

Gens, Wolfgang :

Grundlagen des elektromotorischen Antriebs

Zuerst erschienen in:

Fachwissen des Ingenieurs / 5 / Elektrotechnik - Elektronik : mit 134
Tabellen und 38 Tafeln

4., neubearb. Aufl. - Leipzig : Fachbuchverl., 1983,
S. 133 - 214

Fachwissen des Ingenieurs

Elektrotechnik – Elektronik

4., neubearbeitete Auflage

Mit 907 Bildern, 134 Tabellen und 38 Tafeln



VEB FACHBUCHVERLAG LEIPZIG

EA Grundlagen des elektromotorischen Antriebs

Von Dozent Dr.-Ing. Wolfgang Gens, Ilmenau

Inhaltsverzeichnis

	Wichtigste Formelzeichen	2			
1.	Einführung	3			
2.	Grundsätzlicher Aufbau des elektromotorischen Antriebs	4			
2.1.	Einteilung der Elektromotoren nach dem Verlauf ihrer natürlichen Ω, M_M -Kennlinien	4			
2.2.	Einteilung der Arbeitsmaschinen nach dem Verlauf ihrer Ω, M_W -Kennlinien	5			
2.3.	Verbindungselemente zwischen Motor und Arbeitsmaschine	6			
3.	Einführung in die Berechnung von mechanischen Ausgleichsvorgängen bei elektromotorischen Antrieben	6			
3.1.	Bewegungsgleichung und Betriebszustände	6			
3.2.	Umrechnungen im Antriebssystem	8			
3.2.1.	Umrechnung der Drehmomente bei Vorhandensein eines Getriebes zwischen Motor und Arbeitsmaschine	8			
3.2.2.	Umrechnung von Massenträgheitsmomenten auf eine Bezugsdrehzahl	9			
3.2.3.	Umrechnung der kinetischen Energie einer geradlinig bewegten Masse in ein Ersatzmassenträgheitsmoment	9			
3.3.	Statische Drehzahlstabilität des Antriebs	10			
3.4.	Grafische Ermittlung der Anlauf- und Bremszeit	12			
4.	Betriebsverhalten der wichtigsten Elektromotoren an Hand ihrer statischen Ω, M_M-Kennlinien	15			
4.1.	Grundsätzliches	15			
4.2.	Gleichstrommotoren	15			
4.2.1.	Drehzahlstellung	15			
4.2.2.	Anlauf	19			
4.2.3.	Bremsen	19			
4.2.4.	Reversieren	20			
4.2.5.	Gleichlauf	21			
4.3.	Drehstrom-Asynchronmotoren mit Kurzschlußläufer und Schleifringläufer	21			
4.3.1.	Drehzahlstellung	21			
4.3.1.1.	Frequenzänderung	21			
4.3.1.2.	Polumschaltung	23			
4.3.1.3.	Widerstandsänderung im Rotorkreis	23			
4.3.1.4.	Änderung der Rotorspannung (Kaskadenschaltung)	24			
4.3.1.5.	Änderung der Statorspannung	24			
4.3.2.	Anlauf	25			
4.3.2.1.	Direktes Einschalten	25			
4.3.2.2.	Änderung der Statorspannung	25			
4.3.2.3.	Polumschaltung	26			
4.3.2.4.	Widerstandsänderung im Rotorkreis	26			
4.3.3.	Bremsen	27			
4.3.4.	Reversieren	29			
4.3.5.	Gleichlauf	29			
4.4.	Einphasen-Asynchronmotoren	30			
4.4.1.	Anlauf	30			
4.4.2.	Reversieren	30			
4.5.	Drehstrom-Synchronmotoren	30			
4.5.1.	Drehzahlstellung	30			
4.5.2.	Anlauf	30			
4.5.3.	Bremsen	31			
4.5.4.	Reversieren	31			
4.5.5.	Gleichlauf	31			
4.6.	Drehstrom-Kommutatormotoren	32			
4.6.1.	Läufergespeiste Drehstrom-Nebenschluß-Kommutatormotoren	32			
4.6.1.1.	Drehzahlstellung	32			
4.6.1.2.	Anlauf	33			
4.6.1.3.	Bremsen	33			
4.6.1.4.	Reversieren	33			
4.7.	Einphasen-Reihenschlußmotoren	33			
4.7.1.	Repulsionsmotoren	33			
4.7.1.1.	Drehzahlstellung	33			
4.7.1.2.	Anlauf	34			
4.7.1.3.	Bremsen	34			
4.7.1.4.	Reversieren	34			
4.7.2.	Universalmotoren	34			
4.7.2.1.	Drehzahlstellung	34			
4.7.2.2.	Anlauf	34			
4.7.2.3.	Reversieren	34			

5.	Auswahl des Antriebsmotors	35	6.1.4.2.	Unterscheidungsmerkmale von netzgelöschten Stromrichteranordnungen	57
5.1.	Allgemeines	35	6.1.5.	Einrichtungen zur Istwertbildung	58
5.2.	Auswahlmerkmale für elektrische Maschinen	35	6.1.5.1.	Drehzahl- und Geschwindigkeitsmeßeinrichtungen	59
5.2.1.	Leistungsreihen elektrischer Maschinen	35	6.1.5.2.	Einrichtungen zum unmittelbaren Erfassen des Gleichstroms	61
5.2.2.	Überlastbarkeit elektrischer Maschinen	36	6.1.5.3.	Mittelbare Erfassung des Gleichstrom-Istwerts durch Wechselstromwandler in der Netzzuleitung	62
5.2.3.	Nennbetriebsarten elektrischer Maschinen	36	6.1.6.	Elektronische Regelverstärker	62
5.2.4.	Schutzgrade elektrischer Maschinen	38	6.2.	Analyse und Synthese von einfachen linearen Regelkreisen der Antriebstechnik	64
5.2.5.	Bauformen elektrischer Maschinen	38	6.2.1.	Zusammenhang zwischen ÜTF und der AFK bzw. PFK eines Regelungssystems	65
5.2.6.	Bestimmen der Nennleistung des auszuwählenden Motormodells	38	6.2.2.	Aussagen der AFK und PFK eines Regelungssystems	66
5.2.7.	Thermische Beanspruchung einer elektrischen Maschine	38	6.2.3.	Möglichkeiten der Analyse	68
6.	Automatische Steuerung elektrischer Antriebe mit Gleichstrommotoren	47	6.2.4.	Möglichkeiten der Synthese mittels des Verfahrens der logarithmischen Frequenzkennlinien (Bodediagramm)	68
6.1.	Regelungstechnische Beschreibung der wesentlichen Bauelemente von Antriebsregelkreisen	48	6.2.5.	Synthese mit Hilfe der dem Betrags- oder symmetrischen Optimum entsprechenden AFK	69
6.1.1.	Fremderregter Gleichstromnebenschlußmotor	48	6.2.5.1.	Führungsverhalten	69
6.1.1.1.	Übertragungsfunktion und Sprungantwort	48	6.2.5.2.	Störverhalten	72
6.1.1.2.	Spezielle Anforderungen an die Gleichstrom-Nebenschlußmaschine infolge des geregelten Betriebs	52	6.2.5.3.	Festlegen der Struktur des Antriebsregelkreises	74
6.1.2.	Gleichstrom-Reihenschlußmotor	54	6.3.	Einige Grundsaltungen drehzahl-geregelter elektrischer Antriebe	74
6.1.3.	Gleichstrom-Nebenschlußgenerator	55		Literaturverzeichnis	80
6.1.4.	Stromrichteranordnungen	55			
6.1.4.1.	Übertragungsverhalten	55			

Wichtigste Formelzeichen

Formelzeichen	Einheit	Größe	Formelzeichen	Einheit	Größe
A_w	J · s/K	Wärmeabgabefähigkeit	β	rad	Polradwinkel
C_w	J/K	Wärmekapazität	ε	1	bezogene Spannungsabsenkung
GD^2	N · m ²	Schwungmoment	κ	1	Verhältnis von Anlauf- zu Nennstrom
I_θ	kg · m ²	Massenträgheitsmoment	Φ_e, φ_e	V · s	Erregerfluß
M, m	N · m	Drehmoment	Ω	s ⁻¹	Drehzahl
p	1	Polpaarzahl	Ω_w	rad/s	Winkelgeschwindigkeit
s	1	Schlupf			
α	rad	Bürstenstellungswinkel			

Indizes

Zeichen	Bedeutung	Zeichen	Bedeutung
A, a	Anlauf, Anker	R	Getriebe, Reversieren
B	dynamisches Drehmoment, Bremsung	soll	Sollwert
G	Generator	st	Stillstand
g	Glättung	v	vorgeschaltet, Verlust
ist	Istwert	W	Arbeitsmaschine
M	Motor	0	Leerlauf, Arbeitspunkt
N	Nennwert, Normal		

1. Einführung

In der modernen Großproduktion werden viele Arten von Arbeitsmaschinen eingesetzt. Nahezu allen ist gemeinsam, daß sie die zu ihrem Betrieb notwendige mechanische Energie von einem Elektromotor übertragen bekommen. Die Entwicklung begann mit dem Menschen oder dem Tier als Quelle mechanischer Energie und führte über das Wasserrad und die Dampfmaschine zum Elektromotor — zum elektromotorischen Antrieb.

Trotz der relativ kurzen Zeitspanne seit Beginn seiner Anwendung ist beim elektrischen Antrieb die Weiterentwicklung deutlich sichtbar. Während der ersten Etappe wurden Dampfmaschinen oder Wasserräder durch Elektromotoren lediglich ersetzt. Es entstand der Gruppenantrieb. Alle Arbeitsmaschinen eines Betriebs wurden von einem Elektromotor angetrieben. In der nächsten Entwicklungsstufe verdrängte der Einzelantrieb den Gruppenantrieb. Dabei verschwanden die Transmissionen mit ihren Nachteilen aus den Fertigungsstätten. Während der darauf folgenden Etappe, die gegenwärtig noch andauert, muß der Einzelantrieb dem Mehrmotorenantrieb das Feld überlassen. Der Mehrmotorenantrieb ist dadurch gekennzeichnet, daß jeder Funktionseinheit einer Arbeitsmaschine ein eigener Antriebsmotor zugeordnet ist. Durch steuerungstechnische Maßnahmen wird die sinnvolle Zusammenarbeit der einzelnen Funktionseinheiten gesichert. Die Arbeitsmaschine wird dadurch konstruktiv einfacher und verschmilzt mit ihren Antriebsmotoren immer mehr zu einer Einheit.

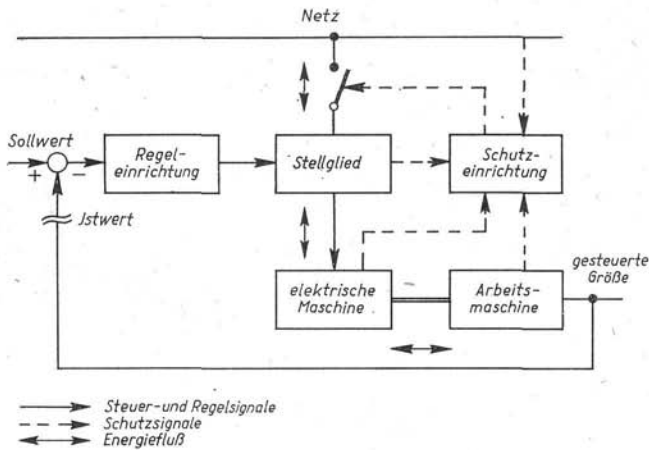


Bild 1. Prinzipieller Aufbau eines elektromotorischen Antriebs

In Bild 1 ist der prinzipielle Aufbau eines elektromotorischen Antriebs dargestellt, wie er gegenwärtig häufig in der Praxis anzutreffen ist. Er ist aus dem klassischen Antrieb, bestehend aus Netzanschluß, Leistungsschalter, elektrischer Maschine und Arbeitsmaschine, hervorgegangen. Durch den Einsatz von *Stellgliedern* (Steuergeneratoren und Stromrichteranordnungen) mit den zugehörigen Steuereinrichtungen konnte er immer besser an die Erfordernisse des Produktionsprozesses angepaßt werden. Dieser Prozeß der Anpassung ist gegenwärtig keineswegs abgeschlossen.

Neuartige Bauelemente der Halbleitertechnik gestatten die weitere Verbesserung der Stellglieder und ermöglichen den Aufbau umfassender elektronischer Informationsverarbeitungssysteme. Aufgrund dieser Entwicklung vollzieht sich eine zunehmende Integration des elektrischen Antriebs in den technologischen Prozeß. In Verbindung mit Datenverarbeitungsanlagen ist dadurch bereits heute die weitgehende Automatisierung einer Vielzahl von technologischen Prozessen möglich.

Bild 1 läßt den Problemkreis erkennen, den die moderne Antriebstechnik umfaßt. Er berührt die elektrische Energietechnik, die elektrische Schutztechnik, das Betriebsverhalten der elektrischen Maschinen, die antriebstechnischen Besonderheiten der Arbeitsmaschine in Verbindung mit der Technologie des jeweiligen Produktionsprozesses, in zunehmendem Maße die Leistungselektronik, die Informationselektronik sowie die Technik der automatischen Steuerung.

Im Rahmen dieses Buches können nur einige wesentliche Grundlagen vermittelt werden, die für das Verständnis der Wirkungsweise und die Dimensionierung eines elektrischen Antriebssystems erforderlich sind. Die automatische Steuerung von elektrischen Antrieben wird kurz gestreift. Zur Klärung spezieller Fragen muß der Leser auf die einschlägige Fachliteratur verwiesen werden, die im Literaturverzeichnis angegeben ist.

2. Grundsätzlicher Aufbau des elektromotorischen Antriebs

In der einfachsten Form besteht der elektromotorische Antrieb aus einem Elektromotor und einem Verbindungselement zur Übertragung des Drehmoments auf die Arbeitsmaschine. In der schematischen Darstellung des Antriebs wird mit Rücksicht auf die rechnerische Behandlung das *Massenträgheitsmoment* des Motors M und das der Arbeitsmaschine AM zu einem Gesamtträgheitsmoment ΣI_{θ} vereinigt und gesondert dargestellt (Bild 2).



Bild 2. Einfachste Form des elektromotorischen Antriebs

Ein wesentliches antriebstechnisches Kennzeichen eines Motors sowie einer Arbeitsmaschine ist die statische *Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie* oder *mechanische Kennlinie*. Sie stellt die Abhängigkeit der Drehzahl Ω vom Drehmoment des Motors M_M bzw. dem Drehmoment der Arbeitsmaschine M_W dar. Es wird infolgedessen zwischen Ω, M_M - und Ω, M_W -Kennlinien unterschieden. Die Vielzahl der Arten von Arbeitsmaschinen und Elektromotoren läßt sich in wenige Gruppen unterteilen, wenn als Gruppenmerkmal der gleiche oder ähnliche Verlauf der Ω, M -Kennlinien herangezogen wird.

2.1. Einteilung der Elektromotoren nach dem Verlauf ihrer natürlichen Ω, M_M -Kennlinien

Ihren natürlichen Ω, M_M -Kennlinien im Arbeitsbereich entsprechend bilden die Elektromotoren drei große Gruppen.

Bei den Motoren der ersten Gruppe verändert sich die Drehzahl im Arbeitsbereich mit zunehmendem M_M nicht (s. Bild 3, Kurve 1).

Hierzu gehören die *Synchronmotoren* und die *synchronisierten Asynchronmotoren*. Bei beiden Motorenarten ist die Ω, M_M -Kennlinie jedoch nicht aussagekräftig. Zur Kennzeichnung des

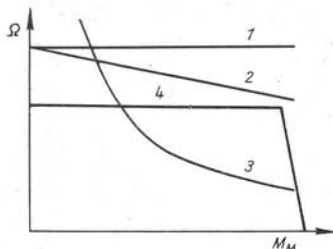


Bild 3. Typische Ω, M_M -Kennlinien von Elektromotoren

1 Synchronverhalten; 2 Nebenschlußverhalten; 3 Reihenschlußverhalten; 4 Verhalten bei Drehzahlregelung mit Momentbegrenzung

Belastungszustands dient hier die *Lastwinkelkennlinie*. Sie gibt die relative Winkelverschiebung β zwischen dem Drehfeldvektor und der Polradlängsachse in Abhängigkeit vom Motor-moment an. Bei denen der zweiten Gruppe sinkt die Drehzahl mit zunehmendem M_M nur wenig ab (s. Bild 3, Kurve 2). Sie zeigen Nebenschlußverhalten. Hierzu gehören *Gleichstrom- und Drehstrom-Nebenschluß-Kommutatormotoren* sowie *Asynchronmotoren*. Die dritte Gruppe bilden die *Einphasen- und Dreiphasenwechselstrom-* sowie die *Gleichstrom-Reihenschlußmotoren*. Bei diesen Motoren sinkt die Drehzahl mit zunehmendem M_M beträchtlich ab (s. Bild 3, Kurve 3). Sie zeigen Reihenschlußverhalten.

