU(spule)
I = $EXI(spule)
U_ind = $UIND(spule)

IF Regime<3 THEN P_el = U*I
IF [Regime=3 AND U_aus=-(U_Hold-2*0.7)] THEN P_el = U*I ELSE P_el = 0 % aus der Leistungsendstufe entnommene Leistung
Stromschnelllöschung ("Gegenerregung")
IF Regime=4 THEN P_el = 0
W_el = W_el+(P_el+P_el_alt)/2*Zeitschritt
P_el_alt = P_el

P_V = I^2*R_SptempUe
W_V = W_V+(P_V+P_V_alt)/2*Zeitschritt
P_V_alt = P_V

% -----1-----2-----3-----4-----5-----6-----7-----8-----9-----0-----1-----2-----3

[PreElektrES_U_Boost]
% Präprozessor zur Simulation einer ES mit Spannungs-Boost (Spannungs-Übererregung)
% Zusatzwiderstand beim Einschalten R_zusEin
% Zusatzwiderstand beim Ausschalten R_zusAus
%
% Regime 0 : Zeit < 0; ausgeschalteter Elektromagnet
% Regime 1 : Einschalt-Boost-Phase mit Spannungs-Einprägung (Übererregung mit U_Boost) bis t >= t_Boost
% Regime 2 : Pause zwischen Boost- und Halte-Phase: Ausschalten mit Gegenerregung zum schnellen Absenken des Spulenstromes
% (Verlustleistungsreduzierung), Pausendauer t_Pause=0 ist möglich!
% Regime 3 : Halte-Phase mit Spannungs-Einprägung mit U_Hold
% Regime 4 : Ausschalten mit Spannungs-Einprägung bis I_Sp=0 (Sperrern der Freilauf-Diode)
% Regime 5 : Stromeinprägung mit I=0 (Sperrern der Freilauf-Diode)

IF [Regime=4 AND I<=0] THEN Regime = 5
IF [Regime<4 AND Zeit>=t_ein] THEN Regime = 4
IF [Regime=1 AND Zeit>=t_Boost] THEN Regime = 2
IF [Regime=2 AND Zeit>=t_Boost+t_Pause] THEN Regime = 3
IF [Regime<1 AND Zeit>=0] THEN Regime = 1

```

```

IF Regime=3 THEN U_Sp = U_Hold
IF Regime=4 THEN R_Sp = R_SptempUe+R_zusAus
IF Regime=4 THEN U_Sp = U_aus
IF Regime=5 THEN I_Sp = 0
IF Regime=5 THEN EVENT_ = Mode_I

% -----1-----2-----3-----4-----5-----6-----7-----8-----9-----0-----1-----2-----+-----3

[PostElektrES_U_Boost]
% Postprozessor zur Simulation einer ES mit Spannungs-Boost (Spannungs-Übererregung)

U = $EXU(spule)
I = $EXI(spule)
U_ind = $UIND(spule)

IF Regime<4 THEN P_el = U*I
IF [Regime=4 AND U_aus=-(U_Boost-U_Hold-2*0.7)] THEN P_el = U*I ELSE P_el = 0 % aus der Leistungsendstufe entnommene Leistung
bei Stromschnelllöschung ("Gegenerregung")
IF Regime=5 THEN P_el = 0
W_el = W_el+(P_el+P_el_alt)/2*ZeitSchritt
P_el_alt = P_el

P_V = I^2*R_SptempUe
W_V = W_V+(P_V+P_V_alt)/2*ZeitSchritt
P_V_alt = P_V

% -----1-----2-----3-----4-----5-----6-----7-----8-----9-----0-----1-----2-----+-----3

[PreElektrES_I_Boost]
% Präprozessor zur Simulation einer Chopper-ES mit Strom-Boost
% Zusatzwiderstand beim Einschalten R_zusEin
% Zusatzwiderstand beim Ausschalten R_zusAus
%
% Regime 0 : Zeit < 0; ausgeschalteter Elektromagnet
% Regime 1 : Einschalt-Boost-Phase mit Spannungs-Einprägung (Übererregung mit U_Peak) bis t >= t_UPeak_timeout oder I > I_Peak
% Regime 2 : Phase mit Spannungseinprägung U_Sp=0 bis Strom unter das untere Chopper-Stromniveau I_Boost gesunken ist
% Regime 3 : Phase mit Spannungseinprägung U_Sp=U_Boost, falls U_Boost < I_Sp*(R_SptempUe+R_zusEin)
%
% (Chopper-Stromniveau wird infolge zu geringer Endstufenspannung bzw. zu großer Widerstände nicht erreicht!)
% Regime 4 : Boost-Phase mit Stromeinprägung mit I_Sp=I_Boost+dI_Hyst/2
%
% (Bedingung: U_Boost > I_Sp*(R_SptempUe+R_zusEin), sonst Rückkehr zu Regime=3 )

```

```

IF [Regime=8 AND I<=0] THEN Regime = 9
IF [Regime=6 AND I>=I_Hold+dI_Hyst/2] THEN Regime = 7
IF [Regime=7 AND U>U_Hold] THEN Regime = 6
IF [Regime=5 AND I<=I_Hold] THEN Regime = 6
IF [Regime=3 OR Regime=4] THEN IF Zeit>=t_Boost THEN Regime = 5
IF [Regime=3 AND I>=I_Boost+dI_Hyst/2] THEN Regime = 4
IF [Regime=4 AND U>U_Boost] THEN Regime = 3
IF Regime=1 THEN IF [I>=I_Peak OR Zeit>=t_UPeak_timeout] THEN Regime = 2
IF [Regime=2 AND I<=I_Boost] THEN Regime = 3
IF [Regime<8 AND Zeit>=t_ein] THEN Regime = 8
IF [Regime<1 AND Zeit>=0] THEN Regime = 1

IF Regime<1 THEN R_Sp = R_SptempUe
IF Regime=1 THEN U_Sp = U_Peak
IF Regime=1 THEN R_Sp = R_SptempUe+R_zusEin
IF Regime=1 THEN EVENT_ = Mode_U
IF Regime=2 THEN R_Sp = R_SptempUe+R_zusAus
IF Regime=2 THEN U_Sp = -2.0
IF Regime=3 THEN U_Sp = U_Boost
IF Regime=3 THEN R_Sp = R_SptempUe+R_zusEin
IF Regime=3 THEN EVENT_ = Mode_U
IF Regime=4 THEN I_Sp = I_Boost+dI_Hyst/2
IF Regime=4 THEN R_Sp = R_SptempUe+R_zusEin
IF Regime=4 THEN EVENT_ = Mode_I
IF Regime=5 THEN U_Sp = U_aus
IF Regime=5 THEN R_Sp = R_SptempUe+R_zusAus
IF Regime=5 THEN EVENT_ = Mode_U
IF Regime=6 THEN U_Sp = U_Hold
IF Regime=6 THEN R_Sp = R_SptempUe+R_zusEin
IF Regime=6 THEN EVENT_ = Mode_U
IF Regime=7 THEN I_Sp = I_Hold+dI_Hyst/2
IF Regime=7 THEN R_Sp = R_SptempUe+R_zusEin
IF Regime=7 THEN EVENT_ = Mode_I
IF Regime=8 THEN U_Sp = U_aus
IF Regime=8 THEN R_Sp = R_SptempUe+R_zusAus
IF Regime=8 THEN EVENT_ = Mode_U
IF Regime=9 THEN I_Sp = 0
IF Regime=9 THEN EVENT_ = Mode_I

```

% -----1-----2-----3-----4-----5-----6-----7-----8-----9-----0-----1-----2-----+-----3

```

IF [Regime=2 OR Regime=9] THEN P_el = 0 ELSE P_el = U*I % aus der Leistungsstufe entnommene/in die Leistungsstufe zurück-
gepeiste Leistung
W_el = W_el+(P_el+P_el_alt)/2*ZeitSchritt
P_el_alt = P_el

P_V = I^2*R_SptempUe
W_V = W_V+(P_V+P_V_alt)/2*ZeitSchritt
P_V_alt = P_V

% -----1-----2-----3-----4-----5-----6-----7-----8-----9-----0-----1-----2-----+-----3
[PostElektrLeistung]
% Postprozessor zur Ermittlung der umgesetzten (vorhandenen) durchschnittlichen Verlustleistung bei zyklischen Ansteuerregime