Reihenschlußmotoren dürfen mit ihrer Arbeitsmaschine nur starr gekuppelt werden, da sie bei völliger Entlastung unzulässig hohe Drehzahlen annehmen können. *Gleichstrom-Doppelschluß-motoren* weisen eine Ω, M_M -Kennlinie auf, die zwischen den Kurven 2 und 3 des Bildes 3 liegt. In diesem Zusammenhang sei erwähnt, daß eine Ω, M_M -Kennlinie als *hart* bezeichnet wird, wenn die Drehzahl mit zunehmendem M_M nicht oder nur wenig absinkt (Bild 3, Kurven 1 und 2). Sie gilt als *weich*, wenn die Drehzahl bei zunehmendem M_M stark abfällt (Bild 3, Kurve 3). Durch besondere Schaltungsmaßnahmen kann man die Ω, M_M -Kennlinien aller Motorenarten beeinflussen. Sie weichen dann von den in Bild 3 dargestellten natürlichen Kennlinien ab. Als Beispiel ist in Bild 3, Kurve 4, die Ω, M_M -Kennlinie eines *drehzahlgeregelten Antriebs* mit Momentbegrenzung dargestellt.

2.2. Einteilung der Arbeitsmaschinen nach dem Verlauf ihrer Ω, M_W -Kennlinien

Es lassen sich im wesentlichen drei Gruppen unterscheiden. Bei der ersten Gruppe ist das erforderliche Drehmoment M_W nahezu unabhängig von der Drehzahl (Bild 4, Kurve 1). Hierzu gehören Arbeitsmaschinen, die reine Formänderungsarbeit, Hubarbeit und Reibungsarbeit aufbringen müssen. Das sind u. a. Walzwerke, Papiermaschinen, Hebezeuge, Förderbänder, elektrische Triebfahrzeuge bei nicht zu hohen Geschwindigkeiten. Bei einer weiteren Gruppe ist M_W etwa quadratisch von der Drehzahl abhängig (Bild 4, Kurve 2). Hierzu gehören u. a. Lüfter, Kreiselpumpen- und -verdichter, Schiffsschrauben.

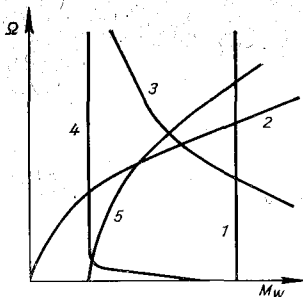


Bild 4. Typische Ω, M_W -Kennlinien von Arbeitsmaschinen

1 drehzahlunabhängig; 2 vom Quadrat der Drehzahl (Ω^2) abhängig; 3 hyperbolisch von der Drehzahl abhängig; 4 drehzahlunabhängig mit Losbrechmoment; 5 wie 2, jedoch mit bei höheren Geschwindigkeiten bemerkbarer Luftreibung

Bei der letzten Gruppe ist M_W hyperbolisch von der Drehzahl abhängig, bzw. die Leistung der Arbeitsmaschine P_W ist unabhängig von der Drehzahl (Bild 4, Kurve 3). Hierzu gehören Wickeleinrichtungen und Haspeln, mit deren Hilfe Warenbahnen (Papier, Gewebe, Stahlband, Blech) mit konstanter Zugkraft bei konstanter Bandgeschwindigkeit aufgewickelt werden. Bei genauerer Analyse wird man feststellen, daß die Ω, M_W -Kennlinien selten in dieser reinen Form auftreten. Insbesondere ist bei vielen Arbeitsmaschinen das erforderliche Drehmoment zur Überwindung der ruhenden Reibung (Losbrechmoment) erheblich (Bild 4, Kurve 4). Bei elektrischen Fahrzeugen macht sich bei höheren Geschwindigkeiten die Luftreibung bemerkbar (Bild 4, Kurve 5).

In bestimmten Fällen wird M_W auch als Funktion des Weges s (Bild 5) bei elektrischen Fahrzeugen und Fördermaschinen ohne Seilausgleich und Ausgleich des Winkels (Bild 6) bei Kolbenverdichtern und Pressen angegeben. Die Darstellung von M_W als Funktion der Zeit ist für die Ermittlung des erforderlichen Motormodells von besonderer Bedeutung.

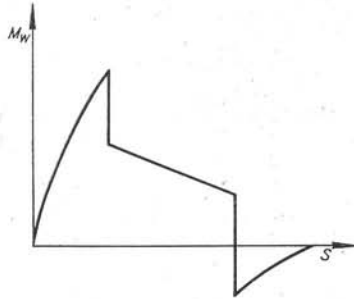


Bild 5. Wegabhängiges Widerstandsmoment einer Fördermaschine ohne Seilausgleich

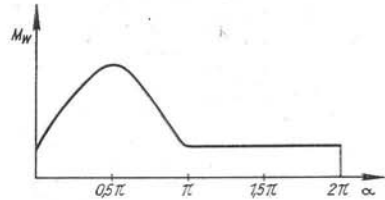


Bild 6. Winkelabhängiges Widerstandsmoment einer Kurbelpresse

2.3. Verbindungselemente zwischen Motor und Arbeitsmaschine

Zur Übertragung des Drehmoments vom Motor auf die Arbeitsmaschine und umgekehrt muß der Motor mit der Arbeitsmaschine form- oder kraftschlüssig verbunden werden. Hierzu werden elastische und starre Kupplungen [42, 58], Riemen, Seil- und Kettentriebe [2] sowie Ritzel auf der Motorwelle in Verbindung mit Getrieben [65] verwendet.

3. Einführung in die Berechnung von mechanischen Ausgleichsvorgängen bei elektromotorischen Antrieben

In diesem Rahmen können lediglich die Grundlagen der Berechnung von mechanischen Ausgleichsvorgängen in Antriebssystemen mit Elektromotoren behandelt werden. Dabei wird der Einfluß von elektrischen Ausgleichsvorgängen vernachlässigt, wodurch sich die Berechnungen wesentlich vereinfachen. Des weiteren wird angenommen, daß die mechanische Verbindung zwischen Elektromotor und Arbeitsmaschine völlig starr ist und alle Systemparameter konstant sind. Von diesen Voraussetzungen wird später in 6.1. abgewichen.

3.1. Bewegungsgleichung und Betriebszustände

Da die im Antriebssystem wirksamen Drehmomente je nach Betriebszustand treibend oder bremsend wirken können, ist eine eindeutige Festlegung ihrer Vorzeichen notwendig. Bei den folgenden Berechnungen werden treibende, d. h. in Drehrichtung wirkende Drehmomente mit positivem und bremsende, d. h. entgegen der Drehrichtung wirkende Drehmomente mit negativem Vorzeichen versehen. Den drei grundsätzlichen Bestandteilen des in Bild 2 schematisch dargestellten Antriebssystems sind folgende Drehmomente zugeordnet:

M_M inneres, am Rotorumfang angreifendes Drehmoment des Motors M .

M_W Drehmoment der Arbeitsmaschine AM einschließlich des von einer evtl. vorhandenen Bremseinrichtung herrührenden Bremsmoments und des Verlustmoments (durch Luft-, Lager- und Bürstenreibung) des Elektromotors, meist als Widerstands- oder Lastmoment bezeichnet.

M_B dynamisches Drehmoment. Es ist die Ursache von auftretenden Drehzahl- bzw. Winkelgeschwindigkeitsänderungen.

Für das dynamische Drehmoment gilt:

$$M_B = I_\theta \frac{d\Omega_w}{dt} = I_\theta 2\pi \frac{dn}{dt} \quad (1)$$

Werden in Gl. (1) eingesetzt

$$I_\theta = GD^2/4g \quad \left| \frac{I_\theta}{\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}^2} \quad \frac{G}{\text{N}} \quad \frac{D}{\text{m}} \quad \frac{g}{\text{m}/\text{s}^2} \right| \quad (2)$$

$$n = 60\Omega_w/2\pi \quad \left| \frac{n}{\text{min}^{-1}} \quad \frac{\Omega_w}{\text{rad}/\text{s}} \right| \quad (3)$$

so erhält man das dynamische Drehmoment in der für den Techniker zugeschnittenen Form

$$M_B = \frac{GD^2}{4g} \frac{2\pi}{60} \frac{dn}{dt} \quad \left| \frac{M_B}{\text{N} \cdot \text{m}} \quad \frac{t}{\text{s}} \right| \quad (4)$$

I_θ Massenträgheitsmoment des Antriebssystems
 GD^2 Schwungmoment des Antriebssystems
 Ω_w Winkelgeschwindigkeit der Motorwelle
 n Drehzahl der Motorwelle
 g Fallbeschleunigung ($g = 9,81 \text{ m/s}^2$)

Den Ausgangspunkt für die rechnerische Behandlung des Bewegungsvorgangs eines Antriebs bildet die Bewegungsgleichung.

$$\sum M_{\text{antreibend}} + \sum M_{\text{bremsend}} = M_B \quad (5)$$

Sie sagt aus, daß die Summe der antreibenden Drehmomente und der bremsenden Drehmomente das dynamische Drehmoment ist.

Im folgenden werden einige charakteristische Betriebszustände des Antriebs erläutert und die zugehörige Form der Bewegungsgleichung angegeben.

Es muß grundsätzlich zwischen stationären und dynamischen Betriebszuständen unterschieden werden. Ein *stationärer Betriebszustand* liegt vor, wenn der Antrieb mit konstanter Drehzahl betrieben wird. Das dynamische Drehmoment ist Null. Ein *dynamischer Betriebszustand* liegt vor, während sich die Drehzahl ändert. Das dynamische Drehmoment ist wirksam. Die stationären Betriebszustände unterscheiden sich hinsichtlich der Vorzeichen der wirksamen Drehmomente.

Motorbetrieb. Der Motor wirkt treibend, die Arbeitsmaschine bremsend (z. B. Fahrt einer Straßenbahn auf einer ansteigenden Strecke mit konstanter Geschwindigkeit):

$$M_M - M_W = 0$$

Stationäre Bremsung. Der Motor arbeitet generatorisch. Er wirkt bremsend, die Arbeitsmaschine treibend (z. B. Fahrt einer Straßenbahn auf einer abfallenden Strecke mit konstanter Geschwindigkeit):

$$-M_M + M_W = 0$$

Die dynamischen Betriebszustände unterscheiden sich nicht nur hinsichtlich der Vorzeichen der wirksamen Drehmomente, sondern auch hinsichtlich der Anfangs- und Enddrehzahlen des Ausgleichvorgangs.

Anlauf. Der Antrieb ändert seine Drehzahl von $\Omega = 0$ (Stillstand) bis zur gewünschten Betriebsdrehzahl Ω_1 . Der Anlauf ist nur möglich, wenn im Bereich $0 \leq \Omega < \Omega_1$ das treibende Drehmoment größer als das bremsende ist. Die stationäre Drehzahl Ω_1 stellt sich nur ein, wenn bei dieser das treibende Drehmoment gleich dem bremsenden ist. Es gilt, folgende Fälle zu

unterscheiden: Anlauf gegen ein bremsend wirkendes Lastmoment (z. B. Anfahrt einer Straßenbahn auf einer ansteigenden Strecke):

$$M_M - M_W = M_B \quad (M_M > M_W)$$

Anlauf gegen ein aktives Widerstandsmoment der Arbeitsmaschine (z. B. Anfahrt einer Straßenbahn auf einer abfallenden Strecke):

$$M_M + M_W = M_B$$

Dynamische Bremsung. Der Antrieb ändert seine Drehzahl von dem augenblicklichen Wert Ω_1 bis $\Omega = 0$ (Stillstand). Die Bremsung ist nur möglich, wenn im Bereich $\Omega_1 > \Omega > 0$ das bremsende Drehmoment größer ist als das treibende.

Es gilt, folgende Fälle zu unterscheiden.

Bremsung bei einem bremsend wirkenden Widerstandsmoment (z. B. Bremsung einer Straßenbahn auf einer ansteigenden Strecke):

$$-M_M - M_W = M_B$$

Bremsung bei einem treibend wirkenden (aktiven) Widerstandsmoment (z. B. Bremsung einer Straßenbahn auf einer abfallenden Strecke):

$$-M_M + M_W = M_B \quad (M_W < M_M)$$

Ein von einer mechanischen Bremsvorrichtung erzeugtes Bremsmoment soll hier nicht wirksam sein.

Reversieren. Der Antrieb ändert seine Drehzahl vom augenblicklichen Wert Ω_1 bis zum gewünschten Wert Ω_2 in Gegendrehrichtung. Der Reversiervorgang setzt sich aus einem dynamischen Bremsvorgang und einem Anlaufvorgang in Gegendrehrichtung zusammen.

Drehzahlstellung. Ein dynamischer Betriebszustand liegt weiterhin vor während der Veränderung der Drehzahl von Ω_1 auf Ω_2 , wobei $\Omega_1 \leq \Omega_2$ sein kann. Die Drehmomentverhältnisse sind hier analog denen bei Anlauf bzw. dynamischer Bremsung.

3.2. Umrechnungen im Antriebssystem

3.2.1. Umrechnung der Drehmomente bei Vorhandensein eines Getriebes zwischen Motor und Arbeitsmaschine

Um die Motorgröße festlegen zu können, muß das an der Motorwelle erforderliche Drehmoment bekannt sein, das der Arbeitsmaschine übertragen werden muß. Ist zwischen Motor M und Arbeitsmaschine AM ein Getriebe R (Bild 7) angeordnet, dann sind die Drehmomente wie folgt umzurechnen.

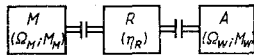


Bild 7. Antrieb mit Getriebe

Die Leistungen von Motor und Arbeitsmaschine sind

$$P_M = M_M \Omega_{WM} \quad (6)$$

$$P_W = M_W \Omega_{WW} \quad (7)$$

Bei Übertragung der Leistung vom Motor auf die Arbeitsmaschine gilt:

$$P_W = P_M \eta_R \quad (8)$$

η_R Getriebewirkungsgrad

Aus Gln. (6)–(8) folgt für das Motormoment:

$$M_M = M_W \Omega_w / \Omega_{wM} \eta_R \quad (9)$$

Bei der Leistungsübertragung von der Arbeitsmaschine auf den Motor gilt:

$$M_M = \eta_R M_W \Omega_w / \Omega_{wM} \quad (10)$$

3.2.2. Umrechnung von Massenträgheitsmomenten auf eine Bezugsdrehzahl

Für die Berechnung eines Ausgleichsvorgangs muß das Gesamtmassträgheitsmoment des Antriebssystems bekannt sein. Das der Arbeitsmaschine ist beim Herstellerwerk zu erfahren, das der Elektromotoren ist dem Katalog der Motorenwerke zu entnehmen. Methoden zu einer experimentellen Ermittlung sind in [41] und in [10] angegeben. Die Massenträgheitsmomente der mit unterschiedlichen Drehzahlen umlaufenden Massen eines Antriebssystems (Bild 8) dürfen zur Bildung des Gesamtträgheitsmoments nicht ohne weiteres addiert werden. Sie müssen zuvor auf eine Bezugsdrehzahl reduziert werden. Normalerweise ist dies die Drehzahl der Motorwelle.

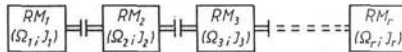


Bild 8. Antrieb mit rotierenden Massen RM_i , die mit unterschiedlichen Drehzahlen umlaufen

Für die gesamte kinetische Energie der mit verschiedenen Drehzahlen umlaufenden Massen eines Antriebs gilt:

$$W_{\text{ges}} = I_{\theta 1} \Omega_{w1}^2 / 2 + I_{\theta 2} \cdot \Omega_{w2}^2 / 2 + \dots + I_{\theta n} \cdot \Omega_{wn}^2 / 2 \quad (11)$$

$$W_{\text{ges}} = \frac{\Omega_{w1}^2}{2} \left(I_{\theta 1} + I_{\theta 2} \frac{\Omega_{w2}^2}{\Omega_{w1}^2} + \dots + I_{\theta n} \frac{\Omega_{wn}^2}{\Omega_{w1}^2} \right) \quad (12)$$

In Gl. (12) sind die Summanden in der Klammer die auf die Winkelgeschwindigkeit Ω_{w1} der Motorwelle reduzierten Teilmassträgheitsmomente. Das Gesamtmassträgheitsmoment ist somit:

$$I_{\theta \text{ ges}} = I_{\theta 1} + I_{\theta 2} \frac{\Omega_{w2}^2}{\Omega_{w1}^2} + \dots + I_{\theta n} \frac{\Omega_{wn}^2}{\Omega_{w1}^2}$$

Bei der vorliegenden Ableitung wurden die Wirkungsgrade der Drehzahlübersetzungseinrichtungen (Getriebe-Riementriebe usw.) zwischen den mit unterschiedlichen Drehzahlen umlaufenden Massen gleich 1 gesetzt.