%umgesetzte (vorhandene) durchschnittliche Verlustleistung
Pv_vorh=W_V/t_Zykl

%Verhältnis umgesetzte/Zulässige Verlustleistung
k_Pv=Pv_vorh/Pv_zul

%vorhandene relative ED (Rechengröße)
reLED_vorh=k_Pv*reLED_korr

% -----1-----2-----3-----4-----5-----6-----7-----8-----9-----0-----1-----2-----+-----3

```


Anhang C

Dokumentation zu den Simulationsuntersuchungen

C.1 Thermisches Modell für Beispielmagnetkreise

Die Auslegung von Magnetkreisen für Elektromagnetantriebe erfolgt unter der Beachtung der für das jeweilige Magnetvolumen und die thermischen Randbedingungen zulässigen Verlustleistung. Für Magnetkreise, die in dieser Dissertationsschrift als Vergleichsbeispiel angegeben sind, ist bei der Dimensionierung folgendes thermische Modell zugrunde gelegt worden:

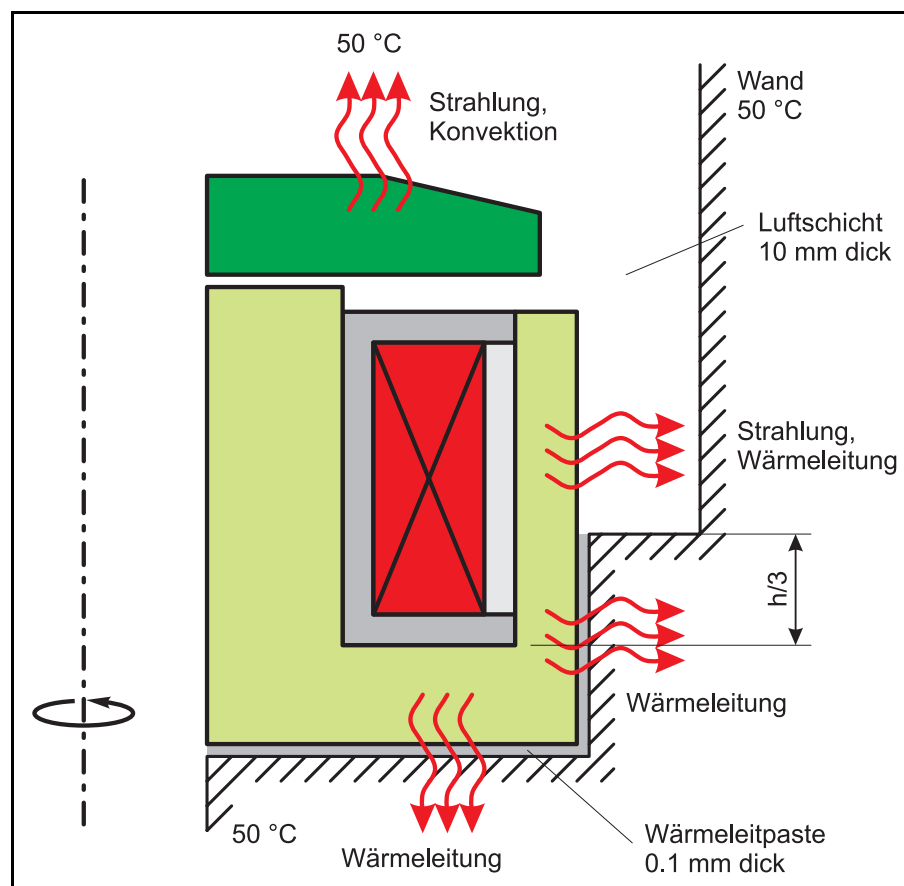


Abb. An-20 für die Magnetkreisdimensionierung angesetztes Modell der thermischen Randbedingungen (Prinzipskizze am Magnetkreishalbschnitt)

Der Magnetantrieb ist in einem Metallblock teilweise versenkt. Eine derartige Anordnung kann z. B. auftreten, wenn mehrere Magnetventile in einem Block angeordnet sind, welcher die Zu- und Abführungs Kanäle des Hydraulik- bzw. Pneumatikmediums enthält. Der Wärmetransport über die Magnetkreisoberfläche erfolgt durch die in Abb. Anh-20 angegebenen Wärmeströmungen. Am Boden ist der Magnetkreis an den Ventiltail angeflanscht. Über ihn und einen Teil der Magnetkreismantelfläche erfolgt der Wärmetransport durch Wärmeleitung durch eine 0.1 mm dicke Schicht aus Wärmeleitpaste. Der Wärmetransport über die restliche Manteloberfläche zur Blockwand erfolgt durch eine 10 mm dicke Luftschicht. Auf der Ankerseite erfolgt die Wärmeabgabe durch Strahlung und Konvektion. Der Wärmetransport über den Ventilschieber wird vernachlässigt. Eine Zusammenfassung der physikalisch-technischen Parameter enthält die Tab. Anh-17.

Tab. An-17 Vorgabewerte/Restriktionen der thermischen Randbedingungen für Beispiele der Magnetkreisgrobdimensionierung mit *SESAM*

thermische Bedingungen		
maximal zulässige Spulendrahttemperatur	$\vartheta_{Spule,max}$	= 120 ° C
thermische Einbaubedingungen Ankerseite	vertikale Konvektion, Strahlung	
maximale Umgebungstemperatur Ankerseite	ϑ_{UmgAnk}	= 50 ° C ¹⁾
thermische Einbaubedingungen Mantel	teilweise Anflanschung, Wärmeleitung über Wärmeleitpaste, Schichtdicke 0.1 mm	
	restliche Oberfläche Strahlung und Wärmeleitung durch Luft zu einer 10 mm entfernten Wand (Elektromagnet teilweise in einem Metallblock versenkt)	
maximale Umgebungstemperatur Mantel	ϑ_{UmgMan}	= 50 ° C
thermische Einbaubedingungen Boden	Anflanschung, Wärmeleitung über Wärmeleitpaste, Schichtdicke 0.1 mm ³⁾	
maximale Umgebungstemperatur Boden	ϑ_{UmgBod}	= 50 ° C
Wärmeleitfähigkeit Eisen/Stahl	λ_{Stahl}	= 47 W m ⁻¹ K ⁻¹
Wärmeleitfähigkeit Kunststoff (Wickelkörper, Vergußmasse, Spulendrahtlackisolation)	λ_{KS}	= 0.17 W m ⁻¹ K ⁻¹
Wärmeleitfähigkeit Kupfer (Spulendraht)	λ_{Cu}	= 384 W m ⁻¹ K ⁻¹
Wärmeleitfähigkeit Luft	λ_{Luft}	= 0.02454 W m ⁻¹ K ⁻¹
Wärmeleitfähigkeit Wärmeleitpaste	λ_{WLP}	= 0.6 W m ⁻¹ K ⁻¹
Emissionszahl Magnetkreisoberfläche (Stahl verzinkt)	$\epsilon_{St,Zn}$	= 0.25
Wärmeübergangskoeffizient (Konvektion)	α	= 6.5 W m ⁻² K ⁻¹
¹⁾ für thermisches Netzwerk angesetzt (vgl. auch Abb. Anh-20 auf S. XCV)		

C.2 Auslegung der Magnetkreise für Vergleich unterschiedlicher Endstufenarten

Tab. An-18 Magnetkreisauslegung für unterschiedliche Endstufenarten, Vorgabewerte/Restriktionen der Magnetkreisgrobdimensionierung mit *SESAM*

Spule, Wickelkörper			
Füllfaktor	k_F	=	0.6
Spulendrahtmaterial	Kupfer		
spezifische elektrische Leitfähigkeit bei 20°C	$\kappa_{Cu,20}$	=	58.139e6 S m ⁻¹
Wickelkörperwandstärke Kern	$d_{SpK,K}$	=	0.50 mm
Wickelkörperwandstärke Deckel	$d_{SpK,D}$	=	0.50 mm
Vergußmasse	d_V	=	0.25 mm
Bewegungsdynamik, Feder-Masse-System			
Hub	x_{Hub}	=	250 µm
Federrate	c_{Fed}	=	40 N mm ⁻¹
bewegte Zusatzmasse	m_{zus}	=	6 g
minimale Überschuhalthemagnetkraft	$F_{H,zus,min}$	=	10 N
maximale Überschuhalthemagnetkraft	$F_{H,zus,max}$	=	30 N
geforderte Hubzeit (mechanisch) ¹⁾	t_{12}	=	800 µs
geforderte Rücklaufzeit (mechanisch) ¹⁾	t_{22}	=	800 µs
Dämpfungskonstante	k	=	10.0 kg s ^{-1 2)}
Magnetkreisgeometrie			
minimaler innerer Luftspalt (Restluftspalt)	$\delta_{i,min}$	=	12.5 µm
zusätzlicher äußerer Luftspalt	$\delta_{a,zus}$	=	25 µm
Kernbohrungsradius	$r_{K,i}$	=	2.00 mm
Mantelüberdeckung durch Ankerscheibe	k_{AM}	=	0.95
Magnetkreismaterial			
Material Kern	FeCo (RB)		
Material Anker			
Material Mantel	9SMn28K		
Material Boden			
elektrische Leitfähigkeit FeCo (RB)	$\kappa_{el,FeCo}$	=	2.00 10 ⁶ S m ⁻¹
elektrische Leitfähigkeit 9SMn28K	$\kappa_{el,9SMn28K}$	=	7.20 10 ⁶ S m ⁻¹
weitere Restriktionen für Magnetantrieboptimierung			
Magnetkreisaußenradius (Mantel)	$r_{M,a}$	≤	15 mm
¹⁾ Diese Werte müssen für <i>SESAM</i> gegenüber der Aufgabenspezifikation kleiner gewählt werden, damit die unter dem Einfluß von Wirbelströmen tatsächlich erreichten Zeiten denen der Aufgabenstellung nahe kommen. Grund: Die Berücksichtigung der Zeiten erfolgt für die Auslegung des Feder-Masse-Systems bei der Grobdimensionierung (Ermittlung der Magnetkreisgeometrie) unter der Annahme eines sprungförmigen Magnetkraftanstiegs bzw. -abfalls beim Anzugs- bzw. Rückstellvorgang.			
²⁾ angesetzt Erfahrungswert, belegt durch Vergleich von simulierten und gemessenen Bewegungsvorgängen an einem Mustermagnetventil			

Tab. An-18 (Fortsetzung)

Magnetkreisauslegung für unterschiedliche Endstufenarten,
Vorgabewerte/Restriktionen der Magnetkreisgrobdimensionierung mit *SESAM*

Ansteuerregime		
Zyklusdauer	t_7	= 20.0 ms
Magneteinschaltdauer	t_5	= 10.0 ms
elektrische Ansteuerung	1 einfache Schaltendstufe (Spannungseinprägung)	
Betriebsspannung der Schaltendstufe	U_B	= 12.0 V
relative Einschaltdauer	<i>rel. ED</i>	= 50 %
Bedämpfung der Abschaltspannungsspitze	Diode	
elektrische Ansteuerung	2 Chopper-Endstufe (Stromeinprägung)	
Betriebsspannung der Endstufe	U_B	= 12.0 V
mittleres Stromniveau Haltephase	I_H	= 2.0 A
relative Einschaltdauer	<i>rel. ED</i>	= 50 %
elektrische Ansteuerung	3 Endstufe mit Spannungsübererregung (Spannungs-Boost)	
Boost-Spannung	U_{Boost}	= 50.0 V
Spannung in Haltephase	U_H	= 12.0 V
Dauer der Boostphase (Spannungs-Boost)	t_{Boost}	= 610.0 μ s
korrigierte relative Einschaltdauer	<i>rel. ED*</i>	= 81.5 % ¹⁾
elektrische Ansteuerung	4 Chopper-Endstufe mit Stromübererregung (Strom-Boost)	
Einschaltspannung	U_{Peak}	= 50.0 V
Spannung in Boost- und Haltephase	$U_{Boost} = U_H$	= 12.0 V
Stromschwelle zum Umschalten von Spannungs- auf Strom-Boost	I_{Peak}	= 7.0 A
mittleres Stromniveau Boostphase	I_{Boost}	= 6.0 A
mittleres Stromniveau Haltephase	I_H	= 2.0 A
Dauer der Boostphase	t_{Boost}	= 900.0 μ s
Boostfaktor (für Anzugsvorgang, bezogen auf Durchflutung)	k_{Boost}	= 3
Der Boostfaktor ergibt sich als Quotient aus dem Mittelwert der Chopper-Stromniveaus von Boost- und Haltephase		
korrigierte relative Einschaltdauer	<i>rel. ED*</i>	= 85.4 % ¹⁾
¹⁾ angesetzt Wert abweichend vom Verhältnis t_5/t_7 . Der angesetzte Wert der relativen Einschaltdauer ist so angepaßt worden, daß die tatsächlich in einem Zyklus umgesetzte Verlustleistung der Beziehung nach der Formel (27) gerecht wird. Bedeutsam bei Vorhandensein einer Boostphase beim Anzugsvorgang, siehe Kapitel <i>Bedeutung der relativen Einschaltdauer</i> auf S. 60		

Tab. An-19 Magnetkreisauslegung für unterschiedliche Endstufenarten,
Ergebnisse der Magnetkreisgrobdimensionierung mit *SESAM*

Parameter	Formel- zeichen	Endstufenart ¹⁾			
		1	2	3	4
Magnetkreisgeometrie (optimierte Parameter)					
Spulenfensterabmessung radial	b	= 2.46	4.59	1.11	1.48 mm
Spulenfensterabmessung axial	h	= 10.04	7.68	5.43	4.53 mm
Kernaußenradius	$r_{K,a}$	= 5.06	3.84	3.74	0.35 mm
Manteldicke	d_M	= 1.1	1.04	0.9	0.71 mm
Ankerdicke (an Stelle $r_{K,a}$)	$d_{Ank,i}$	= 0.78	0.82	0.61	0.54 mm
Bodendicke (an Stelle $r_{K,a}$)	$d_{Bod,i}$	= 1.63	1.57	1.27	0.82 mm
Spule					
Nenn-Haltesdurchflutung	Θ_H	= 446.4	373.4	103.1	103.7 A Wdg
zulässige durchschnittliche elektrische Verlustleistung	$P_{V,zul}$	= 7.92	4.07	5.95	3.87 W
Windungszahl (rechnerisch)	w_r	= 260	187	171	51
Wicklungswiderstand (rechnerisch, bei 20 °C)	$R_{Spule,20,r}$	= 5.078	1.533	14.46	0.814 Ω
Wicklungswiderstand (rechn., bei max. Spulentemp.)	$R_{Spule,\delta max,r}$	= 7.002	2.118	19.97	1.125 Ω
Dynamik					
statische Magnet-Anzugskraft	F_{Boost}	= 31.4	21.4	16.1	8.4 N
statische Magnet-Haltekraft	F_H	= 50.5	43.3	25.6	21.6 N
Federvorspannkraft	$F_{Fed,0}$	= 10.81	5.58	1.28	0.60 N
Ankermasse	m_{Ank}	= 1.326	1.691	0.426	0.372 g
Anzugsverzugszeit (Dynamiksimulation)	t_{11}	= 1500	435	60	52 μs
Hubzeit (Dynamiksimulation)	t_{12}	= 1190	803	804	798 μs
Anzugszeit (Dynamiksimulation)	t_1	= 2690	1238	864	850 μs
Abfallverzugszeit (Dynamiksimulation)	t_{21}	= 3120	108	62	52 μs
Rücklaufzeit (Dynamiksimulation)	t_{22}	= 1330	804	804	798 μs
Abfallzeit (Dynamiksimulation)	t_2	= 4450	912	866	850 μs
Magnetkreisgeometrie (abgeleitete Größen)					
Gesamtdurchmesser	d_{ges}	= 17.2	18.9	11.5	11.4 mm
Gesamtabmessung axial	h_{ges}	= 12.7	10.3	7.6	7.6 mm
Bauraum	V	= 2.970	2.910	0.790	0.630 cm ³
¹⁾ <u>Endstufenart:</u>					
1 einfache Schaltendstufe (Spannungseinprägung)					
2 Chopper-Endstufe (Stromeinprägung)					
3 Endstufe mit Spannungsübererregung (Spannungs-Boost)					
4 Chopper-Endstufe mit Stromübererregung (Strom-Boost)					

C.3 Auslegung von Magnetkreisen bei unterschiedlichem Übererregungsfaktor

Tab. An-20 Magnetkreisauslegung mit Variation des Übererregungsfaktors, Vorgabewerte/Restriktionen der Magnetkreisgrobdimensionierung mit *SESAM*

Spule, Wickelkörper			
Füllfaktor	k_F	=	0.6
Spulendrahtmaterial	Kupfer		
spezifische elektrische Leitfähigkeit bei 20°C	$\kappa_{Cu,20}$	=	58.139e6 S m ⁻¹
Wickelkörperwandstärke Kern	$d_{SpK,K}$	=	0.50 mm
Wickelkörperwandstärke Deckel	$d_{SpK,D}$	=	0.50 mm
Vergußmasse	d_V	=	0.25 mm
Bewegungsdynamik, Feder-Masse-System			
Hub	x_{Hub}	=	250 µm
Federrate	c_{Fed}	=	80 N mm ⁻¹
Zusatz-(Last)-Masse	m_{zus}	=	4 g
minimale Überschuhalthemagnetkraft	$F_{H,zus,min}$	=	10 N
maximale Überschuhalthemagnetkraft	$F_{H,zus,max}$	=	30 N
geforderte Hubzeit (mechanisch) ¹⁾	t_{12}	=	425 µs
geforderte Rücklaufzeit (mechanisch) ¹⁾	t_{22}	=	425 µs
Dämpfungskonstante	k	=	10.0 kg s ⁻¹ ²⁾
Magnetkreisgeometrie			
minimaler innerer Luftspalt (Restluftspalt)	$\delta_{i,min}$	=	12.5 µm
zusätzlicher äußerer Luftspalt	$\delta_{a,zus}$	=	25 µm
Kernbohrungsradius	$r_{K,i}$	=	2.00 mm
Mantelüberdeckung durch Ankerscheibe	k_{AM}	=	0.7
weitere Restriktionen für Magnetantriebsoptimierung			
Magnetkreisaußenradius (Mantel)	$r_{M,a}$	≤	12.5 mm
¹⁾ Diese Werte müssen für <i>SESAM</i> gegenüber der Aufgabenspezifikation kleiner gewählt werden, damit die unter dem Einfluß von Wirbelströmen tatsächlich erreichten Zeiten denen der Aufgabenstellung nahe kommen. Grund: Die Berücksichtigung der Zeiten erfolgt für die Auslegung des Feder-Masse-Systems bei der Grobdimensionierung (Ermittlung der Magnetkreisgeometrie) unter der Annahme eines sprunghaftigen Magnetkraftanstiegs bzw. -abfalls beim Anzugs- bzw. Rückstellvorgang.			
²⁾ angesetzter Erfahrungswert, belegt durch Vergleich von simulierten und gemessenen Bewegungsvorgängen an einem Mustermagnetventil			

Tab. An-21 (Teil 1)

 Magnetkreisauslegung mit Variation des Übererregungsfaktors,
 Ergebnisse der Magnetkreisgröbdimensionierung mit *SESAM*

Magnetkreismaterial: FeCo		variiertes Parameter: Boostfaktor k_{Boost}								
Parameter	Formelzeichen	1.5	2.0	2.5	3.0	3.5	4.0	4.5	5.0	
Magnetkreisgeometrie (optimierte Parameter)										
Spulenfensterabmessung radial	b	= 4.86	3.03	2.57	2.13	1.81	1.71	1.62	1.66	mm
Spulenfensterabmessung axial	h	= 4.53	5.04	5.63	6.03	6.45	7.22	7.63	7.73	mm
Kernaußenradius	$r_{K,a}$	= 3.86	3.50	3.50	3.56	3.70	3.80	3.90	4.00	mm
Manteldicke	d_M	= 2.49	0.77	0.72	0.77	0.85	0.88	0.98	0.98	mm
Ankerdicke (an Stelle $r_{K,a}$)	$d_{Ank,i}$	= 0.95	0.67	0.65	0.65	0.66	0.67	0.71	0.76	mm
Bodendicke (an Stelle $r_{K,a}$)	$d_{Bod,i}$	= 2.14	1.28	1.40	1.50	1.51	1.60	1.74	1.69	mm
Spule										
Nenn-Haltdurchflutung	Θ_H	= 259.2	214.3	209.5	192.9	177.0	177.4	170.7	164.2	A Wdg
zulässige durchschn. elektr. Verlustleistung	$P_{V,zul}$	= 3.26	2.99	3.45	4.10	4.97	5.79	6.46	6.55	W
Windungszahl (rechnerisch)	w_r	= 130	107	105	96	88	89	85	82	
Wicklungswiderstand (rechn., bei 20 °C)	$R_{Spule,20r}$	= 1.341	1.157	1.153	1.149	1.155	1.134	1.097	0.986	Ω
Wicklungswid. (rechn., b. max. Spulentemp.)	$R_{Spule,bmax,r}$	= 1.851	1.596	1.589	1.586	1.595	1.566	1.515	1.360	Ω
Dynamik										
statische Magnet-Anzugskraft	F_{Boost}	= 28.8	19.1	21.8	23.0	24.8	26.7	30.0	34.0	N
statische Magnet-Haltekraft	F_H	= 43.9	35.6	35.2	35.1	35.6	36.2	39.2	43.9	N
Federvorspannkraft	$F_{Fed,0}$	= 13.80	5.37	5.14	5.11	5.51	6.11	6.98	7.72	N
Ankermasse	m_{Ank}	= 2.478	0.758	0.623	0.553	0.540	0.551	0.603	0.674	g
Anzugsverzugszeit (Dynamiksimulation)	t_{11}	= 135	68	69	67	69	76	80	80	μs
Hubzeit (Dynamiksimulation)	t_{12}	= 424	426	425	426	426	424	426	426	μs
Anzugszeit (Dynamiksimulation)	t_1	= 559	494	494	493	495	500	506	506	μs
Abfallverzugszeit (Dynamiksimulation)	t_{21}	= 45	28	28	26	25	27	30	32	μs
Rücklaufzeit (Dynamiksimulation)	t_{22}	= 424	426	424	425	425	425	425	425	μs
Rückstellzeit (Dynamiksimulation)	t_2	= 469	454	452	451	450	452	455	457	μs
Magnetkreisgeometrie (abgeleitete Größen)										
Gesamtdurchmesser	d_{ges}	= 22.4	14.6	13.6	12.9	12.7	12.8	13.0	13.3	mm
Gesamtabmessung axial	h_{ges}	= 7.9	7.2	7.9	8.4	8.9	9.7	10.3	10.4	mm
Bauraum	V	= 3.107	1.213	1.150	1.106	1.128	1.255	1.374	1.443	cm ³

Tab. An-21 (Teil 2)

Magnetkreisauslegung mit Variation des Übererregungsfaktors,
Ergebnisse der Magnetkreisgrobdimensionierung mit *SESAM*