3.2.3. Umrechnung der kinetischen Energie einer geradlinig bewegten Masse in ein Ersatzmassträgheitsmoment

Bei der Berechnung von Hebezeug-, Fahrzeug- und Werkzeugmaschinenantrieben ist es vielfach notwendig, die Trägheitskräfte der geradlinig bewegten Massen zu berücksichtigen. Zur Durchführung notwendiger Berechnungen mit Größen der Drehbewegung müssen die diesen Massen entsprechenden Ersatzmassträgheitsmomente berechnet werden. Bei der folgenden Ableitung geht man davon aus, daß die kinetische Energie der mit der Winkelgeschwindigkeit Ω_w umlaufenden Masse mit dem Ersatzmassträgheitsmoment $I_{\theta \text{ ers}}$ gleich der mit der Geschwindigkeit v geradlinig bewegten Masse m sein muß.

$$W = I_{\theta \text{ ers}} \Omega_w^2 / 2 = mv^2 / 2 \quad (13)$$

$$\text{Mit } v = r\Omega_w \quad (14)$$

$$\text{folgt } I_{\theta_{ers}} = mr^2 \quad (15)$$

r Radius der Scheibe oder Trommel an der Seilaufgestelle, mit deren Hilfe die geradlinige Bewegung in eine Drehbewegung umgewandelt wird (Bild 9).

Das Ersatzmassenträgheitsmoment $I_{\theta_{ers}}$ ist auf die Drehzahl der Scheibe oder Trommel bezogen. Ist zwischen Scheibe bzw. Trommel und Motor ein Getriebe angeordnet, so kann entsprechend Gl. (12) auf die Drehzahl der Motorwelle reduziert werden.

Das Ersatzmassenträgheitsmoment des Kolbens eines Verdichters oder einer anderen Kolbenmaschine ist eine Funktion des Drehwinkels. Seine Ermittlung ist in [57] angegeben.



Bild 9. Umrechnung einer geradlinig bewegten Masse in ein Ersatzmassenträgheitsmoment

3.3. Statische Drehzahlstabilität des Antriebs

Die Drehzahlstabilität ist für den einwandfreien Betrieb eines Antriebssystems von besonderer Bedeutung. Ihre Untersuchung gestattet eine Aussage darüber, ob in dem gewünschten Arbeitspunkt der stationäre Betrieb des Antriebs möglich ist. Grundsätzlich muß zwischen statischer und dynamischer Drehzahlstabilität unterschieden werden. Die Betrachtung der statischen Drehzahlstabilität genügt, wenn die statische und dynamische Ω, M -Kennlinie sowohl des Motors als auch der Arbeitsmaschine des betreffenden Antriebs genügend genau übereinstimmen, d. h., wenn Drehzahl und Drehmoment auch bei Drehzahländerungen entsprechend der statischen Ω, M -Kennlinie einander starr zugeordnet sind. Diese Bedingung ist bei nicht allzu schnellen Drehzahländerungen meist erfüllt.

In diesem Rahmen soll nur die statische Drehzahlstabilität behandelt werden. Die *dynamische Drehzahlstabilität* kann in einfachen Fällen nach dem in [36, S. 50ff.] angegebenen Verfahren untersucht werden. Im allgemeinen Falle sind die in der Regelungstechnik üblichen Stabilitätskriterien anzuwenden. Das Antriebssystem befindet sich im statischen Gleichgewicht, wenn das dynamische Drehmoment Null ist.

$$M_B = 0 \quad (16)$$

Gl. (16) sagt aus, daß keine Drehzahländerung auftritt. Das Antriebssystem befindet sich auf einem stabilen Arbeitspunkt. Das statische Gleichgewicht kann stabil, labil oder indifferent sein. Der *stationäre Betrieb* jedoch ist nur im stabilen statischen Gleichgewicht möglich.

Es soll nun ein Verfahren angegeben werden, mit dessen Hilfe beurteilt werden kann, welche Art des Gleichgewichts in einem Arbeitspunkt vorliegt. Zu diesem Zweck ist die Kennlinie $M_B = f(\Omega)$ aufzutragen. Ihre Steigung in den Punkten, wo $M_B = 0$ ist (Punkte A und B in Bild 10), gestattet die Beurteilung der

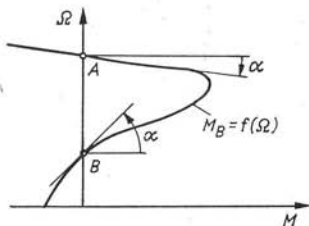


Bild 10. Beispiel zur Beurteilung der statischen Drehzahlstabilität

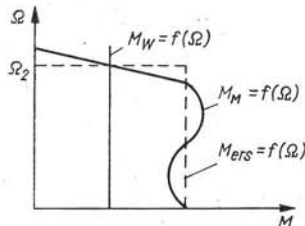


Bild 11. Beispiel zur Ermittlung der Anlaufzeit

dort vorliegenden Art der Stabilität. Stabiles Gleichgewicht liegt vor, wenn die Tangente an die resultierende Kennlinie im Punkt $M_B = 0$ mit einer Parallelen zur Abszisse einen Winkel α bildet, der im Bereich $0 > \alpha > -1,57 \text{ rad } (-90^\circ)$ liegt — Punkt *A* in Bild 10. Bei Betrieb in diesem Arbeitspunkt wirkt das resultierende Drehmoment bei kleiner werdender Drehzahl treibend und bei größer werdender Drehzahl bremsend. Der Antrieb kehrt bei Drehzahlabweichungen immer wieder auf seinen Arbeitspunkt zurück. Soll die Drehzahl bei Belastungsänderungen nahezu konstant bleiben, so darf α nur wenig kleiner als Null sein.

$$t_A = 2\pi I_\theta \int_0^{\Omega_2} \frac{d\Omega}{M_M - M_W} \quad (17)$$

Die Integration ergibt:

$$t_A = 2\pi I_\theta \frac{\Omega_2}{M_M - M_W} \quad (17a)$$

Es sei darauf hingewiesen, daß wegen $\Omega_W = 2\pi\Omega = \frac{2\pi}{60}n$ Gl. (17) auch wie folgt geschrieben werden kann:

$$t_A = I_\theta \int_{\Omega_{W1}}^{\Omega_{W2}} \frac{1}{M_B} d\Omega_W = \frac{2\pi}{60} I_\theta \int_{n_1}^{n_2} \frac{1}{M_B} dn$$

Anlaufzeit eines Antriebs mit drehzahlunabhängigem Lastmoment M_W und drehzahlabhängigem Motor-moment M_M .

Aus Bild 12 folgt für das dynamische Drehmoment M_B

$$M_B = \frac{\Omega_2 - \Omega}{\Omega_2} (M_{st} - M_{MN}) \quad (18)$$

oder mit

$$\begin{aligned} M_{st} &= k M_{MN} \\ M_B &= \frac{\Omega_2 - \Omega}{\Omega_2} (k - 1) M_{MN} \end{aligned} \quad (19)$$

Mit Gl. (17) und (19) folgt für Anlaufzeit t_A :

$$t_A = \frac{2\pi I_\theta \Omega_2}{(k - 1) M_{MN}} \int_0^{\Omega_2} \frac{d\Omega}{\Omega_2 - \Omega} \quad (20)$$

Die Auswertung der Gl. (20) zeigt, daß die Anlaufzeit t_A unendlich wird. Die Ursache ist, daß für $\Omega \rightarrow \Omega_2$ $M_B \rightarrow 0$ strebt, s. Gl. (19).

Man erhält die Anlaufzeit in diesem Fall mit genügender Genauigkeit, wenn als obere Grenze des Integrals in Gl. (20) nicht Ω_2 , sondern $0,95\Omega_2$ eingesetzt wird, da die Enddrehzahl bei $0,95\Omega_2$ praktisch erreicht ist. Reversierzeit eines Antriebs mit drehzahlabhängigem Motormoment M_M und durchziehendem Lastmoment M_W .

Der Antrieb wird bis zur Einleitung des Reversiervorgangs im Arbeitspunkt *A* (Bild 13) betrieben. Während

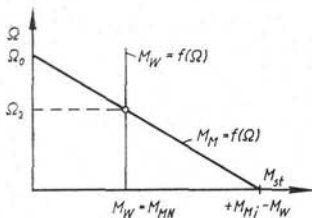


Bild 12. Beispiel zur Ermittlung der Anlaufzeit

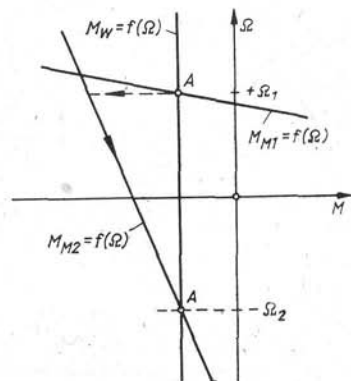


Bild 13. Beispiel zur Ermittlung der Reversierzeit

des Reversiervorgangs ist die mechanische Motorkennlinie $M_{M2} = f(\Omega)$ wirksam. Der Antrieb läuft bis zu seinem neuen Arbeitspunkt A hoch. Aus Bild 13 folgt:

$$M_B = \frac{\Omega_2 - \Omega}{\Omega_2} M_{MN}(k - 1) \quad (21)$$

wobei

$$k = M_{st}/M_{MN}$$

Aus Gl. (17) und (21) folgt für die Reversierzeit t_R :

$$t_R = \frac{2\pi I_\theta \Omega_2}{(k - 1) M_{MN}} \int_{\Omega_1}^{-0,95\Omega_2} \frac{d\Omega}{\Omega_2 - \Omega} \quad (22)$$

Man erkennt aus den Beispielen, daß die Aufgabe jeweils darin besteht, eine Gleichung für $M_B = f(\Omega)$ aufzustellen, die Integrationsgrenzen festzulegen und das Integral zu lösen.

3.4. Grafische Ermittlung der Anlauf- und Bremszeit

Falls die Funktion $M_B = f(\Omega)$ analytisch schwer zu erfassen ist, aber in Kurvenform vorliegt, dann muß die Zeitdauer des betreffenden Ausgleichvorgangs durch grafische Integration ermittelt werden. Die mathematische Vorschrift zur Durchführung der grafischen Integration geht aus Gl. (1) durch Normierung und Überführung in die Differenzenform hervor. Sie lautet:

$$\Delta \left(\frac{M_B}{M_{MN}} \right) / 1 = \Delta \left(\frac{\Omega}{\Omega_0} \right) / \Delta \left(\frac{t}{T_{MN}} \right) \quad (23)$$

Normierungs- bzw. Bezugsgrößen sind das Nennmoment des Motors M_{MN} , die Winkelgeschwindigkeit Ω_0 und die Normalanlaufzeitkonstante T_{MN} . Ω_0 entspricht bei Motoren mit Reihenschlußverhalten der Nenndrehzahl und bei Motoren mit Nebenschlußverhalten der ideellen Leerlaufdrehzahl bzw. der synchronen Drehzahl. Die Normalanlaufzeitkonstante T_{MN} (s. Gl. (24)) ist gleich der Anlaufzeit eines Motors, wenn das dynamische Drehmoment M_B im Drehzahlbereich $0 \leq \Omega \leq \Omega_0$ gleich seinem Nennmoment ist.

$$T_{MN} = \frac{2\pi I_\theta \Omega_0}{M_{MN}} \quad (24)$$

Die Normierung führt zu einer wesentlichen Erleichterung in den Maßstabsfragen. Das kommt in der nachfolgenden Festlegung der Maßstäbe für die einzelnen Größen von Gl. (23) deutlich zum Ausdruck. In Bild 14 ist der Sachverhalt der Gl. (23) geometrisch dargestellt.

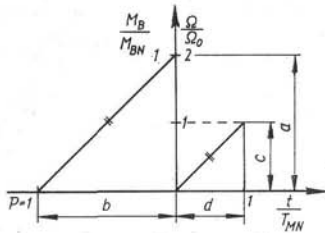


Bild 14. Festlegung der Maßstäbe für die grafische Integration

Werden $M_B/M_{MN} = 1$ durch die Strecke a , der Polabstand $P = 1$ durch die Strecke b und $\Omega/\Omega_0 = 1$ durch die Strecke c ausgedrückt, so erhält man für $t/T_{NM} = 1$ die Strecke

$$d = cb/a \quad (25)$$

Voraussetzung für die grafische Integration ist die Ermittlung der Funktion $M_B/M_{MN} = f(\Omega/\Omega_0)$ aus den Ω, M -Kennlinien des Motors und der Arbeitsmaschine sowie ihre Umwandlung in eine

Treppenkurve, so daß die eingeschlossene Ω, M_B -Fläche konstant bleibt. Die Treppenkurve besteht aus Drehzahlintervallen $\Delta(\Omega/\Omega_0)$, in denen $\Delta(M_B/M_{MN})$ konstant ist und somit die Drehzahl Ω/Ω_0 in Abhängigkeit von t/T_{MN} linear ansteigt oder abfällt. Die Genauigkeit der grafischen Integration wird um so größer, je besser die $(\Omega/\Omega_0) - (M_B/M_{MN})$ -Kennlinie durch die Treppenkurve angenähert wird, d. h., je kleiner die Drehzahlintervalle gewählt werden. Mit Hilfe der Gl. (23) wird in jedem Intervall die Funktion $\Omega/\Omega_0 = f(t/T_{MN})$ durch ihre Tangente angenähert und somit die Zeit grafisch bestimmt, die der Antrieb für diese Drehzahländerung benötigt. Durch Zusammensetzung der Tangentenabschnitte erhält man den angenäherten Verlauf der Funktion $\Omega/\Omega_0 = f(t/T_{MN})$ im interessierenden Drehzahlbereich und damit auch die Gesamtdauer der Drehzahländerung. Durch nochmalige Integration kann aus der Drehzahlkurve $\Omega/\Omega_0 = f(t/T_{MN})$ der zurückgelegte Weg $s/s_0 = \int f(t/T_{MN})$ berechnet werden. Die Wegkurve ist von Interesse bei Fahrzeugen, Kranen usw.

Am folgenden Beispiel soll die grafische Ermittlung der Zeitdauer eines Reversiervorgangs erläutert werden. Gegeben seien (Bild 15):

$M_M/M_{MN} = f(\Omega/\Omega_0)$ des Antriebsmotors (Drehstromsynchronmotor)

$M_W/M_{MN} = f(\Omega/\Omega_0)$ der Arbeitsmaschine

GD^2 von Motor und Arbeitsmaschine, bezogen auf die Drehzahl der Motorwelle

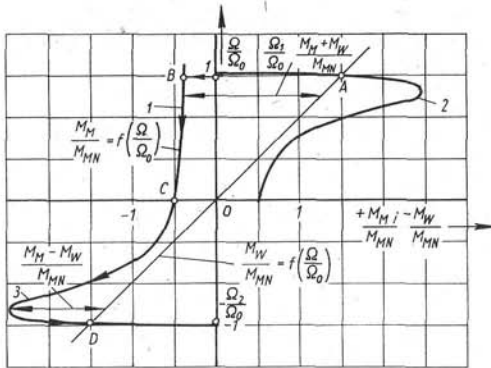


Bild 15. $M_M/M_{MN} = f(\Omega/\Omega_0)$ und $M_W/M_{MN} = f(\Omega/\Omega_0)$ eines Antriebssystems
1 Bremsbetrieb, Rechtslauf; 2 Motorbetrieb, Rechtslauf; 3 Motorbetrieb, Linkslauf

Zuvor sei der Ablauf des Reversiervorgangs erläutert. Bis zum Schaltzeitpunkt soll der Motor im Arbeitspunkt A betrieben werden. Nach Einleitung des Reversiervorgangs (durch Vertauschen zweier Ständerleitungen) wandert der Arbeitspunkt von A über B und C in die neue stabile Lage D . Dabei verändert sich die Drehzahl von Ω_1/Ω_0 bis $-\Omega_2/\Omega_0$. Die Zeitdauer für die Drehzahländerung von Ω_1 bis 0 (Teilvorgang 1) sei mit t_B und die von 0 bis $-\Omega_2$ (Teilvorgang 2) mit t_A bezeichnet.

Teilvorgang 1 entspricht einer Gegenstrombremsung. Es wirkt das dynamische Drehmoment als Bremsmoment.

$$M_B/M_{MN} = (M_M + M_W)/M_{MN} \quad (26)$$

Teilvorgang 2 entspricht einem Anlauf. Es wirkt das dynamische Drehmoment

$$M_B/M_{MN} = (M_M - M_W)/M_{MN} \quad (27)$$

als Beschleunigungsmoment. Damit lautet die Integrationsvorschrift für den Teilvorgang 1 mit Gl. (23):

$$\Delta \left(\frac{M_M + M_W}{M_{MN}} \right) / 1 = \Delta \left(\frac{\Omega}{\Omega_0} \right) / \Delta \left(\frac{t}{T_{MN}} \right) \quad (28)$$

und für den Teilvorgang 2:

$$\Delta \left(\frac{M_M - M_W}{M_{MN}} \right) / 1 = \Delta \left(\frac{\Omega}{\Omega_0} \right) / \Delta \left(\frac{t}{T_{MN}} \right) \quad (29)$$

Anhand des Bildes 16 sei die Konstruktion der Bremskurve $\Omega/\Omega_0 = f(t/T_{MN})$ und damit die Ermittlung von t_B beschrieben. Die einzelnen Schritte sind:

1. Festlegen der Maßstäbe

Es wird gewählt für

$$M_B/M_{MN} = 1 \rightarrow a = 3 \text{ cm}$$

Polabstand $P = 1 \rightarrow b = 3 \text{ cm}$

$$\Omega/\Omega_0 = 1 \rightarrow c = 3 \text{ cm}$$

Damit folgt mit Gl. (25) für

$$t/T_{MN} = 1 \rightarrow d = 3 \text{ cm}$$

2. Auftragen von $(M_M + M_W)/M_{MN} = f(\Omega/\Omega_0)$ im II. Quadranten.

3. Umwandlung von $(M_M + M_W)/M_{MN} = f(\Omega/\Omega_0)$ in eine Treppenkurve, so daß die eingeschlossene Fläche sowie die Anfangs- und Enddrehzahl konstant bleiben.

4. Anwendung der Gl. (28) auf das erste Drehzahlintervall $0 - \Omega_1^*/\Omega_0$. Sie besagt, daß die Steigung der Geraden \overline{PP}_1 gleich der Steigung der Drehzahlkurve $\Omega/\Omega_0 = f(t/T_{MN})$ im Intervall $0 - \Omega_1^*/\Omega_0$ ist. Durch Parallelverschiebung der Geraden \overline{PP}_1 durch den Ursprung erhält man den Tangentenabschnitt \overline{OK}_1 .

5. Anwendung der Gl. (28) auf die übrigen Drehzahlintervalle. Die sich ergebenden Tangentenabschnitte werden in den Punkten K_1 und K_2 aneinandergesetzt. Man erhält damit den angenäherten Verlauf der Drehzahl $\Omega/\Omega_0 = f(t/T_{MN})$ für den Bremsvorgang.

6. Ermittlung von t_B . Dem Bild 17 wird der Quotient (t_B/T_{MN}) entnommen. Mit Hilfe der nach Gl. (24) errechneten Normalanlaufzeitkonstanten folgt:

$$t_B = T_{MN}(t_B/T_{MN})$$

7. Ermittlung t_A nach dem gleichen Verfahren.

8. Addition von t_B und t_A zur Reversierzeit t_R .

Die Aufgabe ist damit gelöst. Es sei noch darauf hingewiesen, daß der Teilvorgang 1 entsprechend seinem Charakter als Bremsvorgang bei Ω_1/Ω_0 beginnt und bei $\Omega_2/\Omega_0 = 0$ endet, also gerade entgegengesetzt, wie in Bild 17 dargestellt. Das Ergebnis wird im Hinblick auf t_B nicht beeinflusst. Sollen die Drehzahlkurven $\Omega/\Omega_0 = f(t/T_{MN})$ beider Teilvorgänge in ein gemeinsames Diagramm eingetragen werden, so ist auf die richtige Zusammensetzung beider Kurven zu achten.

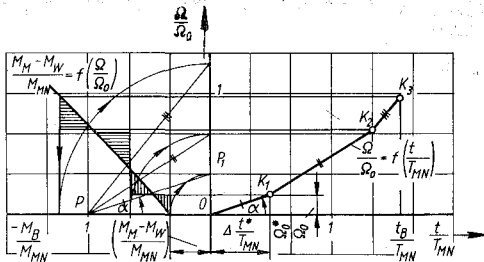


Bild 16. Konstruktion von $\Omega/\Omega_0 = f(t/T_{MN})$ im Gegenstrombereich

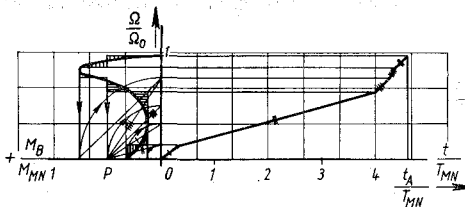


Bild 17. Konstruktion von $\Omega/\Omega_0 = f(t/T_{MN})$ beim Anlauf in Gegendrehrichtung

4. Betriebsverhalten der wichtigsten Elektromotoren anhand ihrer statischen Ω, M_M -Kennlinien

Literatur: [39], [58, S. 41 ff.]

Für das Verständnis des in diesem Abschnitt behandelten Betriebsverhaltens der Elektromotoren ist es erforderlich, daß der Leser mit dem Aufbau und der Wirkungsweise der Motoren vertraut ist (s. EM).

4.1. Grundsätzliches

Der Betrieb eines Elektromotors beschränkt sich nicht nur auf seine natürliche Ω, M_M -Kennlinie. Durch besondere Schaltungsmaßnahmen lassen sich vielmehr sehr verschiedenartige Ω, M_M -Kennlinien verwirklichen. Die Vielzahl der Möglichkeiten, das Motormoment und die Drehzahl zu beeinflussen, ist ein wesentlicher Grund für die leichte Anpaßbarkeit des Elektromotors an die verschiedensten Arbeitsmaschinen. Hier werden die gebräuchlichsten Stellmöglichkeiten der wichtigsten Elektromotoren untersucht, die zur Drehzahlstellung, zum Anlassen, zum stationären und dynamischen Bremsen sowie zum Reversieren angewandt werden.

Bei der Mehrzahl der elektrischen Antriebe wird das jeweils zur Verfügung stehende Drehstromnetz zur direkten Speisung des Antriebsmotors verwendet. Bei besonderen Anforderungen hinsichtlich der Veränderung der Drehzahl oder des Drehmoments durch eine Steuerung oder Regelung muß der Motor vielfach von einer speziellen Spannungsquelle (Stellglied) gespeist werden, die die Änderung der Amplitude oder Frequenz der Motorspannung oder beider ermöglicht. Einführung in die automatische Steuerung elektrischer Antriebe s. 6.

4.2. Gleichstrommotoren

Man unterscheidet *Gleichstrom-Nebenschlußmotoren* (GS-NS-Motoren), *Gleichstrom-Reihenschlußmotoren* (GS-RS-Motoren) und *Gleichstrom-Doppelschlußmotoren* (GS-DS-Motoren).

4.2.1. Drehzahlstellung

Bei den GS-Motoren ist nach Gl. (30)

$$\Omega = \frac{U_M - I_M R_M}{c \Phi_E} \quad (30)$$

die Drehzahlstellung durch Veränderung der Stellgrößen Ankerspannung U_M , Ankerkreiswiderstand R_M und Erregerfluß Φ_E möglich. Tab. 1 gibt einen Überblick über den Bereich der Stellgröße und der einstellbaren Drehzahl sowie über die Wirtschaftlichkeit (zusätzliche Verlustleistung in der Stelleinrichtung) des betreffenden Verfahrens.

Tabelle 1. Drehzahlstellung von Gleichstrommotoren

Bereich der Stellgröße	Drehzahlbereich	Zusätzliche Verlustleistung
$U_M \leq U_{MN}$	$\Omega \leq \Omega_N$	gering
$R_M > 0$	$\Omega < \Omega_N$	erheblich, von $M_W = f(\Omega)$ abhängig
$\Phi_E \leq \Phi_{EN}$	$\Omega > \Omega_N$	gering

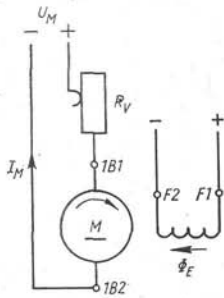


Bild 18. Gleichstrom-Nebenschluß-Motor mit Vorwiderstand im Ankerkreis zum Anlassen und Stellen der Drehzahl

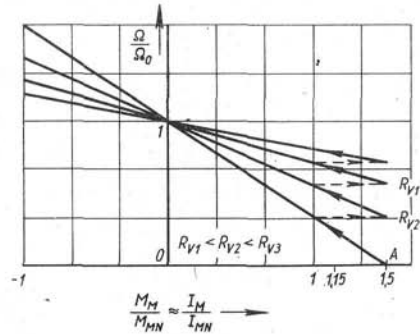


Bild 19. Ω, M_M -Kennlinienfeld des Gleichstrom-Nebenschluß-Motors bei Veränderung des Vorwiderstandes im Ankerkreis

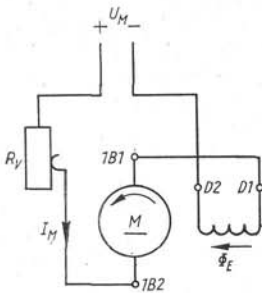


Bild 20. Gleichstrom-Reihenschluß-Motor mit Vorwiderstand im Ankerkreis zum Anlassen und Stellen der Drehzahl

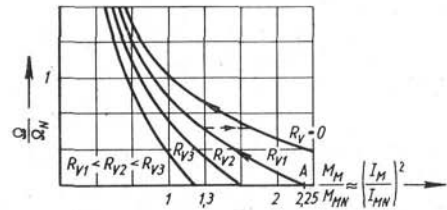


Bild 21. Ω, M_M -Kennlinienfeld des Gleichstrom-Reihenschluß-Motors bei Veränderung des Vorwiderstandes im Ankerkreis

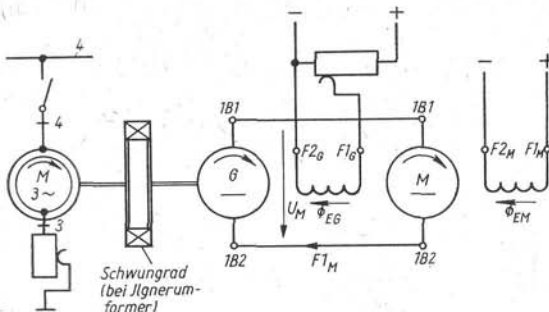


Bild 22. LEONARD- bzw. ILGNER-Umformer zur Speisung eines Gleichstrom-Nebenschluß-Motors

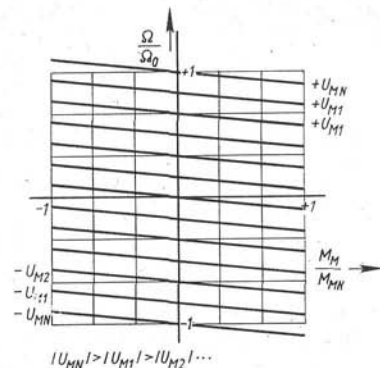


Bild 23. Ω, M_M -Kennlinienfeld eines Gleichstrom-Nebenschluß-Motors bei Veränderung der Ankerspannung

Die Veränderung von R_M ist bei allen drei Motorenarten durch Vorwiderstände R_V im Ankerkreis möglich. Schaltung und Ω, M_M -Kennlinienfeld sind für den GS-NS-Motor in den Bildern 18 und 19 und für den GS-RS-Motor in den Bildern 20 und 21 dargestellt. Die im Vorwiderstand auftretende Verlustleistung P_V wird von der eingestellten Drehzahl sowie dem Verlauf $M_W = f(\Omega)$ der Arbeitsmaschine und $M_M = f(\Omega)$ des Motors bestimmt [57, S. 74ff.]. In Bild 44 ist $P_V = f(\Omega)$ für den GS-NS-Motor mit Ankervorwiderstand angegeben, wenn M_W der angetriebenen Arbeitsmaschine

1. drehzahlunabhängig
2. linear von der Drehzahl abhängig
3. quadratisch von der Drehzahl abhängig ist.

Die Veränderung von U_M ist bei GS-NS- und GS-DS-Motoren durch Speisung aus LEONARD- oder ILGNER-Umformern (Bilder 22 und 23) sowie durch steuerbare Stromrichter möglich.

GS-RS-Motoren werden fast ausschließlich zum Antrieb von elektrischen Triebfahrzeugen eingesetzt. Gewöhnlich ist jede Triebachse mit einem Motor ausgerüstet. In den klassischen Schaltungen wurden die wirtschaftlichen Fahrstufen durch entsprechende Reihen-Parallelschaltung der Motoren aufgebaut. In modernen Schaltungen werden Stellglieder auf Stromrichterbasis eingesetzt, die eine stetige Ankerspannungs- und damit Drehzahlverstellung ohne Umgruppierung der Motoren ermöglichen.

Bei der Drehzahlstellung durch Schwächen des Erregerfelds wird wegen $\Phi_E \approx I_E$ der Erregerstrom verringert. Da sich bei starker Feldschwächung die Ankerrückwirkung im Sinne einer zusätzlichen Feldschwächung bemerkbar macht, werden für Feldschwächbetrieb nur Doppelschlußmotoren bei kleinen Leistungen oder Maschinen mit Kompensationswicklung bei größeren Leistungen verwendet. In beiden Fällen wird ein Ansteigen der Drehzahl mit der Belastung vermieden. Im Feldschwächbetrieb muß das zulässige Motormoment so herabgesetzt werden, daß der Motornennstrom nicht überschritten wird. Für das Motornennmoment gilt

$$M_{MN} = c\Phi_{EN}I_{MN}$$

Da bei Feldschwächung

$$\Phi_E < \Phi_{EN} \quad \text{sein kann}$$

und $I_M \leq I_{MN}$ sein muß,

erhält man für das zulässige Motormoment im Dauerbetrieb

$$M_{Mzul} \leq M_{MN}$$

Die Herabsetzung des Motormoments für GS-NS-Motoren im Bereich $\Omega_G < \Omega < \Omega_K$ muß erfolgen nach

$$M_{Mzul} = \frac{\Omega_G}{\Omega} M_{MN} \quad (31)$$

Ω_G Grunddrehzahl, die sich bei $U_M = U_{MN}$ und $\Phi_E = \Phi_{EN}$ einstellt

Ω_K Grenzdrehzahl, die von der Kommutierung der Maschine abhängig ist

Für $\Omega > \Omega_K$ ist eine nochmalige Herabsetzung des zulässigen Motormoments notwendig. Sie ist entsprechend Gl. (32) vorzunehmen.

$$M_{Mzul} = M_{MN} \frac{\Omega_G}{\Omega} \frac{\Omega_K}{\Omega} \quad (32)$$

Ω_K und Ω_G werden vom Motorenhersteller angegeben. Schaltungen zur Veränderung des Erregerstroms und die durch Feldschwächung erreichbaren Ω, M_M -Kennlinien sind in den Bildern 24 und 25 angegeben.

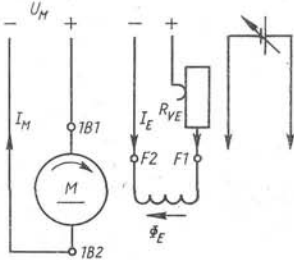


Bild 24. Gleichstrom-Nebenschluß-Motor mit Vorwiderstand bzw. stellbarer Spannungsquelle im Erregerkreis

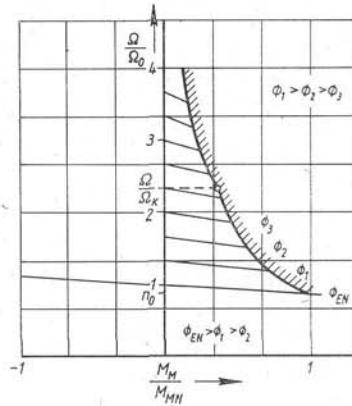


Bild 25. Ω, M_M -Kennlinienfeld des Gleichstrom-Nebenschluß-Motors bei Veränderung des Erregerflusses mit Andeutung der Grenzdrehzahl Ω_K/Ω_0

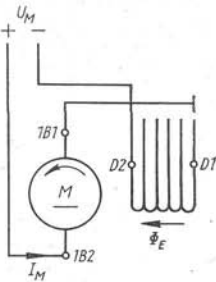


Bild 26. Gleichstrom-Reihenschluß-Motor mit angezapfter Erregerwicklung

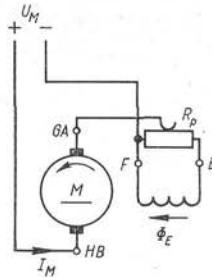


Bild 27. Gleichstrom-Reihenschluß-Motor mit Parallelwiderstand zur Feldwicklung

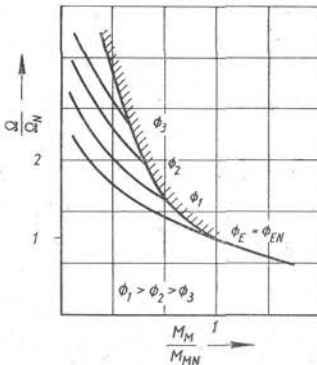


Bild 28. Ω, M_M -Kennlinienfeld des Gleichstrom-Reihenschluß-Motors bei Veränderung des Erregerflusses mit Angabe der Grenzkurve für Dauerbetrieb

Die Feldschwächung bei GS-RS-Motoren erreicht man durch Shuntierung oder Anzapfung der Erregerwicklung (Bilder 26, 27 und 28). Werden eigenbelüftete Motoren im Feldschwächbetrieb gefahren, so kann wegen der intensiveren Kühlung bei $\Omega > \Omega_{MN}$ ein etwas größerer Belastungsstrom als der Nennstrom zugelassen werden.