Magnetkreismaterial: Materialmix FeCo - 9SMn28K									
Parameter	Formelzeichen	1.5	2.0	2.5	3.0	3.5	4.0	4.5	5.0
variierter Parameter: Boostfaktor k_{Boost}									
Magnetkreisgeometrie (optimierte Parameter)									
Spulensterabmessung radial	b	= 4.67	3.74	2.98	2.45	2.21	1.80	1.73	1.63 mm
Spulensterabmessung axial	h	= 4.53	5.17	5.79	6.04	6.37	6.16	6.69	6.76 mm
Kernaußenradius	$r_{K,a}$	= 3.88	3.62	3.72	3.86	4.12	4.40	4.54	4.86 mm
Manteldicke	d_M	= 2.71	0.82	0.76	0.90	1.06	1.88	1.91	2.01 mm
Ankerdicke (an Stelle $r_{K,a}$)	$d_{Ank,i}$	= 0.95	0.73	0.70	0.77	0.88	1.04	1.05	1.05 mm
Bodendicke (an Stelle $r_{K,a}$)	$d_{Bod,i}$	= 3.69	1.82	1.67	1.67	1.91	2.03	2.26	2.48 mm
Spule									
Nenn-Haltdurchflutung	Θ_H	= 255.4	239.2	226.7	205.6	194.9	160.9	160.3	149.5 A Wdg
zulässige durchschn. elektr. Verlustleistung	$P_{V,zul}$	= 3.25	3.01	3.50	4.12	4.84	5.78	6.52	7.22 W
Windungszahl (rechnerisch)	w_r	= 128	120	113	103	97	80	80	75
Wicklungswiderstand (rechn., bei 20 °C)	$R_{Spule,20,r}$	= 1.344	1.161	1.156	1.160	1.165	1.163	1.150	1.145 Ω
Wicklungswid. (rechn., b. max. Spulentemp.)	$R_{Spule,bmax,r}$	= 1.854	1.601	1.595	1.601	1.609	1.609	1.587	1.578 Ω
Dynamik									
statische Magnet-Anzugskraft	F_{Boost}	= 28.2	24.2	27.0	32.2	41.8	50.7	55.2	59.1 N
statische Magnet-Haltekraft	F_H	= 43.0	39.2	38.7	44.9	55.2	61.5	62.6	62.1 N
Federvorspannkraft	$F_{Fed,0}$	= 13.19	7.36	6.88	7.70	10.05	13.56	14.46	14.56 N
Ankermasse	m_{Ank}	= 2.482	1.056	0.827	0.835	0.998	1.361	1.403	1.521 g
Anzugsverzugszeit (Dynamiksimulation)	t_{11}	= 134	85	82	83	94	104	112	114 μs
Hubzeit (Dynamiksimulation)	t_{12}	= 426	424	424	425	424	424	424	423 μs
Anzugszeit (Dynamiksimulation)	t_1	= 560	509	506	508	518	528	536	537 μs
Abfallverzugszeit (Dynamiksimulation)	t_{21}	= 44	35	33	37	45	44	46	46 μs
Rücklaufzeit (Dynamiksimulation)	t_{22}	= 426	424	424	426	426	424	425	426 μs
Rückstellzeit (Dynamiksimulation)	t_2	= 470	459	457	463	471	468	471	472 μs
Magnetkreisgeometrie (abgeleitete Größen)									
Gesamtdurchmesser	d_{ges}	= 22.5	16.4	14.9	14.4	14.8	16.2	16.4	17.0 mm
Gesamtabmessung axial	h_{ges}	= 9.4	8.0	8.4	8.7	9.4	9.5	10.3	10.5 mm
Bauraum	V	= 3.765	1.678	1.476	1.429	1.618	1.947	2.158	2.394 cm ³

C.4 Auslegung eines Magnetkreises für Variation der Ankergeometrie

Tab. An-22 Magnetkreisauslegung (statisch) für Variation der Ankergeometrie, Vorgabewerte/Restriktionen der Magnetkreisgrobdimensionierung mit *SESAM*

Spule, Wickelkörper			
Füllfaktor	k_F	=	0.6
Spulendrahtmaterial	Kupfer		
spezifische elektrische Leitfähigkeit bei 20°C	$\kappa_{Cu,20}$	=	58.139e6 S m ⁻¹
Wickelkörperwandstärke Kern	$d_{SpK,K}$	=	0.50 mm
Wickelkörperwandstärke Deckel	$d_{SpK,D}$	=	0.50 mm
Vergußmasse	d_V	=	0.25 mm
Bewegungsdynamik, Feder-Masse-System			
Hub	x_{Hub}	=	250 µm
Federrate	c_{Fed}	=	80 N mm ⁻¹
Federvorspannkraft	$F_{Fed,0}$	=	12.5 N
minimale Überschußanzugsmagnetkraft	$F_{An,zus,min}$	=	10 N
minimale Überschußhalttemagnetkraft	$F_{H,zus,max}$	=	10 N
Magnetkreisgeometrie			
minimaler innerer Luftspalt (Restluftspalt)	$\delta_{i,min}$	=	12.5 µm
zusätzlicher äußerer Luftspalt	$\delta_{a,zus}$	=	25 µm
Kernbohrungsradius	$r_{K,i}$	=	2.00 mm
Magnetkreismaterial			
Material Kern, Anker, Mantel, Boden	FeCo (RB)		
weitere Restriktionen für Magnetantrieboptimierung			
Magnetkreisaußenradius (Mantel)	$r_{M,a}$	≤	15 mm
elektrische Ansteuerung			
Chopper-Endstufe (Stromeinprägung)			
Betriebsspannung der Endstufe	U_B	=	20.0 V
mittleres Stromniveau Haltephase	I_H	=	2.0 A
relative Einschaltdauer	<i>rel. ED</i>	=	25 %

Tab. An-23 Magnetkreisauslegung (statisch) für Variation der Ankergeometrie, Ergebnisse der Magnetkreisgrobdimensionierung mit *SESAM*

Parameter	Formelzeichen		
Magnetkreisgeometrie (optimierte Parameter)			
Spulenfensterabmessung radial	b	=	2.49 mm
Spulenfensterabmessung axial	h	=	7.17 mm
Kernaußenradius	$r_{K,a}$	=	3.98 mm
Spule (optimierte Parameter)			
Nenn-Haltdurchflutung	Θ_H	=	396 A Wdg
zulässige durchschnittliche elektrische Verlustleistung	$P_{V,zul}$	=	4.84 W
Magnetkräfte			
statische Magnet-Anzugskraft	F_A	=	22.5 N
statische Magnet-Haltekraft	F_H	=	110 N
Magnetkreisgeometrie (abgeleitete Größen)			
Manteldicke	d_M	=	0.86 mm
Ankerdicke (an Stelle $r_{K,a}$)	$d_{Ank,i}$	=	1.49 mm
Bodendicke (an Stelle $r_{K,a}$)	$d_{Bod,i}$	=	1.49 mm
Gesamtdurchmesser	d_{ges}	=	14.7 mm
Gesamtabmessung axial	h_{ges}	=	10.4 mm
Spule (abgeleitete Größen)			
mittlerer Windungsradius	$r_{Wdg,m}$	=	5.35 mm
mittlere Windungslänge	$l_{Wdg,m}$	=	33.6 mm
Windungszahl (rechnerisch)	w_r	=	198
Wicklungswiderstand (rechnerisch, bei 20 °C)	$R_{Spule,20,r}$	=	3.5 Ω
Wicklungswiderstand (rechnerisch, bei maximaler Spulentemperatur)	$R_{Spule,\vartheta_{max},r}$	=	4.8 Ω

C.5 Auslegung von Magnetkreisen bei unterschiedlicher Federrate

Tab. An-24 Magnetkreisauslegung mit Variation der Federrate, Vorgabewerte/Restriktionen der Magnetkreisgrobdimensionierung mit *SESAM*

Spule, Wickelkörper			
Füllfaktor	k_F	=	0.6
Spulendrahtmaterial	Kupfer		
spezifische elektrische Leitfähigkeit bei 20°C	$\kappa_{Cu,20}$	=	58.139e6 S m ⁻¹
Wickelkörperwandstärke Kern	$d_{SpK,K}$	=	0.50 mm
Wickelkörperwandstärke Deckel	$d_{SpK,D}$	=	0.50 mm
Vergußmasse	d_V	=	0.25 mm
Bewegungsdynamik, Feder-Masse-System			
Hub	x_{Hub}	=	250 µm
Zusatz-(Last)-Masse	m_{zus}	=	4 g
minimale Überschußhaltemagnetkraft	$F_{H,zus,min}$	=	10 N
maximale Überschußhaltemagnetkraft	$F_{H,zus,max}$	=	30 N
geforderte Hubzeit (mechanisch) ¹⁾	t_{12}	=	400 µs
geforderte Rücklaufzeit (mechanisch) ¹⁾	t_{22}	=	350 µs
Dämpfungskonstante	k	=	10.0 kg s ^{-1 2)}
Magnetkreisgeometrie			
minimaler innerer Luftspalt (Restluftspalt)	$\delta_{i,min}$	=	12.5 µm
zusätzlicher äußerer Luftspalt	$\delta_{a,zus}$	=	25 µm
Kernbohrungsradius	$r_{K,i}$	=	2.00 mm
Mantelüberdeckung durch Ankerscheibe	k_{AM}	=	0.7
weitere Restriktionen für Magnetantrieboptimierung			
Magnetkreisaußenradius (Mantel)	$r_{M,a}$	≤	12.5 mm
¹⁾ Diese Werte müssen für <i>SESAM</i> gegenüber der Aufgabenspezifikation kleiner gewählt werden, damit die unter dem Einfluß von Wirbelströmen tatsächlich erreichten Zeiten denen der Aufgabenstellung nahe kommen. Grund: Die Berücksichtigung der Zeiten erfolgt für die Auslegung des Feder-Masse-Systems bei der Grobdimensionierung (Ermittlung der Magnetkreisgeometrie) unter der Annahme eines sprungförmigen Magnetkraftanstiegs bzw. -abfalls beim Anzugs- bzw. Rückstellvorgang.			
²⁾ angesetzt Erfahrungswert, belegt durch Vergleich von simulierten und gemessenen Bewegungsvorgängen an einem Mustermagnetventil			

Tab. An-24 (Fortsetzung)

Magnetkreisauslegung mit Variation der Federrate,

Vorgabewerte/Restriktionen der Magnetkreisgrobdimensionierung mit *SESAM*

Bewegungsdynamik, Feder-Masse-System	
Federrate	c_{Fed} = 40 : 60 : 80 : 100 : 120 : 140 : 160 N mm ⁻¹
Ansteuerregime	
Zyklusdauer	t_7 = 20.0 ms
Magneteinschaltdauer	t_5 = 5.0 ms