4.2.2. Anlauf

Direktes Einschalten ist mit Rücksicht auf den Motor und die Gleichspannungsquelle nur bei Motoren $\leq 0,5$ kW möglich. Das Anlassen erfolgt unter Vorschalten einer Widerstandsstufe (bei Grobschaltung) oder mehrerer bei GS-Motoren, die aus einem starren Gleichspannungsnetz gespeist werden (s. Bilder 18 und 20). Wenn der Anlasser für Dauerbetrieb ausgelegt ist, kann er gleichzeitig zur Drehzahlstellung verwendet werden.

Der Anlaufvorgang beginnt im Punkt A (s. Bilder 19 und 21) und verläuft entsprechend dem eingezeichneten Linienzug. Er endet im entsprechenden Arbeitspunkt auf der natürlichen Kennlinie. Damit Überlasten des Anlassers verhindert wird, ist der maximal zulässige Anlaufspitzenstrom $I_{M2} = 1,5I_{MN}$ festgelegt. Das Kurzschließen einer Widerstandsstufe darf erst erfolgen bei $I_{M1} \leq 1,15I_{M2}$ (s. Bilder 19 und 21).

Die Ermittlung der Widerstandsstufen des Anlassers ist in [58] erläutert.

Das Anlassen der GS-Motoren ist ferner durch stufige oder stetige Erhöhung der Ankerspannung möglich. Diese Anlaufverfahren sind als Sonderfälle der zuvor erwähnten Drehzahlstellung zu betrachten.

4.2.3. Bremsen

Die stationäre Bremsung ist bei GS-NS-Motoren für $\Omega > \Omega_0$ durch generatorische Bremsung und für $\Omega < \Omega_0$ durch Kurzschlußbremsung mit Fremd- und Selbsterregung möglich. Schaltung und Ω, M_M -Kennlinien bei Kurzschlußbremsung mit Fremderregung sind in den Bildern 29 und 30 dargestellt.

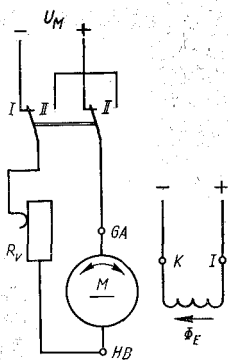


Bild 29. Kurzschlußbremsschaltung des Gleichstrom-Nebenschluß-Motors mit Vorwiderstand im Ankerkreis und Fremderregung

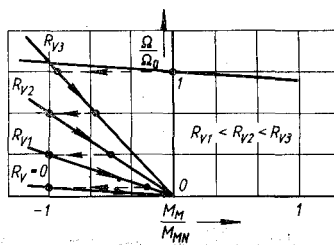


Bild 30. Ω, M_M -Kennlinienfeld des Gleichstrom-Nebenschluß-Motors in Kurzschlußbremsschaltung bei Veränderung des Vorwiderstandes im Ankerkreis

Die gleichen Verfahren sind beim GS-DS-Motor möglich, wenn bei Einleitung des Bremsvorgangs die Hilfsreihenschlußwicklung umgepolt wird, so daß die Mitkompoundierung erhalten bleibt. Bei GS-RS-Motoren ist die stationäre Bremsung für $\Omega > \Omega_N$ nur durchführbar, wenn die Erregerwicklung mit einem Vorwiderstand in Reihe dem Anker parallel geschaltet wird. Bei Bremsung im Bereich $\Omega < \Omega_N$ muß dieser Parallelschaltung ein weiterer Widerstand vorgeschaltet werden. In beiden Fällen wird der GS-RS-Motor schaltungsmäßig in einen GS-NS-Motor verwandelt.

Die dynamische Bremsung wird durch Gegenstrombremsung (Umpolen der Erreger- oder Ankerspannung und Abschaltung des Motors bei $\Omega = 0$), selbst- und fremderregte Kurzschlußbremsung sowie Verringern der Ankerspannung verwirklicht. Die Gegenstrombremsung wird

wegen der großen thermischen und elektrischen Beanspruchung des Motors meist nur zur Notstillsetzung verwendet. Die Kurzschlußbremsung dagegen wird wegen der geringen thermischen Beanspruchung des Motors häufig angewandt. Bei Abbremsung eines Antriebs mit $M_W = 0$ oder $M_W < 0$ ist jedoch zu beachten, daß im ersten Fall das Bremsmoment bei der Drehzahl Null ebenfalls Null ist und im zweiten Fall für $\Omega \leq 0$ ein treibendes Drehmoment auftritt. In solchen Fällen muß der Antrieb mit einer zusätzlichen mechanischen Bremsvorrichtung ausgerüstet werden.

4.2.4. Reversieren

Der Reversiervorgang wird durch Umpolen der Anker- oder der Erregerspannung eingeleitet. Bei GS-DS-Motoren muß auch die Hilfsreihenschlußwicklung umgepolt werden. Ist die Netzspannung starr, so müssen zur Begrenzung des Motorstroms strom- oder zeitabhängig zusätzliche Widerstände in den Ankerkreis eingeschaltet werden. Die Reversierschaltung des GS-NS- bzw. GS-RS-Motors und die zugehörigen Ω, M_M -Kennlinien sind in den Bildern 31 und 32 bzw. 33 und 34 dargestellt.

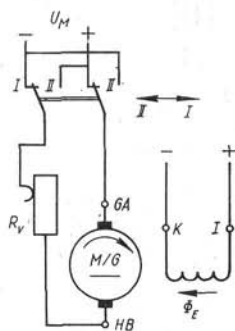


Bild 31. Reversierschaltung (Ankerspannungsumkehr) des Gleichstrom-Nebenschluß-Motors mit Vorwiderstand im Ankerkreis]

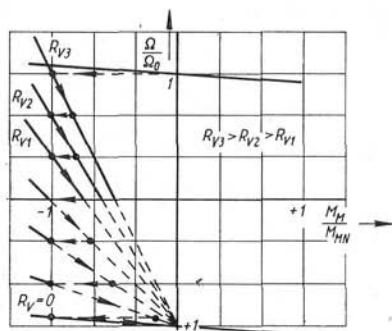


Bild 32. Ω, M_M -Kennlinienfeld des Gleichstrom-Nebenschluß-Motors in Reversierschaltung bei Veränderung des Vorwiderstandes im Ankerkreis

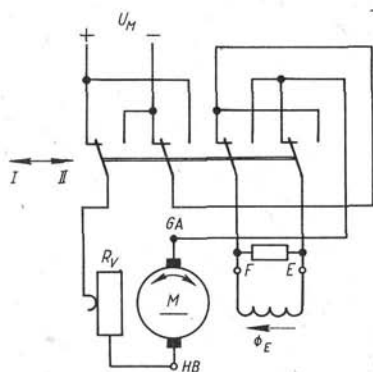


Bild 33. Reversierschaltung des Gleichstrom-Reihenschluß-Motors (Ankerspannungsumkehr) mit Vorwiderstand im Ankerkreis

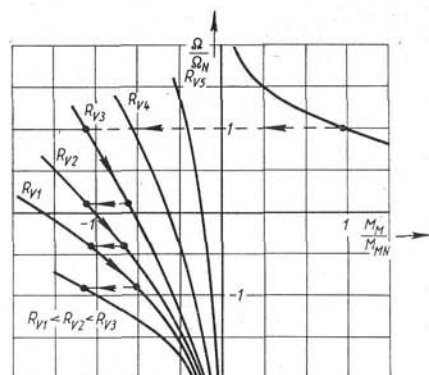


Bild 34. Ω, M_M -Kennlinienfeld des Gleichstrom-Reihenschluß-Motors in Reversierschaltung bei Veränderung des Vorwiderstandes im Ankerkreis

4.2.5. Gleichlauf

Bei GS-NS-Motoren wird der relative Gleichlauf mit Hilfe mechanischer oder elektrischer Leitwellen verwirklicht. In Abhängigkeit von der Drehzahl des Leitmotors werden die Drehzahlen der geführten Motoren durch Veränderung ihrer Erregerströme gesteuert.

Um relativen Gleichlauf von zwei GS-DS-Motoren zu erreichen, werden ihre Hilfsreihenschlußwicklungen W_1 und W_2 über Kreuz geschaltet, d. h., der Ankerstrom des Motors M_1 wird über W_2 und der von M_2 über W_1 geführt. Der absolute Gleichlauf ist nur durch spezielle Gleichlaufregelungen erreichbar.

4.3. Drehstrom-Asynchronmotoren mit Kurzschlußläufer und Schleifringläufer

(DS-AS-Motoren (KL) und DS-AS-Motoren (SchL))

4.3.1. Drehzahlstellung

Die Gleichung für die Drehzahl der Asynchronmaschine läßt sich wie folgt angeben:

$$\Omega = \frac{f_0(1-s)}{p} \quad (33)$$

f_0 Frequenz der Statorspannung

s Schlupf des Rotors ($s = (\Omega_0 - \Omega)/\Omega_0$)

p Polpaarzahl der Maschine

Durch Veränderung dieser Parameter kann die Drehzahl der Asynchronmaschine verstellt werden. In beschränktem Umfang kann die Veränderung der Amplitude der Statorspannung ebenfalls zur Drehzahlstellung angewandt werden.

4.3.1.1. Frequenzänderung

Die bei Nennfrequenz f_N vorhandene Härte der natürlichen Ω, M_M -Kennlinie bleibt erhalten, wenn bei der Frequenzänderung entsprechend Gl. (34) die Spannung nachgestellt wird:

$$U_M/f = U_{MN}/f_N \quad (34)$$

Für $f < 0,4f_N$ gewinnt der bei der Ableitung von Gl. (34) vernachlässigte Statorwiderstand an Einfluß. Die Härte der Ω, M_M -Kennlinie und das Kippmoment werden geringer (Bild 35). Damit dieser Nachteil vermieden wird, muß im Bereich $f < 0,4f_N$ U_M größer sein, als nach Gl. (34) für die betreffende Frequenz berechnet wird.

Die Erzeugung der *Wechselspannung mit veränderlicher Frequenz und veränderlicher Amplitude* geschieht durch Synchrongeneratoren und in neuerer Zeit durch verschiedene Arten von statischen Frequenzumformern auf Stromrichterbasis. Zum Speisen von hochtourigen Elektrowerkzeugen werden vielfach asynchrone Frequenzumformer ($f > f_N$) verwendet. Sie sind relativ billig, haben aber den Nachteil, daß f lastabhängig ist und die Wechselspannung in einem festen Verhältnis zur Netzspannung steht.

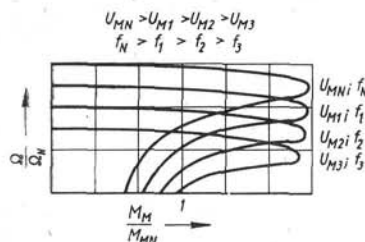


Bild 35. Ω, M_M -Kennlinienfeld des Drehstrom-Asynchron-Motors bei Veränderung der Frequenz der Motorspannung

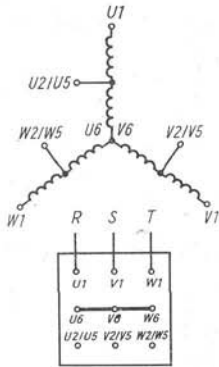


Bild 36. Schaltung der Wicklung und des Klemmbretts eines polumschaltbaren Drehstrom-Asynchron-Motors in Sternschaltung

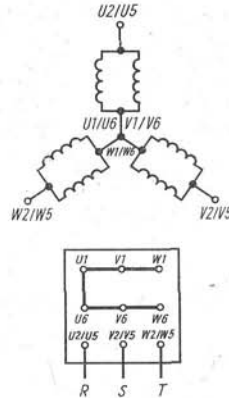


Bild 37. Schaltung der Wicklung und des Klemmbretts eines polumschaltbaren Drehstrom-Asynchron-Motors, umgeschaltet von Stern- auf Doppelsternschaltung

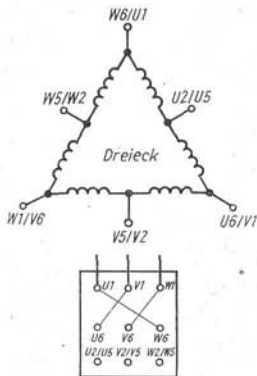


Bild 38. Schaltung der Wicklung und des Klemmbretts eines polumschaltbaren Drehstrom-Asynchron-Motors in Dreieckschaltung

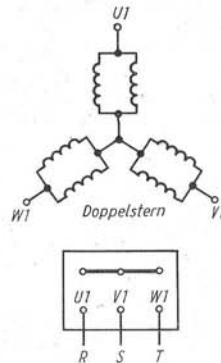


Bild 39. Schaltung der Wicklung und des Klemmbretts eines polumschaltbaren Drehstrom-Asynchron-Motors, umgeschaltet von Dreieck- auf Doppelsternschaltung

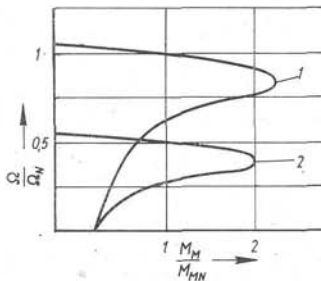


Bild 40. Ω, M_M -Kennlinien des von Stern auf Doppelstern polumschaltbaren Drehstrom-Asynchron-Motors bei konstantem Drehmoment 1 Doppelstern; 2 Stern

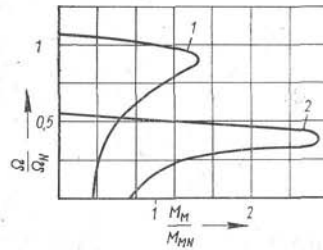


Bild 41. Ω, M_M -Kennlinien des von Dreieck auf Doppelstern polumschaltbaren Drehstrom-Asynchron-Motors bei konstanter Leistung 1 Doppelstern; 2 Dreieck

4.3.1.2. Polumschaltung

Polumschaltbare DS-AS-Motoren (KL) werden als Antriebsmotoren von Arbeitsmaschinen eingesetzt, bei denen eine Drehzahlstellung in zwei, maximal vier Stufen ausreichend ist. Derartige Motoren haben entweder eine polumschaltbare Wicklung (Bilder 36, 37, 38 und 39) oder zwei getrennte Wicklungen, die wiederum polumschaltbar sein können. Die Härte der erzielbaren Ω, M_M -Kennlinien entspricht der natürlichen Ω, M_M -Kennlinie des Motors. Die polumschaltbare Wicklung kann für konstantes Motormoment oder konstante Motorleistung bei den einzelnen Drehzahlen ausgelegt werden. Es ergeben sich die in den Bildern 40 und 41 dargestellten Ω, M_M -Kennlinien. Das Verhältnis der Leistungen und Drehmomente bei getrennt ausgeführten Wicklungen kann vom Berechner des Motors den jeweiligen Bedürfnissen angepaßt werden.

4.3.1.3. Widerstandsänderung im Rotorkreis

Die Widerstandsänderung im Rotorkreis durch äußere Steuermaßnahmen ist nur bei DS-AS-Motoren (SchL) möglich. Die Neigung der Ω, M_M -Kennlinien ist von R_Z abhängig (Bilder 42 und 43). Die Größe R_Z zur Einstellung der gewünschten Drehzahl und die in R_Z umgesetzte Verlustenergie sind wie beim GS-NS-Motor von Verlauf $M_W = f(\Omega)$ und dem geförderten Drehzahlbereich abhängig [57, S. 74ff.]. Es gelten deshalb auch beim DS-AS-Motor (SchL) die in Bild 44 angegebenen Kurven. Als Stellwiderstände werden entsprechend abgestufte Metallwiderstände oder Flüssigkeitswiderstände (10...20%ige Sodaauslösung) verwendet. Letztere ermöglichen stufenloses Stellen der Drehzahl.