elektrische Ansteuerung Chopper-Endstufe mit Stromübererregung (Strom-Boost)	
Einschaltspannung	U_{Peak} = 50.0 V
Spannung in Boost- und Haltephase	$U_{Boost}=U_H$ = 20.0 V
Stromschwelle zum Umschalten von Spannungs- auf Strom-Boost	I_{Peak} = 12.0 A
mittleres Stromniveau Boostphase	I_{Boost} = 7.0 A
mittleres Stromniveau Haltephase	I_H = 2.0 A
Dauer der Boostphase	t_{Boost} = 900.0 μs
Boostfaktor (für Anzugsvorgang, bezog. auf Durchflutung)	k_{Boost} = 3.5
Der Boostfaktor ergibt sich als Quotient aus dem Mittelwert der Chopper-Stromniveaus von Boost- und Haltephase	
korrigierte relative Einschaltdauer	$rel. ED^*$ = 75.6 % ¹⁾
Magnetkreismaterial	
	1
Material Kern	FeCo (RB)
Material Anker	
Material Mantel	
Material Boden	
	2
	FeCo (RB)
	9SMn28K
elektrische Leitfähigkeit FeCo (RB)	$\kappa_{el,FeCo}$ = 2.00 · 10 ⁶ S m ⁻¹
elektrische Leitfähigkeit 9SMn28K	$\kappa_{el,9SMn28K}$ = 7.20 · 10 ⁶ S m ⁻¹
¹⁾ angesetztter Wert abweichend vom Verhältnis t_5/t_7 . Der angesetzte Wert der relativen Einschaltdauer ist so angepaßt worden, daß die tatsächlich in einem Zyklus umgesetzte Verlustleistung der Beziehung nach der Formel (27) gerecht wird. Bedeutsam bei Vorhandensein einer Boostphase beim Anzugsvorgang, siehe Kapitel <i>Bedeutung der relativen Einschaltdauer</i> auf S. 60	

Tab. An-25 Magnetkreisauslegung mit Variation der Federrate, Ergebnisse der Magnetkreisgrobdimensionierung mit *SESAM*

Parameter	Formelzeichen	FeCo							Magnetkreismaterial				
		40	60	80	100	120	140	160	Materialmix FeCo / 9SMn28K				
		variierter Parameter: Federrate c_{Fed}							Materialmix FeCo / 9SMn28K				
		40	60	80	100	120	140	160	120	140	160	N mm ⁻¹	
Magnetkreisgeometrie (optimierte Parameter)													
Spulenfensterabmessung radial	b	= 2.29	2.22	2.20	2.13	1.92	1.81	1.74	2.84	2.73	2.38	mm	
Spulenfensterabmessung axial	h	= 6.45	6.48	6.65	6.69	6.51	6.41	6.21	6.67	6.53	6.57	mm	
Kernaußenradius	$r_{K,a}$	= 4.44	4.25	4.10	3.97	3.86	3.72	3.70	4.57	4.56	4.14	mm	
Manteldicke	d_M	= 1.16	1.09	0.99	0.96	0.95	0.89	0.89	1.16	1.18	1.04	mm	
Ankerdicke (an Stelle $r_{K,a}$)	$d_{Ank,i}$	= 0.99	0.94	0.86	0.81	0.80	0.80	0.82	1.08	1.09	0.91	mm	
Bodendicke (an Stelle $r_{K,a}$)	$d_{Bod,i}$	= 2.01	2.11	1.86	1.79	1.62	1.42	1.49	2.05	2.13	1.98	mm	
Spule													
Nenn-Haltdurchflutung	Θ_H	= 195.7	194.4	198.1	196.9	182.9	176.7	167.4	222.4	215.3	205.8	A Wdg	
zulässige durchschn. elektr. Verlustleistung	$P_{V,zul}$	= 5.14	5.04	4.99	4.95	5.01	5.01	4.90	4.81	4.82	4.77	W	
Windungszahl (rechnerisch)	w_r	= 98	97	99	98	91	88	84	111	108	103		
Wicklungswiderstand (rechn., bei 20 °C)	$R_{Spule,20r}$	= 1.172	1.161	1.149	1.151	1.156	1.162	1.145	1.152	1.155	1.149	Ω	
Wicklungswid. (rechn., b. max. Spulentemp.)	$R_{Spule,\delta_{max,r}}$	= 1.620	1.603	1.585	1.588	1.594	1.606	1.579	1.589	1.593	1.584	Ω	
Dynamik													
statische Magnet-Anzugskraft	F_{Boost}	= 53.7	47.2	41.1	36.5	32.3	27.9	26.5	64.1	63.5	44.7	N	
statische Magnet-Haltekraft	F_H	= 70.1	63.6	55.5	50.1	49.2	49.4	50.2	79.3	80.2	58.9	N	
Federvorspannkraft	$F_{Fed,0}$	= 31.47	25.20	19.02	13.65	8.82	3.90	0.14	19.77	15.82	5.18	N	
Ankermasse	m_{Ank}	= 1.296	1.114	0.948	0.829	0.742	0.670	0.660	1.689	1.657	1.084	g	
Anzugsverzugszeit (Dynamiksimulation)	t_{11}	= 170	148	128	109	86	62	42	149	131	80	µs	
Hubzeit (Dynamiksimulation)	t_{12}	= 401	401	400	400	401	400	399	399	399	400	µs	
Anzugszeit (Dynamiksimulation)	t_1	= 571	549	528	509	487	462	441	548	530	480	µs	
Abfallverzugszeit (Dynamiksimulation)	t_{21}	= 49	42	35	29	24	21	18	52	52	31	µs	
Rücklaufzeit (Dynamiksimulation)	t_{22}	= 350	350	350	350	350	351	350	354	350	351	µs	
Rückstellzeit (Dynamiksimulation)	t_2	= 399	392	385	379	374	372	368	406	402	382	µs	
Magnetkreisgeometrie (abgeleitete Größen)													
Gesamtdurchmesser	d_{ges}	= 15.8	15.1	14.6	14.1	13.5	12.9	12.7	17.1	16.9	15.1	mm	
Gesamtabmessung axial	h_{ges}	= 9.7	9.8	9.6	9.5	9.2	8.9	8.8	10.1	10.0	9.7	mm	
Bauraum	V	= 1.901	1.756	1.610	1.491	1.310	1.155	1.108	2.321	2.255	1.746	cm ³	

keine optimale Geometrie gefunden

C.6 Auslegung von Magnetkreisen mit unterschiedlichem Magnetkreismaterial

Tab. An-26 Magnetkreisauslegung mit Variation des Magnetkreismaterials, Vorgabewerte/Restriktionen der Magnetkreisgrobdimensionierung mit *SESAM*

Spule, Wickelkörper			
Füllfaktor	k_F	=	0.6
Spulendrahtmaterial	Kupfer		
spezifische elektrische Leitfähigkeit bei 20°C	$\kappa_{Cu,20}$	=	58.139e6 S m ⁻¹
Wickelkörperwandstärke Kern	$d_{SpK,K}$	=	0.50 mm
Wickelkörperwandstärke Deckel	$d_{SpK,D}$	=	0.50 mm
Vergußmasse	d_V	=	0.25 mm
Bewegungsdynamik, Feder-Masse-System			
Hub	x_{Hub}	=	250 µm
Federrate	c_{Fed}	=	80 N mm ⁻¹
Zusatz-(Last)-Masse	m_{zus}	=	4 g
minimale Überschuhalthemagnetkraft	$F_{H,zus,min}$	=	10 N
maximale Überschuhalthemagnetkraft	$F_{H,zus,max}$	=	30 N
geforderte Hubzeit (mechanisch) ¹⁾	t_{12}	=	425 µs
geforderte Rücklaufzeit (mechanisch) ¹⁾	t_{22}	=	425 µs
Dämpfungskonstante	k	=	10.0 kg s ⁻¹ ²⁾
Magnetkreisgeometrie			
minimaler innerer Luftspalt (Restluftspalt)	$\delta_{i,min}$	=	12.5 µm
zusätzlicher äußerer Luftspalt	$\delta_{a,zus}$	=	25 µm
Kernbohrungsradius	$r_{K,i}$	=	2.00 mm
Mantelüberdeckung durch Ankerscheibe	k_{AM}	=	0.7
weitere Restriktionen für Magnetantriebsoptimierung			
Magnetkreisaußenradius (Mantel)	$r_{M,a}$	≤	12.5 mm
¹⁾ Diese Werte müssen für <i>SESAM</i> gegenüber der Aufgabenspezifikation kleiner gewählt werden, damit die unter dem Einfluß von Wirbelströmen tatsächlich erreichten Zeiten denen der Aufgabenstellung nahe kommen. Grund: Die Berücksichtigung der Zeiten erfolgt für die Auslegung des Feder-Masse-Systems bei der Grobdimensionierung (Ermittlung der Magnetkreisgeometrie) unter der Annahme eines sprungförmigen Magnetkraftanstiegs bzw. -abfalls beim Anzugs- bzw. Rückstellvorgang.			
²⁾ angesetzter Erfahrungswert, belegt durch Vergleich von simulierten und gemessenen Bewegungsvorgängen an einem Mustermagnetventil			

Tab. An-26 (Fortsetzung)

 Magnetkreisauslegung mit Variation des Magnetkreismaterials,
 Vorgabewerte/Restriktionen der Magnetkreisgrobdimensionierung mit *SESAM*

Ansteuerregime							
Zyklusdauer	t_7	=				20.0 ms	
Magneteinschaltdauer	t_5	=				5.0 ms	
elektrische Ansteuerung		Chopper-Endstufe mit Stromübererregung (Strom-Boost)					
Einschaltspannung	U_{Peak}	=				50.0 V	
Spannung in Boost- und Haltephase	$U_{Boost} = U_H$	=				20.0 V	
Stromschwelle zum Umschalten von Spannungs- auf Strom-Boost	I_{Peak}	=				12.0 A	
mittleres Stromniveau Boostphase	I_{Boost}	=				7.0 A	
mittleres Stromniveau Haltephase	I_H	=				2.0 A	
Dauer der Boostphase	t_{Boost}	=				900.0 μ s	
Boostfaktor (für Anzugsvorgang, bezogen auf Durchflutung)	k_{Boost}	=				3.5	
Der Boostfaktor ergibt sich als Quotient aus dem Mittelwert der Chopper-Stromniveaus von Boost- und Haltephase							
korrigierte relative Einschaltdauer	<i>rel. ED*</i>	=				75.6 % ¹⁾	
Magnetkreismaterial		1	2	3	4	5	6
Material Kern	FeCo (RB)	Vacoflux 50	Perme- norm 5000 H3	FeCo (RB)	Vacoflux 50	Perme- norm 5000 H3	
Material Anker				9SMn28K	9SMn28K	9SMn28K	
Material Mantel							
Material Boden							
elektrische Leitfähigkeit FeCo (RB)	$\kappa_{el,FeCo}$	=				2.00 10^6 S m ⁻¹	
elektrische Leitfähigkeit 9SMn28K	$\kappa_{el,9SMn28K}$	=				7.20 10^6 S m ⁻¹	
elektrische Leitfähigkeit Vacoflux 50	$\kappa_{el,Vacoflux50}$	=				2.86 10^6 S m ⁻¹	
elektrische Leitfähigkeit Permenorm5000H3	$\kappa_{el,Permenorm}$	=				2.22 10^6 S m ⁻¹	
¹⁾ angesetztter Wert abweichend vom Verhältnis t_5/t_7 . Der angesetzte Wert der relativen Einschaltdauer ist so angepaßt worden, daß die tatsächlich in einem Zyklus umgesetzte Verlustleistung der Beziehung nach der Formel (27) gerecht wird. Bedeutsam bei Vorhandensein einer Boostphase beim Anzugsvorgang, siehe Kapitel <i>Bedeutung der relativen Einschaltdauer</i> auf S. 60							

Tab. An-27 Magnetkreisauslegung mit Variation des Magnetkreismaterials, Ergebnisse der Magnetkreisgrobdimensionierung mit *SESAM*

Parameter	Formel- zeichen	Magnetkreismaterial							
		1	2	3	4	5	6		
Magnetkreisgeometrie (optimierte Parameter)									
Spulensterabmessung radial	b	=	1.81	1.80	4.08	2.21	2.16	3.42	mm
Spulensterabmessung axial	h	=	6.45	6.52	6.25	6.37	6.58	5.80	mm
Kernaussenradius	$r_{K,a}$	=	3.70	3.62	5.84	4.12	3.88	5.77	mm
Manteldicke	d_M	=	0.85	0.78	1.81	1.06	1.08	2.36	mm
Ankerdicke (an Stelle $r_{K,a}$)	$d_{Ank,l}$	=	0.66	0.65	1.47	0.88	0.86	1.53	mm
Bodendicke (an Stelle $r_{K,a}$)	d_{Bodi}	=	1.51	1.24	3.28	1.91	2.65	3.44	mm
Spule									
Nenn-Haltdurchflutung	Θ_H	=	177.0	179.1	241.8	194.9	199.7	212.5	A Wdg
zulässige durchschn. elektr. Verlustleistung	$P_{V,zul}$	=	4.97	4.95	4.98	4.84	4.80	4.93	W
Windungszahl (rechnerisch)	w_r	=	88	90	121	97	100	106	
Wicklungswiderstand (rechn., bei 20 °C)	$R_{Spule,20,r}$	=	1.155	1.159	1.205	1.165	1.159	1.205	Ω
Wicklungswid. (rechn., b. max. Spulentemp.)	$R_{Spule,bmax,r}$	=	1.595	1.603	1.662	1.609	1.600	1.662	Ω
Dynamik									
statische Magnet-Anzugskraft	F_{Boost}	=	24.8	29.9	71.1	41.8	45.3	68.2	N
statische Magnet-Haltekraft	F_H	=	35.6	39.8	73.3	55.2	58.4	68.8	N
Federvorspannkraft	$F_{Fed,0}$	=	5.51	6.19	34.66	10.05	10.89	30.82	N
Ankermasse	m_{Ank}	=	0.540	0.503	4.398	0.998	0.891	4.297	g
Anzugsverzugszeit (Dynamiksimulation)	t_{11}	=	69	72	264	94	100	234	μs
Hubzeit (Dynamiksimulation)	t_{12}	=	426	424	425	424	424	427	μs
Anzugszeit (Dynamiksimulation)	t_1	=	495	496	689	518	524	661	μs
Abfallverzugszeit (Dynamiksimulation)	t_{21}	=	25	29	58	45	47	52	μs
Rücklaufzeit (Dynamiksimulation)	t_{22}	=	425	424	424	426	424	424	μs
Rückstellzeit (Dynamiksimulation)	t_2	=	450	453	482	471	471	476	μs
Magnetkreisgeometrie (abgeleitete Größen)									
Gesamtdurchmesser	d_{ges}	=	12.7	12.4	23.5	14.8	14.2	23.1	mm
Gesamtabmessung axial	h_{ges}	=	8.9	8.7	11.3	9.4	10.3	11.0	mm
Bauraum	V	=	1.128	1.047	4.867	1.618	1.648	4.625	cm ³

Anhang D

Ermittlung der Meßfehler

D.1 Meßfehler bei der Überprüfung des dynamischen Verhaltens eines Stromwandlers

Tab. An-28 Ermittlung des Maximalfehlers des aufgezeichneten Stromsignals der Strecke
Präzisionsmeßwiderstand 100 mΩ - Transientenrecorder:

zu messender Strom/ Vergleichs-Strom-Peak (Primärnennstrom des Stromwandlers I_{PN})	25 A
Meßwiderstand 100 Ω:	
Spannungsabfall am Meßwiderstand bei Vergleichs-Strom-Peak	2.5 V bei 25 A
Genauigkeit des Widerstandswertes lt. Herstellerangabe	< ±0.050 %
bezogen auf Widerstandsnennwert	< ±0.05 mΩ bei 100 mΩ
Temperaturkoeffizient (20 °C ... 60 °C) lt. Datenblatt	< ±10 ppm K ⁻¹
Widerstandstemperaturfehler (20 °C ... 60 °C)	< ±0.040 mΩ
bezogen auf Widerstandsnennwert	< ±0.040 % bei 100 mΩ
Widerstandsgenauigkeit	< ±0.090 %
Transientenrecorder	
eingestellter Meßbereich	5 V differentiell
Auflösung des AD-Wandlers	12 Bit
Gesamtfehler Verstärkung im Meßbereich (lt. Datenblatt)	< ±0.10 %
bezogen auf AD-Wandler-Auflösung	< ±4 LSB bei 12 Bit
bezogen auf Meßbereich	< ±5.0 mV bei 5V
Gesamtfehler Rauschen im Meßbereich (lt. Datenblatt)	< ±1 LSB
bezogen auf AD-Wandler-Auflösung	< ±0.025 % bei 12 Bit
bezogen auf Meßbereich	< ±1.25 mV bei 5V
Gesamtfehler	< ±5 LSB
bezogen auf AD-Wandler-Auflösung	< ±0.125 % bei 12 Bit
bezogen auf Meßbereich	< ±6.25 mV bei 5V
bezogen auf Meßwiderstandsnennwert	< ±62.5 mA bei 100 mΩ
bezogen auf Spannungsabfall am Meßwiderstand	< ±0.25 % bei 2.5 V
Maximalfehler des aufgezeichneten Stromsignals	< ±0.340 %
bezogen auf Vergleichs-Strom-Peak	< ±85 mA bei 25 A

Tab. An-29 Ermittlung des Maximalfehlers des aufgezeichneten Stromsignals der Strecke
Stromwandlermodul - Transientenrecorder

zu messender Strom/	
Vergleichs-Strom-Peak (Primärnennstrom des Stromwandlers I_{PN})	25 A
Stromwandlermodul mit Stromwandler LEM LA 25-NP	
eingestellte Wandlerübersetzung	1 : 1000
zul. Primärnennstrom des Wandlers I_{PN} bei Wandlerübersetzung	25 A bei 1 : 1000
Sekundärnennstrom des Wandlers I_S	25 mA
Genauigkeit im Meßbereich	< ±0.5 %
Temperaturdrift ¹⁾ (25 ... 70 °C)	< ±0.35 mA
bezogen auf Sekundärnennstrom I_{SN}	< ±1.4 % bei 25 mA
Offsetstrom ²⁾	< ±0.15 mA
bezogen auf Sekundärnennstrom I_{SN}	< ±0.6 % bei 25 mA
<hr/>	
Wandlergenauigkeit:	< ±2.5 %
Meßwiderstand des Moduls 100 Ω	
Spannungsabfall am Meßwiderstand bei Sekundärnennstrom des Wandlers	2.5 V bei 25 mA
Genauigkeit des Widerstandswertes	±0.1 %
Temperaturkoeffizient	3 ppm K ⁻¹
Widerstandstemperaturfehler (25 ... 70 °C)	0.0135 Ω
bezogen auf Widerstands-nennwert	0.0135 % bei 100 Ω
<hr/>	
Widerstandsgenauigkeit:	0.1135 %
<hr/>	
Gesamtfehler des Stromwandlermoduls:	< ± 2.6135 %
Transientenrecorder	
eingestellter Meßbereich	5 V single-ended
Auflösung des AD-Wandlers	12 Bit
Gesamtfehler Verstärkung im Meßbereich (lt. Datenblatt)	< ±0.10 %
bezogen auf AD-Wandler-Auflösung	< ±4 LSB bei 12 Bit
bezogen auf Meßbereich	< ±5.0 mV bei 5V
Gesamtfehler Rauschen im Meßbereich (lt. Datenblatt)	< ±1 LSB
bezogen auf AD-Wandler-Auflösung	< ±0.025 % bei 12 Bit
bezogen auf Meßbereich	< ±1.25 mV bei 5V
<hr/>	
Gesamtfehler	< ±5 LSB
bezogen auf AD-Wandler-Auflösung	< ±0.125 % bei 12 Bit
bezogen auf Meßbereich	< ±6.25 mV bei 5V
bezogen auf Spannungsabfall am Meßwiderstand des Moduls	< ± 0.25 % bei 2.5 V
bezogen auf Primärnennstrom des Wandlers	< ±62.5 mA bei 25 A
<hr/>	
Maximalfehler des aufgezeichneten Stromsignals	2.8635 %
bezogen auf Wandlermeßbereich (Primärnennstrom I_{PN})	716 mA bei 25 A
<p>¹⁾ Temperatureinfluß kann in klimatisierten Laborräumen ggf. kleiner ausfallen</p> <p>²⁾ Offset kann ggf. durch schaltungstechnische Maßnahmen kompensiert werden</p>	

D.2 Meßfehler bei der Überprüfung der Aufzeichnung des Hubes $x(t)$ mit Faseroptischen Sensoren