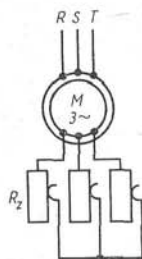


Bild 42. Drehstrom-Asynchron-Motor (SchL) mit Zusatzwiderstand im Sekundärkreis

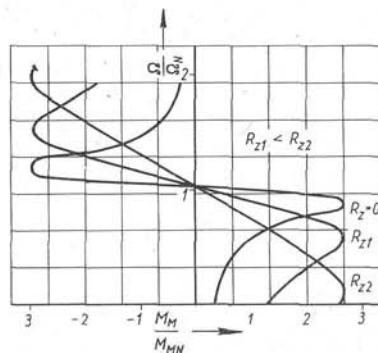


Bild 43. Ω, M_M -Kennlinienfeld des Drehstrom-Asynchron-Motors (SchL) bei Veränderung des Zusatzwiderstandes im Sekundärkreis

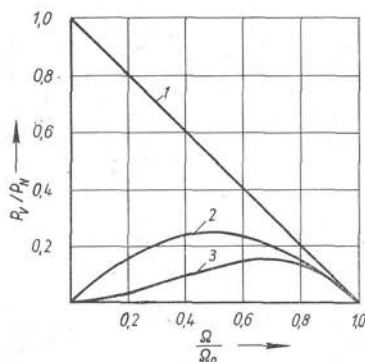


Bild 44. $P_V/P_N = f(\Omega/\Omega_0)$ beim Gleichstrom-Nebenschluß-Motor mit Vorwiderstand im Ankerkreis und beim Drehstrom-Asynchron-Motor (SchL) mit Zusatzwiderstand im Rotorkreis

- 1 M_W ist drehzahlunabhängig;
- 2 H_W ist linear von Ω abhängig;
- 3 quadratisch von Ω abhängig

4.3.1.4. Änderung der Rotorspannung (Kaskadenschaltungen)

Die Änderung der Rotorspannung [57, S. 131ff.] wird zum verlustlosen Drehzahlstellen von DS-AS-Motoren (SchL) > 200 kW angewandt. Mit der schlupffrequenten Sekundärspannung des Vorder- oder Hauptmotors wird eine äußere Spannung U_Z mit Schlupffrequenz und stellbarer Amplitude und Phasenlage in Reihe geschaltet. Je nach Phasenlage und Betrag von U_Z sowie Aufbau der Spannungsquelle für U_Z lassen sich Drehzahlen $> \Omega_0$ und $< \Omega_0$ einstellen. U_Z wird durch Einankerumformer, Frequenzwandler und in neuerer Zeit durch Um- oder Wechselrichter erzeugt.

Relativ breite Anwendungsmöglichkeiten wird zukünftig die sogenannte untersynchrone Stromrichter-kaskade finden (Bild 45). Die Wirtschaftlichkeit ihrer Anwendung liegt bei elektrischen Antrieben mit DS-AS (SchL) oberhalb 200 kW. Der wirtschaftlich erzielbare Drehzahlstellbereich ist relativ klein: $\Omega \geq (0,8 \dots 0,5) \Omega_0$ und vom Verlauf der Ω, M_M -Kennlinie abhängig.

Das Ω, M_M -Kennlinienfeld der untersynchronen Stromrichter-kaskade ist in Bild 46 dargestellt.

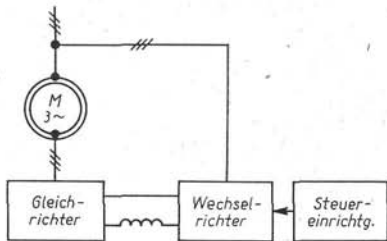


Bild 45. Prinzipschaltbild der untersynchronen Stromrichter-kaskade zur Rückgewinnung der Schlupfenergie

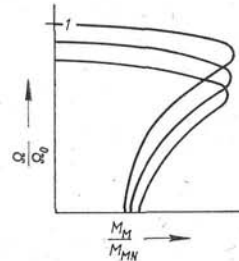


Bild 46. Prinzipieller Verlauf der Ω, M_M -Kennlinien der untersynchronen Stromrichter-kaskade

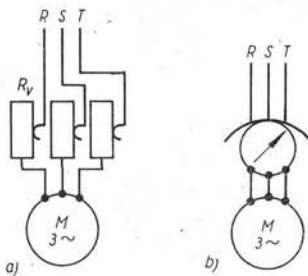


Bild 47. Drehstrom-Asynchron-Motor (KL)
a) mit Vorwiderständen im Primärkreis;
b) mit Spartransformator im Primärkreis

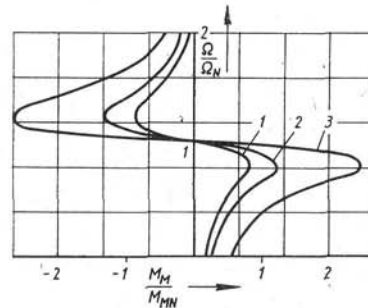


Bild 48. Ω, M_M -Kennlinienfeld des Drehstrom-Asynchron-Motors (KL) bei Veränderung der Primärspannung

1. $1/\sqrt{3}U_{MN}$; 2. $0,7U_{MN}$; 3. U_{MN}

4.3.1.5. Änderung der Statorspannung

Wenn das Widerstandsmoment der Arbeitsmaschine linear oder quadratisch von der Drehzahl abhängig ist, kann die Drehzahl von DS-AS-Motoren auch durch Veränderung der Statorspannung (Bild 47) gestellt werden, wobei der nutzbare Drehzahlstellbereich von der Lastart abhängig ist. Die erreichbaren Ω, M_M -Kennlinien sind in Bild 48 dargestellt. Als Stellglieder werden Stelltransformatoren und Thyristorsteller verwendet.

4.3.2. Anlauf

4.3.2.1. Direktes Einschalten

DS-AS-Motoren (KL) aller Leistungen können direkt eingeschaltet werden, wenn das speisende Netz so beschaffen ist, daß der zulässige Wert für die Spannungsabsenkung nicht überschritten wird, und wenn der Motor die thermische und der gesamte Antrieb die mechanische Beanspruchung aushält.

Die thermische Beanspruchung des Motors wird vom Widerstandsmoment, dem Massenträgheitsmoment des Antriebs und der Enddrehzahl des Anlaufvorgangs bestimmt. Vielfach ist die zulässige Zahl der Anläufe je Zeiteinheit durch Direkteinschaltung mit Rücksicht auf die Motorerwärmung begrenzt.

Die beim direkten Einschalten von DS-AS-Motoren (KL) auftretende bezogene Spannungsabsenkung ε läßt sich gemäß [47, S. 272...275] annähernd berechnen:

$$\varepsilon = \frac{U_{MN} - U}{U_{MN}} \approx \frac{1,22\kappa P_{MN}}{1,22P_{MN} + P_K} \quad \left| \begin{array}{cccc} \varepsilon, \% & U, & U_{MN} & P_{MN} & P_K \\ - & V & & \text{kW} & \text{kVA} \end{array} \right| \quad (35)$$

P_{MN} Nennleistung des Motors, U_{MN} Nennspannung des Motors, κ Verhältnis von Anlaufstrom I_{MA} zu Nennstrom I_{MN} , P_K Kurzschlußleistung des Netzes an der Anschlußstelle des Motors

Gl. (35) wurde unter der Voraussetzung abgeleitet, daß bei Motoren größerer Leistung folgende Größen als annähernd gleich angenommen werden können:

Verhältnis von Wirk- zu Blindwiderstand $R_M/X_M = 0,15$

Leistungsfaktor beim Anlauf $\cos \varphi_A = 0,4$

Nennleistungsfaktor $\cos \varphi_N = 0,87$

Nennwirkungsgrad $\eta_N = 0,92$

Laut [20] dürfen in Niederspannungsnetzen (220/380 V) ohne Zustimmung des zuständigen Energieversorgungsbetriebs DS-AS-Motoren (KL) von 2,2 kW (bei $I_{MA} < 7I_{MN}$) und von 3,5 kW (bei $I_{MA} < 5I_{MN}$) direkt zugeschaltet werden. Bei Motoren größerer Leistung ist der zuständige Energieversorgungsbetrieb zu Rate zu ziehen.

Weitere Angaben zum Problem der Spannungsabsenkung beim direkten Einschalten von Asynchronmotoren sind in [5, 6] und [58] zu finden.

4.3.2.2. Änderung der Statorspannung

Durch besondere Anlaufverfahren kann der Anlaufstrom wesentlich herabgesetzt werden. So werden DS-AS-Motoren (KL) vielfach durch Spannungsstellung mittels Transformators oder durch Veränderung der Statorimpedanz durch Vorschalten eines ohmschen oder induktiven Widerstands angelassen (s. Bild 47). Wegen $M \approx U_M^2$ darf das Widerstandsmoment während des Anlaufs nur gering sein (s. Bild 48).

Wenn mit Rücksicht auf die Arbeitsmaschine während des Anlaufs nur M_B klein gehalten werden soll, eine Begrenzung des Anlaufstroms aber nicht notwendig ist, dann wird die sehr einfache Ku-Sa-Schaltung angewandt. Während des Anlaufs wird in eine der drei Zuleitungen des Motors ein Vorwiderstand eingeschaltet. Infolge der dabei absichtlich hergestellten Spannungsymmetrie entstehen im Motor zwei gegenläufige Drehfelder. Das Differenzmoment beider erscheint als Motormoment an der Welle. Die Bemessung des Ku-Sa-Widerstands ist in [28, S. 280ff.] angegeben.

Ein verbreitetes Verfahren zum Anlassen mittels Spannungsänderung ist die Stern-Dreieck-Schaltung (Bild 49).

Sie kann bei DS-AS-Motoren (KL) angewendet werden, deren Phasenwicklungen für die verkettete Spannung U_V ausgelegt sind. In Sternschaltung hat der Motor die in Bild 48, Kurve 1, dargestellte Ω, M_M -Kennlinie. Für die Dreieckschaltung gilt die in Bild 48, Kurve 3, dargestellte Ω, M_M -Kennlinie.

Das Anlassen durch Stern-Dreieck-Schaltung ist nur dann sinnvoll, wenn der Motor mit einem Widerstandsmoment belastet ist, das den Hochlauf in der Sternschaltung bis $\approx \Omega_N$ gestattet. Die Umschaltzeit von Stern auf Dreieck muß möglichst kurz sein, da andernfalls während der Umschaltzeit die Drehzahl zu weit absinkt und der Stromstoß beim Umschalten die gleiche Größe wie beim direkten Einschalten erreicht.

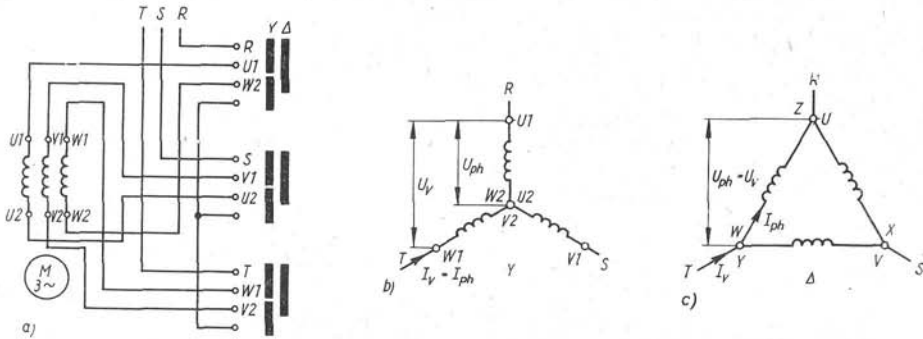


Bild 49. Anordnung der Kontakte und Schaltung der Statorwicklung bei der Stern-Dreieck-Schaltung
a) Kontaktanordnung; b) Sternschaltung; c) Dreieckschaltung

4.3.2.3. Polumschaltung

Polumschaltbare DS-AS-Motoren (KL) werden vielfach als Antriebsmotoren von Arbeitsmaschinen mit großem Trägheitsmoment, z. B. Zentrifugen, eingesetzt, die häufig hochgefahren und wieder abgebremst werden müssen. Der Hochlaufvorgang wird so gesteuert, daß der Motor bei maximaler Polzahl anläuft. Nach Erreichen der Enddrehzahl des betreffenden Teilanlaufvorgangs wird auf die nächstniedrige Polzahl umgeschaltet. Bei k gleichen Drehzahlstufen und reinem Beschleunigungsbetrieb ($M_w \approx 0$) verringert sich die im Rotor des Motors in Wärme umgesetzte Energie auf den k -ten Teil derjenigen, die bei Direkteinschaltung des Motors mit der niedrigsten Polzahl umgesetzt wird. Diese Motoren werden auch als Antriebsmotoren für Aufzüge und Werkzeugmaschinen eingesetzt.

4.3.2.4. Widerstandsänderung im Rotorkreis

Durch Vergrößern des Rotorwiderstands läßt sich der Anlaufstrom bei gleichzeitiger Erhöhung des Anlaufmoments verringern. Möglichkeiten dazu sind:

1. Ausnutzung des Stromverdrängungseffekts durch besondere Gestaltung der Käfigwicklung des Rotors (selbsttätige Veränderung des Rotorwiderstands mit dem Schlupf des Rotors),
2. Herstellung der Rotorwicklung aus weniger gut leitendem Material (Bronze, Messing),
3. Einschalten von zusätzlichen Widerständen in den Rotorkreis.

Die unter 1. und 2. angegebenen Möglichkeiten werden vom Hersteller bei der Auslegung von DS-AS-Motoren (KL) mit besonderen Ω, M_M -Kennlinien (Bild 50) ausgenutzt. Bei Motoren mit Stromverdrängungsläufer (Doppelkäfig-, Hoch- oder Keilstabläufer) ist der erhöhte Rotorwiderstand nur während des Anlaufs wirksam. Die unter 3. angegebene Möglichkeit besteht nur bei DS-AS-Motoren (SchL) (s. Bilder 42 und 43). Man erkennt, daß das Anlaufmoment etwa bis zum Kippmoment vergrößert werden kann.

Die stellbaren Widerstände mit den zugehörigen Schalteinrichtungen werden als Anlasser bezeichnet. Für Dauerbetrieb ausgelegte Widerstände können außer zum Anlassen auch zur Drehzahlstellung verwendet werden.

Das Widerstandsmoment und die zulässige NetZRückwirkung legen das Verhältnis Spitzenstrom (I_1)/Umschaltstrom (I_2) und damit die Auslegung und die Zahl der Widerstandsstufen fest. Ihre Berechnung ist in [58, S. 111 ff.] angegeben. Da sich die zusätzlichen Widerstände außerhalb des Motors befinden, ist dessen thermische Belastung während des Anlaufvorgangs gering.

DS-AS-Motoren (SchL) sind zur Schonung der Bürsten und Schleifringe vielfach mit einer Bürstenabhebeeinrichtung (BAV) ausgestattet. Mittels BAV werden die Schleifringe nach beendetem Hochlauf kurzgeschlossen und die Bürsten abgehoben. Das Einschalten des Motors bei kurzgeschlossenen Schleifringen muß durch entsprechende Verriegelungen auf alle Fälle vermieden werden.

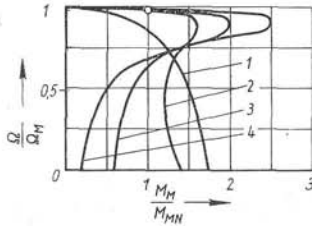


Bild 50. Ω, M_M -Kennlinien des Drehstrom-Asynchron-Motors (KL) für verschiedene Ausführungen der Rotorwicklungen
1 Schluprotor; 2 Doppelkäfigrotor; 3 Keilstabrotor; 4 Rundstabrotor; Schleifringrotor

4.3.3. Bremsen

Die stationäre Bremsung bei DS-AS-Motoren (KL und SchL) im Bereich $\Omega > \Omega_0$ ist generatorisch möglich. Der Motor wird zum Asynchrongenerator. Die Bremsdrehzahl kann bei DS-AS-Motoren (SchL) durch Änderung des Rotorwiderstands eingestellt werden (s. Bild 43, II. Quadrant). Die stationäre Bremsung im Bereich $\Omega < \Omega_0$ ist nur bei DS-AS-Motoren (SchL) gebräuchlich. Es wird hier die untersynchrone Senkbremsschaltung [58, S. 111 ff.] angewandt.

Das Schaltbild und die zugehörigen Ω, M_M -Kennlinien sind in den Bildern 51 und 52 dargestellt. Es ist zu beachten, daß erst von einer bestimmten Größe des Rotorwiderstands an ein Bremsmoment von der Maschine aufgebracht wird. Das maximale Bremsmoment des Motors beträgt etwa $1/3$ des Kippmoments im Motorbetrieb. Die stationäre Bremsdrehzahl kann in gewissem Umfang durch Verändern des Rotorwiderstands gestellt werden.