Wie bereits auf S. 129f erwähnt, besteht bei Faseroptischen Sensoren zur Abstands-/Wegmessung nach dem Prinzip der Intensitätsmodulation kein absoluter Zusammenhang zwischen gemessenem Abstand und Signalspannung am Ausgang des Sensorspeise-/verstärkerbausteins, so daß das Meßsystem kalibriert werden muß. Die Signalspannung wird zur Aufzeichnung dem Transientenrecorder zugeführt, wobei die Genauigkeit des jeweiligen Kanals des Transientenrecorders in den Gesamtmeßfehler des Hubes $x(t)$ eingeht. Um den Verlauf $x(t)$ aus der aufgezeichneten Signalspannung $u_x(t)$ zu erhalten, müssen alle Werte anhand der Spannungen, die sich am Sensorausgang für die Endlagen des Magnetschiebers/Ankers (0% bzw. 100% Hub) ergeben, skaliert werden. Als Referenzspannungssignal dienen die Werte kurz vor dem Beginn des Anzugsvorganges bzw. kurz vor Abschalten der Haltespannung (ordnungsgemäßes Anziehen des Ankers vorausgesetzt). Da das aufgezeichnete Signal verrauscht ist, ist es notwendig, die Referenzspannungswerte für 0% bzw. 100% Hub durch eine Mittelwertbildung zu ermitteln. Hierzu sind jeweils ca. 20 ... 50 Sample-Werte heranzuziehen, wobei die Aufzeichnung der Spannungssignale bereits einige Samples vor dem Einschaltzeitpunkt erfolgen muß. Man erhält für den abgefallenen Anker den Signalspannungsmittelwert $\bar{U}_{x,ab}$ und für den angezogenen Anker $\bar{U}_{x,an}$. Die Umrechnung der Signalspannungswerte $u_x(t)$ in die Größe $x(t)$ erfolgt dann nach folgender Formel:

$$x(t) = \frac{\bar{U}_{x,ab} - u_x(t)}{\bar{U}_{x,ab} - \bar{U}_{x,an}} x_{Hub} \quad (\text{An-7})$$

Der Bruch in Formel (An-7) nimmt dabei Werte zwischen 0 und 1 an.

Der Ankerhub x_{Hub} muß zuvor am Meßobjekt justiert werden, wobei absolut messende Längenmeßverfahren, z. B. die Anwendung eines Feinzeigers, heranzuziehen sind. Der Fehler von x_{Hub} setzt sich somit aus der Meßgenauigkeit des verwendeten Meßgerätes und der Einstellgenauigkeit/Feinfühligkeit der Justierung zusammen.

Der Fehler der aufgezeichneten Signalspannung $u_x(t)$ setzt sich zusammen aus dem Linearitätsfehler des FOS und dem Aufzeichnungsfehler des Transientenrecorders. Der Linearitätsfehler des FOS ist im wesentlichen bedingt durch die nichtlineare Kennlinie des FOS. Verwendet man den Meßbereich 2 des FOS (siehe Abb. 64 auf S. 129), so kann man den Ankerhub x_{Hub} so in den nichtlinearen Kennlinienbereich legen, daß der Linearitätsfehler minimal wird.

Für den Fehler der Signalspannungsmittelwert $\bar{U}_{x,ab}$ des abgefallenen Ankers und $\bar{U}_{x,an}$ des angezogenen Ankers ist nur der Fehler der analogen Signalkonditionierung des Transientenrecorders anzusetzen. Fehlereinflüsse durch Signalrauschen werden durch die oben beschriebene

Mittelwertbildung unterdrückt.

Den Maximalfehler Δx des Hubes $x(t)$ erhält man durch Anwendung der allgemeinen Formel des Fehlerfortpflanzungsgesetzes

$$\Delta y \leq \sum_{i=1}^n \left| \Delta x_i \frac{\partial f(x_1, \dots, x_n)}{\partial x_i} \right| \quad (\text{An-8})$$

für die Ermittlung des Maximalfehlers Δy mehrerer fehlerbehafteter Größen $x_1 \dots x_n$ mit funktionalem Zusammenhang $y = f(x_1, \dots, x_n)$ auf Formel (An-7). So ergibt sich:

$$\Delta x \leq \left| \Delta \bar{U}_{x,ab} \frac{\partial x(t)}{\partial \bar{U}_{x,ab}} \right| + \left| \Delta \bar{U}_{x,an} \frac{\partial x(t)}{\partial \bar{U}_{x,an}} \right| + \left| \Delta u_x \frac{\partial x(t)}{\partial u_x(t)} \right| + \left| \Delta x_{Hub} \frac{\partial x(t)}{\partial x_{Hub}} \right| \quad (\text{An-9})$$

bzw.

$$\Delta x \leq x_{Hub} \left(\left| \Delta \bar{U}_{x,ab} \frac{u_x(t) - \bar{U}_{x,an}}{(\bar{U}_{x,ab} - \bar{U}_{x,an})^2} \right| + \left| \Delta \bar{U}_{x,an} \frac{\bar{U}_{x,ab} - u_x(t)}{(\bar{U}_{x,ab} - \bar{U}_{x,an})^2} \right| + \left| \Delta u_x \frac{-1}{\bar{U}_{x,ab} - \bar{U}_{x,an}} \right| \right) + \left| \Delta x_{Hub} \frac{\bar{U}_{x,ab} - u_x(t)}{\bar{U}_{x,ab} - \bar{U}_{x,an}} \right|. \quad (\text{An-10})$$

Setzt man den Fehler der Signalspannungsmittelwert $\bar{U}_{x,ab}$ und $\bar{U}_{x,an}$ mit gleichem Wert $\Delta \bar{U}_{x,an} = \Delta \bar{U}_{x,ab} = \Delta \bar{U}_x$ an und beachtet, daß im Meßbereich 2 des FOS für die Ausgangsspannung am Ausgang U_{a2} des Sensorspeise-/verstärkerbausteins $\bar{U}_{x,ab} \geq u_x(t) \geq \bar{U}_{x,an}$ gilt, so erhält man:

$$\Delta x \leq x_{Hub} \left(\Delta \bar{U}_x \frac{\bar{U}_{x,ab} - \bar{U}_{x,an}}{(\bar{U}_{x,ab} - \bar{U}_{x,an})^2} + \Delta u_x \frac{1}{\bar{U}_{x,ab} - \bar{U}_{x,an}} \right) + \Delta x_{Hub} \frac{\bar{U}_{x,ab} - u_x(t)}{\bar{U}_{x,ab} - \bar{U}_{x,an}} \quad (\text{An-11})$$

bzw.

$$\Delta x \leq \frac{\Delta \bar{U}_x + \Delta u_x}{\bar{U}_{x,ab} - \bar{U}_{x,an}} x_{Hub} + \Delta x_{Hub} \frac{\bar{U}_{x,ab} - u_x(t)}{\bar{U}_{x,ab} - \bar{U}_{x,an}} \quad (\text{An-12})$$

Der zweite Summand in diesem Term nimmt seinen Maximalwert an, wenn $u_x(t) = \bar{U}_{x,an}$ wird. Somit ergibt sich letztendlich der Maximalfehler des aufgezeichneten Hubes mit

$$\Delta x \leq \frac{\Delta \bar{U}_x + \Delta u_x}{\bar{U}_{x,ab} - \bar{U}_{x,an}} x_{Hub} + \Delta x_{Hub} \quad (\text{An-13})$$

Damit läßt sich nun der maximale Meßfehler bei der Messung der Größe $x(t)$ unter Beachtung der einzelnen Einflußgrößen der verwendeten Meßtechnik angeben. Die Ausführungen dazu


sind in Tab. An-30 aufgelistet.

Tab. An-30 Ermittlung des Maximalfehlers bei der Überprüfung der Hubmessung $x(t)$ mit Faseroptischem Sensor

Ankerhub x_0	200 μm
Hubeinstellung	
Messung mit Feinzeiger Mahr <i>Extramess 2001</i>	
Auflösung im empfindlichsten Meßbereich	0.2 μm
Meßgenauigkeit im Meßbereich mit Auflösung 0.2 μm	$\pm 0.3 \mu\text{m}$
(Hinweis: lt. Datenblatt wird eine Meßabweichung von 0.3 μm angegeben, die je nach Gerät im Extremfall -3 ... 0 μm oder 0 ... +3 μm betragen kann. Siehe auch Prüfprotokoll im Anhang.)	
Justiergenauigkeit/Feinfühligkeit der Hubeinstellung	$\pm 0.2 \mu\text{m}$
Gesamtfehler der Hubeinstellung Δx_{Hub}	$< \pm 0.5 \mu\text{m}$
Faseroptischer Sensor	
verwendeter Meßbereich	MB 2
Linearitätsfehler	k.A.
(Hinweis: Linearitätsfehler abhängig von Lage des Fensters von x_{Hub} im Meßbereich 2 der Sensorkennlinie. Laut Sensorkennlinie ergibt sich ein günstiger Bereich bei ca. 0.75 ... 1 mm Abstand des Sensorkopfes von der angetasteten Oberfläche.)	
Fehleranteil für $u_x(t)$ durch Nichtlinearität der Sensorkennlinie	k.A.
Sensorspeise/-verstärkerbaustein ADIF	
Parametrisierung von LED-Intensität, Eingangs-Offset, Eingangsverstärkung, Ausgangs-Offset so, daß am nichtkorrigierten Ausgang U_{a2} ein Signalspannungshub $u_x(t) = 0.5 \dots 4.5 \text{ V}$ (angezogener ... abgefallener Anker) entsteht	
Signalspannung für abgefallenen Anker $\bar{U}_{x,ab}$	4.5 V
Signalspannung für abgefallenen Anker $\bar{U}_{x,an}$	0.5 V
Transientenrecorder	
eingestellter Meßbereich	5 V single-ended
Auflösung des AD-Wandlers	12 Bit
Gesamtfehler Verstärkung im Meßbereich (lt. Datenblatt)	$< \pm 0.10 \%$
bezogen auf AD-Wandler-Auflösung	$< \pm 4 \text{ LSB}$ bei 12 Bit
bezogen auf Meßbereich	$< \pm 5.0 \text{ mV}$ bei 5V