Von geringerer praktischer Bedeutung ist die stationäre Bremsung im Gegenfeldbetrieb des Asynchronmotors. Die Drehrichtung des Rotors ist infolge eines durchziehenden Lastmoments

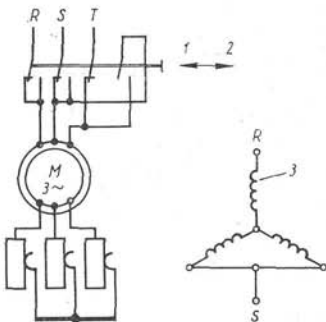


Bild 51. Schaltung des Drehstrom-Asynchron-Motors (SchL) bei untersynchroner Bremsung mit einem maximalen Bremsmoment von $0,5M_{MN}$

1 Motorbetrieb; 2 Bremsbetrieb; 3 Schaltung der Wicklung im Bremsbetrieb

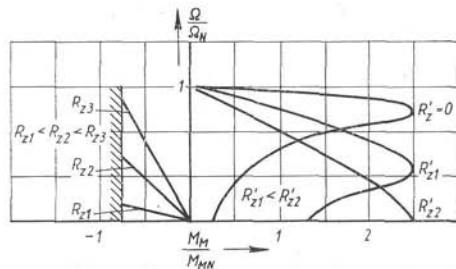


Bild 52. Ω, M_M -Kennlinienfeld des Drehstrom-Asynchron-Motors (SchL) in normaler Motorschaltung und untersynchroner Bremserschaltung bei Veränderung des Zusatzwiderstandes im Rotorkreis. Links von der Ordinate: Bremsbetrieb; rechts davon: Motorbetrieb

entgegengesetzt der des Statorfeldes (Bild 53, IV. Quadrant). Es ergeben sich nur für größere Widerstände im Rotorkreis stabile Arbeitspunkte.

Ein besonders vorteilhaftes Bremsverfahren für DS-AS-Motoren, das sowohl stationäres als auch dynamisches Bremsen gestattet, ist die Gleichstrombremsung. Gewöhnlich wird die Statorwicklung in einer der in Bild 54 dargestellten Schaltungen mit Gleichstrom erregt und der Rotor bei DS-AS-Motoren (SchL) auf einen stellbaren dreiphasigen Widerstand geschaltet (Bild 55).

Beim dynamischen Bremsen wird der DS-AS-Motor von der in den rotierenden Massen des Antriebs gespeicherten Energie und beim stationären Bremsen von dem durchziehenden Lastmoment angetrieben. In beiden Fällen wird der Motor zum Synchrongenerator, der auf einen Widerstand arbeitet. Der Verlauf des bremsend wirkenden Motormoments in Abhängigkeit von der Drehzahl kann durch Veränderung des Rotorwiderstands R_z oder des Erregerstroms I_g (Bild 56) beeinflusst werden. Bei Erregung mit einem Strom I_{gN} , der die gleiche magnetische

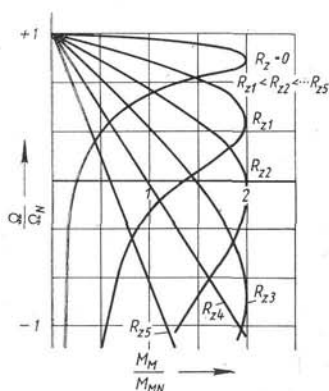


Bild 53. Ω, M_M -Kennlinienfeld des Drehstrom-Asynchron-Motors (SchL) im Motor- und Gegenfeldbetrieb bei Veränderung des Zusatzwiderstandes im Rotorkreis. Oberhalb der Abszisse: Motorbetrieb; unterhalb: Bremsbetrieb

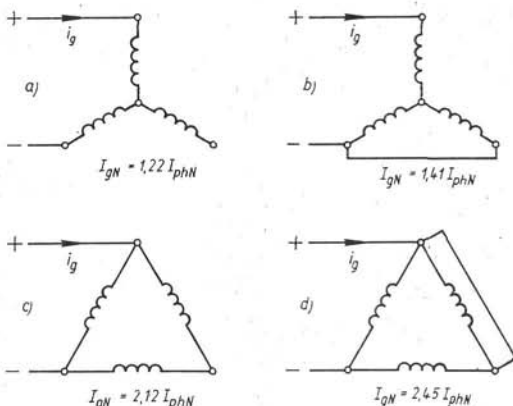


Bild 54. Schaltungsmöglichkeiten der Primär- bzw. Sekundärwicklung bei der Gleichstrombremsung

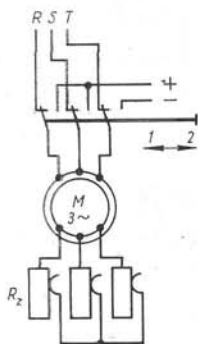


Bild 55. Drehstrom-Asynchron-Motor (SchL) in Gleichstrombremserschaltung (Schaltung nach Bild 54a) 1 Motorbetrieb; 2 Bremsbetrieb

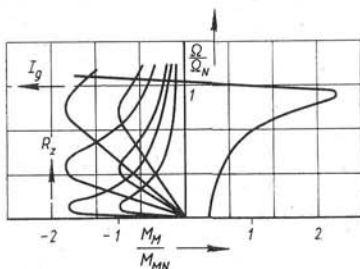


Bild 56. Ω, M_M -Kennlinienfeld des Drehstrom-Asynchron-Motors (SchL) in Gleichstrombremserschaltung bei Veränderung des Zusatzwiderstandes R_z bzw. des Erregerstromes I_g Links von der Ordinate: Bremsbetrieb, rechts: Motorbetrieb

Durchflutung wie der Nennstrom bei Motorbetrieb zur Folge hat, ist das maximale Bremsmoment betragsmäßig etwa gleich dem Nennmoment des Motors. Durch Übererregung $I_g > I_{gN}$ können kurzzeitig wesentlich größere Bremsmomente erzielt werden. Besondere Vorteile der Gleichstrombremsung sind die gute Einstellbarkeit der Bremsdrehzahl bei stationärem Bremsen und die geringe thermische Beanspruchung des Motors bei dynamischem Bremsen. Nachteilig ist die zusätzlich erforderliche Gleichspannungsquelle, die bei Motoren größerer Leistung (Antriebsmotoren von Fördermaschinen) recht erhebliche Gleichströme aufbringen muß, und das Verschwinden des Bremsmoments bei $\Omega = 0$. Die Gleichstrombremsung ist bei DS-AS-Motoren (KL) nicht zu empfehlen.

Ein weiteres dynamisches Bremsverfahren ist die Gegenstrombremsung. Sie wird durch Vertauschen zweier Ständerzuleitungen eingeleitet (Bild 57). Durch diese Maßnahme wird die Drehrichtung des Drehfelds umgekehrt. Bei Erreichen der Drehzahl $\Omega = 0$ muß der Motor vom Netz abgeschaltet werden, da er andernfalls in Gegendrehrichtung hochläuft (Bild 58).

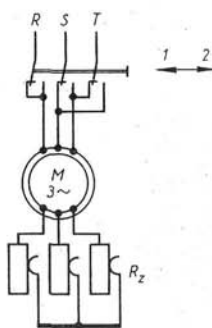


Bild 57. Reversierschaltung des Drehstrom-Asynchron-Motors (SchL)
1 Motorbetrieb;
2 Brems- und Reversierbetrieb

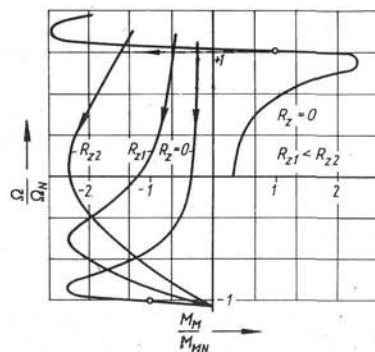


Bild 58. Ω, M_M -Kennlinienfeld des Drehstrom-Asynchron-Motors (SchL) in Reversierschaltung bei Veränderung des Rotorwiderstandes
1. Quadrant: Motorbetrieb, Rechtslauf
2. Quadrant: Bremsbetrieb
3. Quadrant: Motorbetrieb, Linkslauf

Bei DS-AS-Motoren (SchL) kann durch Einschalten zusätzlicher Rotorwiderstände R_z die Bremszeit t_B beeinflusst und gleichzeitig der Motorstrom begrenzt werden. $t_B = f(R_z)$ weist ein ausgeprägtes Minimum auf [57]. Nachteile dieser Bremsmethode sind die Möglichkeit des Hochlaufs in Gegendrehrichtung sowie die große thermische Beanspruchung des Motors.

4.3.4. Reversieren

Der Reversiervorgang setzt sich im allgemeinen aus einer Gegenstrombremsung (s. 4.3.3.) und einem Anlauf in Gegendrehrichtung zusammen (s. Bild 58). Ein Nachteil dieses Verfahrens ist die große thermische Beanspruchung insbesondere der DS-AS-Motoren (KL). Mit Rücksicht auf die Arbeitsmaschine, das speisende Netz oder den Motor ist es häufig notwendig, den Antrieb mit einem anderen dynamischen Bremsverfahren stillzusetzen und dann in Gegendrehrichtung hochzufahren.

4.3.5. Gleichlauf

Absoluter Gleichlauf zwischen zwei oder mehreren DS-AS-Motoren kann mit Hilfe der vereinfachten und vollständigen elektrischen Ausgleichswelle sowie der elektrischen Arbeitswelle verwirklicht werden [57].

4.4. Einphasen-Asynchronmotoren (ES-AS-Motoren) s. a. EM

Literatur: [47, S. 344ff.], [58, S. 136ff.]

4.4.1. Anlauf

ES-AS-Motoren werden direkt eingeschaltet. Wenn sie keine Hilfswicklung haben, entwickeln sie kein Anlaufmoment. Sie müssen vielmehr von Hand in der gewünschten Drehrichtung angeworfen werden und laufen dann von selbst zu ihrer vom Widerstandsmoment abhängigen Betriebsdrehzahl hoch.

ES-AS-Motoren mit Hilfswicklung und vorgeschaltetem Kondensator oder ohmschem Widerstand oder vorgeschalteter Drosselspule (Bild 59) laufen selbsttätig an. In der Regel wird der Hilfswicklung ein Kondensator vorgeschaltet. Man erzielt damit die besseren Anlaufverhältnisse. Bei der für Dauerbetrieb ausgelegten Hilfswicklung kann der nach Gl. (36) berechnete Kondensator C dauernd eingeschaltet bleiben:

$$C = (2100 \dots 2400) \frac{P_{MN}}{U_{MN}^2} \left| \frac{C}{\mu\text{F}} \quad \frac{P_{MN}}{\text{W}} \quad \frac{U_{MN}}{\text{V}} \right| \quad (36)$$

P_{MN} Nennleistung des Motors, U_{MN} Nennspannung des Motors

Dadurch wird die Ausnutzung des Motormodells wesentlich verbessert, d. h., Kippmoment, Wirkungsgrad und Leistungsfaktor sind höher. Das Anlaufmoment beträgt in diesem Fall etwa $0,2 \dots 0,4 M_{MN}$. Soll das Anlaufmoment etwa gleich dem Nennmoment sein, so muß der Hilfswicklung ein Kondensator vorgeschaltet werden, dessen Kapazität etwa zwei- bis dreimal so groß ist, wie nach Gl. (36) berechnet. Nach beendetem Hochlauf muß die Kapazität C auf den Wert für Dauerbetrieb verringert werden.

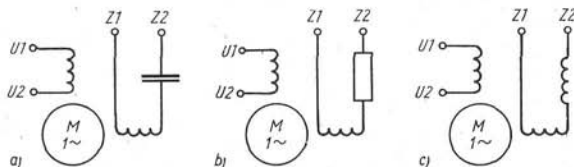


Bild 59. Schaltungsmöglichkeiten zur Erzielung des selbsttätigen Anlaufs beim Einphasen-Asynchronmotor

- Hilfswicklung mit vorgeschaltetem Kondensator
- Hilfswicklung mit vorgeschaltetem Widerstand
- Hilfswicklung mit vorgeschalteter Drosselspule

4.4.2. Reversieren

Durch Umpolen der Betriebs- oder der Hilfswicklung läßt sich die Drehrichtung umkehren.

4.5. Drehstrom-Synchronmotoren

4.5.1. Drehzahlstellung

Für DS-S-Motoren (Bild 60) gilt ebenfalls Gl. (33). Ihre Drehzahl wird nur in Sonderfällen durch Frequenzänderung (Bild 61) oder Polumschaltung gestellt (s. a. EM).

4.5.2. Anlauf

Der Anlaufvorgang besteht aus dem eigentlichen Hochlauf von $\Omega = 0$ bis $\Omega \approx \Omega_0$ und der Synchronisierung. DS-S-Motoren mit zusätzlicher Käfigwicklung im Polrad werden wie DS-AS-Motoren (KL) angelassen oder direkt zugeschaltet [45].

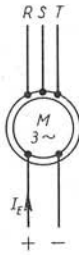


Bild 60. Schaltung des Synchronmotors

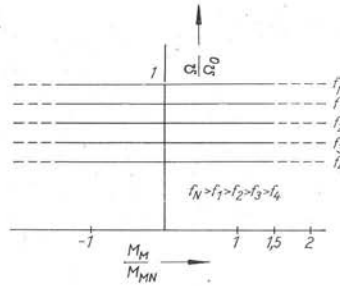


Bild 61. Ω, M_M -Kennlinienfeld des Synchronmotors bei Veränderung der Frequenz der Motorspannung

Während des Hochlaufs ist die Erregerwicklung zwecks Vermeidung gefährlicher Überspannungen an ihren Klemmen über einen Widerstand ($\leq 10R_E$) kurzgeschlossen, wobei R_E der ohmsche Widerstand der Erregerwicklung ist. DS-S-Motoren ohne Käfigwicklung müssen im Leerlauf von einem Anwurfmotor bis $\Omega \approx \Omega_0$ hochgefahren werden. Durch Zuschalten der Erregerspannung wird der Motor in den Synchronismus gezogen. Eine Synchronisierung ist jedoch nur möglich bei einem Eintrittfallschlupf von $\leq 5\%$. Der Wert gilt, wenn der Motor nur sein eigenes Massenträgheitsmoment zu beschleunigen hat. Wenn das Massenträgheitsmoment des Antriebssystems merklich größer ist als das des Motors, ist ein kleinerer Eintrittfallschlupf erforderlich.

4.5.3. Bremsen

Stationäres Bremsen im Bereich $\Omega > \Omega_0$ ist generatorisch möglich. Dynamische Bremsverfahren sind die Gegenstrombremsung (nur bei DS-S-Motoren mit zusätzlicher Käfigwicklung zur Notstillsetzung angewandt (s. 4.3.3.)) und die Kurzschlußbremsung. Hierbei wird der Stator auf einen ohmschen Widerstand geschaltet.

Es ergeben sich im Prinzip die gleichen Ω, M_M -Kennlinien wie bei der Gleichstrombremsung von DS-AS-Motoren. Wegen des größeren Luftspalts der DS-S-Motoren können jedoch wesentlich größere Bremsmomente erzielt werden.

4.5.4. Reversieren

Der DS-S-Motor muß bis $\Omega = 0$ abgebremst und nach Vertauschen zweier Ständerzuleitungen in entgegengesetzter Drehrichtung hochgefahren und synchronisiert werden.

4.5.5. Gleichlauf

Aufgrund ihrer Wirkungsweise werden Synchronmotoren (Bild 62), die vom gleichen Netz gespeist werden, von selbst im absoluten Gleichlauf gehalten.

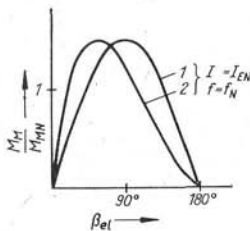


Bild 62. Lastwinkelkennlinie des Synchron-Vollpol- und Schenkelpolmotors
1 Vollpol; 2 Schenkelpol

4.6. Drehstrom-Kommutatormotoren (s. a. EM)

Man muß hier läufer- und ständergespeiste Drehstrom-Nebenschluß-Kommutatormotoren sowie Drehstrom-Reihenschluß-Kommutatormotoren unterscheiden.