Gesamtfehler Rauschen im Meßbereich (lt. Datenblatt)	$< \pm 1 \text{ LSB}$
bezogen auf AD-Wandler-Auflösung	$< \pm 0.025 \%$ bei 12 Bit
bezogen auf Meßbereich	$< \pm 1.25 \text{ mV}$ bei 5V
Fehler für $\bar{U}_{x,ab}, \bar{U}_{x,an}$ (nur Verstärkungsfehler)	$< \pm 5.0 \text{ mV}$
Fehleranteil für $u_x(t)$ durch Transientenrecorder (Verstärkung und Rauschen)	$< \pm 6.25 \text{ mV}$
Gesamtfehler des Hubsignals lt. Formel (An-13)	$< \pm 1.0625 \mu\text{m}$
bezogen auf Ankerhub x_{Hub}	$< \pm 0.53 \%$

D.3 Meßfehler bei der Messung der Federvorspannkraft

Tab. An-31 Ermittlung des Maximalfehlers eines Piezo-Kraftmeßelementes

zu messende Federvorspannkraft	40 N
Kraftmeßelement KISTLER 9301B	
kalibrierte Bereiche	0 ... 2.5 kN (Druck) 0 ... 25 N (Druck) 0 ... -2.5 kN (Zug)
anzuwendender kal. Bereich zur Messung der Federvorspannkraft	0 ... 2.5 kN (Druck) bei 40 N
Transducer Sensitivity lt. Kalibrierschein	-3.12 pC N ⁻¹ bei 0 ... 2.5 kN Druck
Transducer Output 100 %FS	7800 pC bei 2.5 kN Druck
Linearitätsfehler lt. Kalibrierschein	< ±0.3 %FS bei 0 ... 2.5 kN Druck
bezogen auf FS des kalibrierten Bereiches	< ±23.4 pC bei 2.5 kN Druck
bezogen auf Transducer Sensitivity (Kraftmeßelement 9301)	< ±7.5 N bei 3.12 pC N ⁻¹ Druck
Temperaturkoeffizient Transducer Sensitivity lt. Datenblatt	-0.0002 K ⁻¹
 Bedeutung der Abkürzung <i>FS</i> ... Full Scale	

Tab. An-32 Ermittlung des Maximalfehlers des Ladungsverstärkers

zu messende Federvorspannkraft	40 N																													
Ladungsverstärker KISTLER 5011																														
Ausgangsspannungsbereich	±10 V																													
eingestellter Skalierungsfaktor	10 N V ⁻¹																													
eingestellter Kraftmeßbereich des Ladungsverstärkers 100 % FS	±100 N FS bei ±10 V																													
bezogen auf Transducer Sensitivity (Kraftmeßelement 9301)	312 pC FS bei 3.12 pC N ⁻¹ Druck																													
Fehler für > ±100 pC FS lt. Prüfprotokoll	< ±1 %																													
Linearität lt. Prüfprotokoll	< ±0.05 %FS																													
Gesamt	< ±1.05 %FS																													
bezogen auf Ausgangsspannungsbereich	< ±0.105 V bei 10 V FS																													
bezogen auf eingestellte Skalierungsfaktor	< ± 1.05 N bei 10 N V ⁻¹																													
bezogen auf Federvorspannkraft	< ±2.63 % bei 40 N																													
bezogen auf Kraftmeßbereich des Ladungsverstärkers	< ±1.05 % bei 100 N																													
Nullpunktsprung [RESET → OPERATE]	< ±0.2 pC																													
bezogen auf Transducer Sensitivity (Kraftmeßelement 9301)	< ± 64 mN bei 3.12 pC N ⁻¹																													
bezogen auf Federvorspannkraft	< ±0.16 % bei 40 N																													
bezogen auf Kraftmeßbereich des Ladungsverstärkers	< ±0.064 % bei 100 N																													
Nullpunktabweich. des Ausg. b. [RESET] (autom. NP-Korrektur)	< ±2 mV																													
bezogen auf eingestellten Skalierungsfaktor	< ± 20 mN bei 10 N V ⁻¹																													
bezogen auf Federvorspannkraft	< ±0.05 % bei 40 N																													
bezogen auf Kraftmeßbereich des Ladungsverstärkers	< ±0.02 % bei 100 N																													
Drift	< ±0.03 pC s ⁻¹																													
<table border="1"> <thead> <tr> <th rowspan="2">Meßdauer [s]</th> <th colspan="3">Driftfehler</th> </tr> <tr> <th>bezogen auf Transducer Sensitivity (Kraftmeßelement 9301) 3.12 pC N⁻¹ < ±9.615 mN s⁻¹ [mN]</th> <th>bezogen auf Federvorspannkraft 40 N < ±0.024 % s⁻¹ [%]</th> <th>bezogen auf Kraftmeßbereich des Ladungsverstärkers 100 N < ±0.0096 % s⁻¹ [%]</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>10</td> <td>< ±96.15</td> <td>< ±0.24</td> <td>< ±0.096</td> </tr> <tr> <td>20</td> <td>< ±192.3</td> <td>< ±0.48</td> <td>< ±0.192</td> </tr> <tr> <td>30</td> <td>< ±288.5</td> <td>< ±0.72</td> <td>< ±0.288</td> </tr> <tr> <td>60</td> <td>< ±577</td> <td>< ±1.44</td> <td>< ±0.577</td> </tr> <tr> <td>300</td> <td>< ±2885</td> <td>< ±7.21</td> <td>< ±2.88</td> </tr> </tbody> </table>				Meßdauer [s]	Driftfehler			bezogen auf Transducer Sensitivity (Kraftmeßelement 9301) 3.12 pC N ⁻¹ < ± 9.615 mN s⁻¹ [mN]	bezogen auf Federvorspannkraft 40 N < ±0.024 % s ⁻¹ [%]	bezogen auf Kraftmeßbereich des Ladungsverstärkers 100 N < ±0.0096 % s ⁻¹ [%]	10	< ±96.15	< ±0.24	< ±0.096	20	< ±192.3	< ±0.48	< ±0.192	30	< ±288.5	< ±0.72	< ±0.288	60	< ±577	< ±1.44	< ±0.577	300	< ±2885	< ±7.21	< ±2.88
Meßdauer [s]	Driftfehler																													
	bezogen auf Transducer Sensitivity (Kraftmeßelement 9301) 3.12 pC N ⁻¹ < ± 9.615 mN s⁻¹ [mN]	bezogen auf Federvorspannkraft 40 N < ±0.024 % s ⁻¹ [%]	bezogen auf Kraftmeßbereich des Ladungsverstärkers 100 N < ±0.0096 % s ⁻¹ [%]																											
10	< ±96.15	< ±0.24	< ±0.096																											
20	< ±192.3	< ±0.48	< ±0.192																											
30	< ±288.5	< ±0.72	< ±0.288																											
60	< ±577	< ±1.44	< ±0.577																											
300	< ±2885	< ±7.21	< ±2.88																											
Ladungsverstärker gesamt	< ±(1.134 N + 9.615 mN s⁻¹)																													
bezogen auf Federvorspannkraft	< ±(2.84 % + 0.024 % s ⁻¹) bei 40 N																													
bezogen auf Kraftmeßbereich des Ladungsverstärkers	< ±(1.134 % + 0.0096 % s ⁻¹) bei 100 N																													
☞ Bedeutung der Abkürzung FS ... Full Scale																														

Tab. An-33 Meß- (bzw. Einstell-)genauigkeit der Federvorspannkraft F_0 bei Verwendung hochauflösender Voltmeter (Beispiel: Multimeter METEX / VOLTcraft 4650CR) am Ausgang des Ladungsverstärkers *KISTLER 5011*

zu messende Federvorspannkraft	40 N
Kraftmeßelement KISTLER 9301B	
Linearitätsfehler lt. Kalibrierschein	< ± 0.3 %FS bei 0 ... 2.5 kN Druck
bezogen auf Transducer Sensitivity (Kraftmeßelement 9301)	< ± 7.5 N bei 3.12 pC N ⁻¹ Druck
Ladungsverstärker KISTLER 5011	
Ausgangsspannungsbereich	± 10 V
eingestellter Skalierungsfaktor	10 N V ⁻¹
eingestellter Kraftmeßbereich des Ladungsverstärkers 100 % FS	± 100 N FS bei ± 10 V
Ladungsverstärker gesamt	
	< $\pm (1.134 \text{ N} + 9.615 \text{ mN s}^{-1})$
bezogen auf Federvorspannkraft	< $\pm (2.84 \% + 0.024 \% \text{ s}^{-1})$ bei 40 N
bezogen auf Kraftmeßbereich des Ladungsverstärkers	< $\pm (1.134 \% + 0.0096 \% \text{ s}^{-1})$ bei 100 N
Multimeter	
Anzeige	4½stellig
notw. MM-Meßber. für LV-Ausgangsspannung 0 ... 10 V	20 V
Auflösung der Anzeige	1 mV
Genauigkeit (analog + digital) lt. Datenblatt	< $\pm (0.05 \% + 3 \text{ LSB})$
max. Fehler im Anzeigenbereich 20 V des Multimeters	
bezogen auf eingestellten Skalierungsfaktor	< ± 0.13 N bei 10 N V ⁻¹
bezogen auf Federvorspannkraft	< ± 0.325 % bei 40 N
bezogen auf Kraftmeßbereich des Ladungsverstärkers	< ± 0.13 % bei 100 N
Gesamt	< $\pm (8.764 \text{ N} + 9.615 \text{ mN s}^{-1})$