4.6.1. Läufergespeiste Drehstrom-Nebenschluß-Kommutatormotoren [DS-NSK-Motor (L)]

4.6.1.1. Drehzahlstellung

Drehzahl und Leistungsfaktor lassen sich beeinflussen, indem zu der im Stator mit Schlupffrequenz induzierten Sekundärspannung geometrisch eine Zusatzspannung U_Z (ebenfalls mit Schlupffrequenz) addiert wird. U_Z wird einer im Rotor angeordneten Hilfswicklung, die mit der ebenfalls im Rotor angeordneten Primärwicklung transformatorisch gekoppelt ist, über gegensinnig verschiebbare Bürstensätze entnommen und auf die Sekundärwicklung geschaltet (Bild 63). Die Hilfswicklung ist eine Stromwenderwicklung, deren Kommutator die Aufgabe hat, die Frequenz von U_Z von Netz- auf Schlupffrequenz umzuformen. In Abhängigkeit vom jeweiligen Bürstenstellungswinkel α addieren oder subtrahieren sich Zusatz- und Sekundärspannung. Das Prinzip der gegensinnigen Verschiebung der beiden Bürstensätze A und B ist in Bild 64 dargestellt. Die durch Veränderung von α erzielbaren Ω, M_M -Kennlinien sind in Bild 65 aufgezeichnet. Bei $\alpha = 0$, d. h. bei $U_Z = 0$, ist der DS-NSK-Motor (L) ein Asynchronmotor mit kurzgeschlossener Rotorwicklung. Im unbelasteten Zustand läuft er annähernd mit synchroner Drehzahl Ω_0 entsprechend Gl. (33). Die drei Bürstensätze werden vom Herstellerwerk so justiert, daß sich bei Nenn Drehzahl und Nennbelastung der optimale Leistungsfaktor

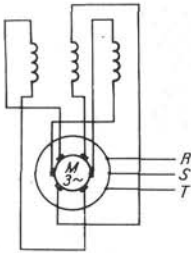


Bild 63. Schaltung des Drehstrom-Nebenschluß-Kommutatormotors (L)

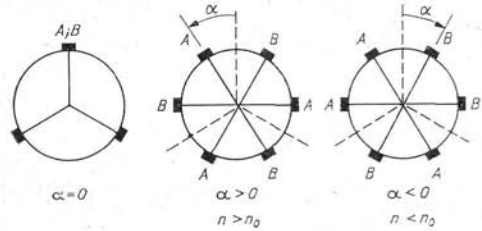


Bild 64. Prinzip der Bürstenverschiebung beim Drehstrom-Nebenschluß-Kommutatormotor (L)

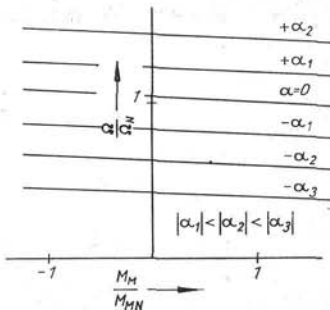


Bild 65. Ω, M_M -Kennlinienfeld des Drehstrom-Nebenschluß-Kommutatormotors (L) bei Veränderung der Bürstenstellung

einstellt. Durch gleichsinniges Verschieben der Bürstensätze um den Winkel β , d. h. durch Verändern der Phasenlage von U_Z , kann auch bei Drehzahlen $\Omega \neq \Omega_N$ der Leistungsfaktor verbessert werden (Bild 65).

4.6.1.2. Anlauf

DS-NSK-Motoren (L) werden nach Verschieben der Bürsten in die der niedrigsten Drehzahl entsprechende Stellung direkt eingeschaltet. Bei erschwerten Anlaufbedingungen können sie ferner wie DS-AS-Motoren (SchL) durch schrittweises Kurzschließen von Widerständen im Sekundärkreis angelassen werden.

4.6.1.3. Bremsen

Stationäres Bremsen ist generatorisch möglich. Der Motor geht in den Generatorbetrieb über, wenn $\Omega > \Omega_0'$ wird. Ω_0' ist die einem bestimmten Bürstenstellungswinkel zugeordnete Leerlaufdrehzahl.

Dynamisches Bremsen ist wie bei DS-AS-Motoren (s. 4.3.3.) durch Gegenstrombremsen möglich.

4.6.1.4. Reversieren

Die Drehrichtung läßt sich wie bei allen Drehstrommotoren durch Vertauschen zweier Zuleitungen zur Primärwicklung umkehren. Um eine Beschädigung des Motors zu vermeiden, muß man durch Bürstenverschiebung vorerst die Drehzahl auf Ω_{\min} verringern und danach die Umschaltung vornehmen.

4.7. Einphasen-Reihenschlußmotoren

4.7.1. Repulsionsmotoren

4.7.1.1. Drehzahlstellung

Durch Verändern der Bürstenstellung um den Winkel α kann die Drehzahl gestellt werden (Bild 66). Es ergeben sich die in Bild 67 dargestellten Ω, M_M -Kennlinien. Durch geeignete Maßnahmen muß verhindert werden, daß die Bürsten bis in die Kurzschlußstellung verschoben werden können. Bei geringer Belastung besteht die Gefahr des Durchgehens.

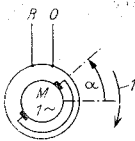


Bild 66. Schaltung des Repulsionsmotors
I Drehrichtung

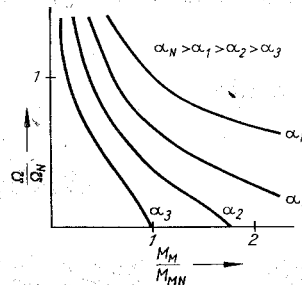


Bild 67. Ω, M_M -Kennlinienfeld des Repulsionsmotors bei Veränderung der Bürstenstellung

4.7.1.2. Anlauf

Repulsionsmotoren werden in der der niedrigsten Drehzahl entsprechenden Bürstenstellung direkt eingeschaltet und durch Verschieben der Bürsten auf die Betriebsdrehzahl hochgefahren. Die sich einstellende Drehrichtung ist der Richtung entgegengesetzt, in der die Bürsten aus der Anlaufstellung $\alpha = 0^\circ$ verschoben werden.

4.7.1.3. Bremsen

Der Repulsionsmotor wird durch Verschieben der Bürsten in die Nullstellung dynamisch gebremst. Stationäres Bremsen ist nicht möglich.

4.7.1.4. Reversieren

Die Drehrichtung kehrt sich um, wenn die Bürsten über die Nullstellung entgegen der gewünschten Drehrichtung des Motors verschoben werden.

4.7.2. Universalmotoren

4.7.2.1. Drehzahlstellung

Die Drehzahl läßt sich durch Verändern des Vorwiderstands R_V im Ankerkreis (Bild 68) stellen. Es ergeben sich die gleichen Ω, M_M -Kennlinien wie beim GS-RS-Motor mit stellbarem Vorwiderstand (s. Bild 21). Die Ω, M_M -Kennlinien für Betrieb mit Wechselstrom und Gleichstrom unterscheiden sich nur wenig.

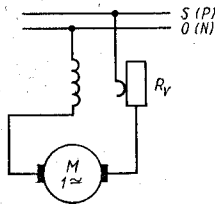


Bild 68. Schaltung des Universalmotors mit Vorwiderstand im Ankerkreis

Sie läßt sich weiterhin durch Verändern der Klemmenspannung stellen. Hiervon wird bei elektrischen Haushaltgeräten, die mit Universalmotoren ausgerüstet sind, zunehmend Gebrauch gemacht. Die Spannungsstellung erfolgt mit Wechselspannungsstellern auf Thyristorbasis.

4.7.2.2. Anlauf

Universalmotoren werden wegen ihrer geringen Leistung ($P_{\max} = 300 \text{ W}$) direkt eingeschaltet.

4.7.2.3. Reversieren

Die Drehrichtung kehrt sich um, wenn die Anker- oder die Feldanschlüsse umgeschaltet werden. Durch Beobachten der Kommutierung ist zu prüfen, ob sich die Bürsten für die eingestellte Drehrichtung in der neutralen Zone befinden. Bei stärkerem Bürstenfeuer ist die Bürstenstellung zu korrigieren.

5. Auswahl des Antriebsmotors

Literatur: [36, 49]

5.1. Allgemeines

Bei der Projektierung eines Antriebssystems spielen die Wahl der Motorenart bezüglich Spannung und prinzipiellem Drehzahl-Drehmoment-Verhalten und die der zu erwartenden Belastung des Antriebsmotors entsprechende Festlegung seiner Nenndaten eine wesentliche Rolle. Bei solchen Überlegungen müssen u. a. folgende, je nach Aufgabenstellung unterschiedlich zu bewertende Gesichtspunkte berücksichtigt werden:

1. Abhängigkeit des Widerstandsmoments von der Drehzahl oder dem Drehwinkel
2. Drehzahlbereich, Drehzahlstellverfahren, Drehzahlverhalten, insbesondere bei Belastungsänderungen
3. Art des Belastungsspiels, z. B. zeitlich konstante, kurzzeitige oder periodisch wechselnde Belastung, Reversierbetrieb
4. Netzverhältnisse am Einsatzort
5. Bauform, Schutzart, Kühlung des Motors
6. Wartung

Es ist selbstverständlich, daß hier technische und ökonomische Überlegungen eine wesentliche Rolle spielen. Sie müssen von Bearbeitungsbeginn eines Projekts an als Einheit betrachtet werden.

5.2. Auswahlmerkmale für elektrische Maschinen

Als Basis für technische Verhandlungen zwischen dem Motorenhersteller und dem Projektanten elektrischer Antriebe sind im Laufe der technischen Entwicklung eine Reihe von Auswahlmerkmalen entstanden, deren Begriffsumfang und -auslegung in Form von Standards als rechtsverbindlich erklärt worden ist. Sie sind als Vereinbarungen anzusehen, nach denen der Motorenhersteller bestimmte Motortypen fertigt und deren ordnungsgemäßen Betrieb garantiert. Vom projektierenden Ingenieur ist die jeweilige Antriebsaufgabe im Hinblick auf diese Auswahlmerkmale zu analysieren. Da nur in speziellen Fällen elektrische Maschinen gewissermaßen nach Maß gefertigt werden, z. B. Bahnmotoren oder Walzenzugmotoren großer Leistung, hat er aufgrund dieser Analyse aus der Vielzahl der angebotenen Typen elektrischer Maschinen eine geeignete auszuwählen.

In diesem Rahmen soll nur auf das Wesentliche der Standards eingegangen werden, die bei der Auswahl einer elektrischen Maschine zu beachten sind. Es muß dem Leser überlassen werden, sich gegebenenfalls eingehender damit zu befassen.

5.2.1. Leistungsreihen elektrischer Maschinen

Ein wesentliches Kennzeichen eines elektrischen Motors ist die auf seinem Leistungsschild angegebene, unter Nennbedingungen an seiner Welle verfügbare Nennleistung. Sie ist das Produkt aus mechanischer Nennwinkelgeschwindigkeit und dem Nenn Drehmoment. Die Nennleistungen

Tabelle 2. Synchrone Drehzahlen von Induktionsmaschinen

Polpaarzahl	Synchrone Drehzahl in min^{-1}	
	$f = 50 \text{ Hz}$	$f = 60 \text{ Hz}$
1	3000	3600
2	1500	1800
3	1000	1200
4	750	900
5	600	720

der im Handel erhältlichen elektrischen Maschinen sind nach einer geometrischen Reihe gestuft. Da die Nenndrehzahlen der am häufigsten eingesetzten Motorenart, den Induktionsmotoren, von der Polpaarzahl und der Frequenz des speisenden Netzes bestimmt werden (Tab. 2) und die Nenndrehzahlen der übrigen Motorenarten in Anlehnung daran festgelegt worden sind, verbleibt vielfach die Ermittlung des erforderlichen Nenndrehmoments anhand des Belastungsspiels der jeweiligen Antriebsaufgabe.

5.2.2. Überlastbarkeit elektrischer Maschinen ^{1), 2)}

Bei der Auswahl eines Motormodells ist neben dem Nenndrehmoment das maximale Drehmoment von Interesse, das der Motor dauernd oder gelegentlich aufbringen muß. Vom Motorhersteller ist laut entsprechender Vorschrift eine zulässige *Überlastbarkeit* des Motors (Verhältnis von maximalem zulässigem Drehmoment zu Nenndrehmoment) zu garantieren. So müssen Gleichstrom- und Mehrphaseninduktionsmotoren in normaler Ausführung unabhängig von ihrer Nennbetriebsart (s. 5.2.3.) bei Nennspannung und Nennfrequenz (bei Induktionsmotoren) 15 s lang bis $1,6M_{MN}$ überlastbar sein, ohne daß bei stetigem Anstieg des Drehmoments bis zu dem zulässigen Wert Abkippen oder eine plötzliche Drehzahländerung auftritt. Die Überlastbarkeit von Gleichstrommotoren ist aus Stabilitätsgründen (Anstieg der Ω, M_M -Kennlinie mit zunehmender Belastung durch Feldschwächung) und aus Kommutierungsgründen (Sättigung der Wendepole) begrenzt. Bei kompensierten Gleichstrommotoren ist die Überlastbarkeit nur durch die Kommutierung begrenzt. Bei Asynchronmaschinen stellt das Kippmoment in der Ω, M_M -Kennlinie die Grenze der Überlastbarkeit dar. Nach der entsprechenden Vorschrift darf das Kippmoment M_k um +25% bis -10% vom angegebenen Wert abweichen. Es muß jedoch die Bedingung $M_k \geq 1,6M_{MN}$ erfüllt sein. Es ist zu beachten, daß das Drehmoment der Asynchronmaschine etwa vom Quadrat der anliegenden Spannung abhängig ist. Die Frage der wirklichen Überlastbarkeit muß deshalb in Verbindung mit den Netzverhältnissen am Einsatzort des Motors geklärt werden.

5.2.3. Nennbetriebsarten elektrischer Maschinen ³⁾

Unter *Betriebsart* versteht man nach der entsprechenden Vorschrift „die zeitliche Folge und Dauer der Betriebszustände, denen eine elektrische Maschine unterliegt“. Von den Motorherstellern werden Leistungsreihen elektrischer Maschinen für acht verschiedene Nennbetriebsarten gefertigt. Dabei ist die Nennbetriebsart S 1 (Dauerbetrieb) vorherrschend (s. a. 5.2.7.). Dem Projektierungsingenieur obliegt die Auswahl der elektrischen Maschine im Hinblick auf ihre Nennbetriebsart. Sie muß mit der wirklich vorliegenden Betriebsart entsprechend der gestellten Aufgabe weitgehend übereinstimmen. Es ist zu bemerken, daß elektrische Maschinen einer Nennbetriebsart unter bestimmten Bedingungen auch für eine andere Nennbetriebsart eingesetzt werden können.

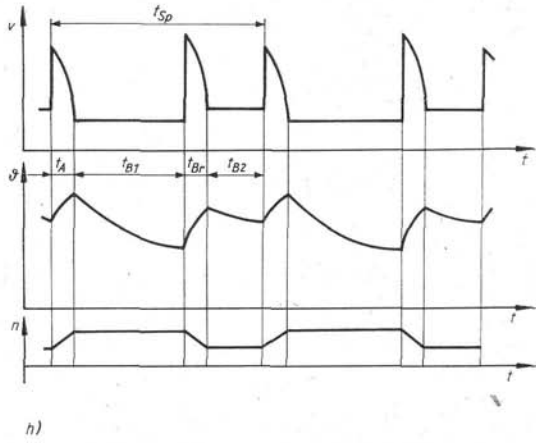
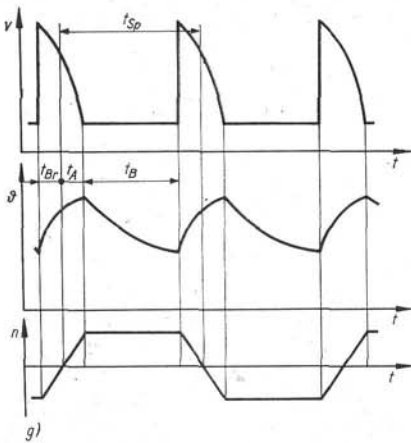
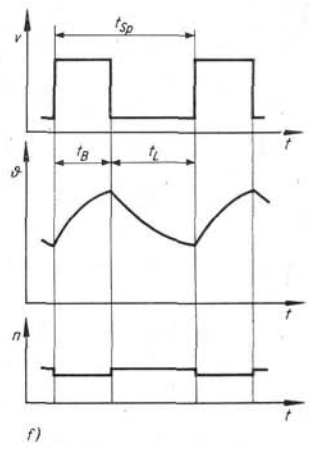
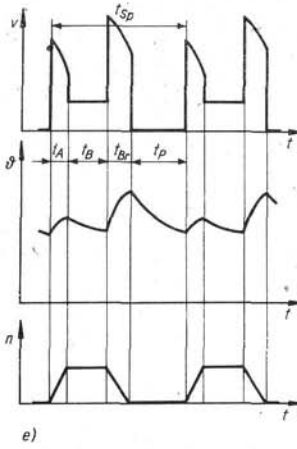
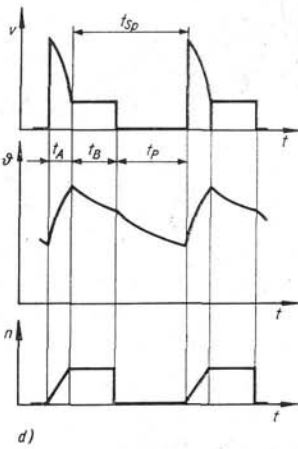
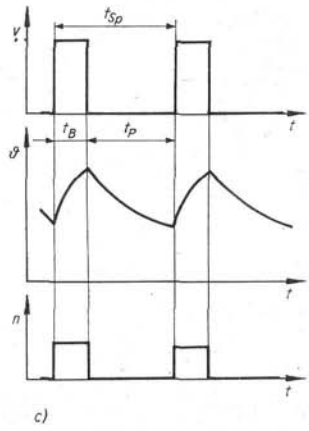
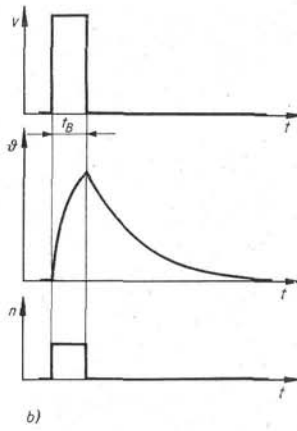
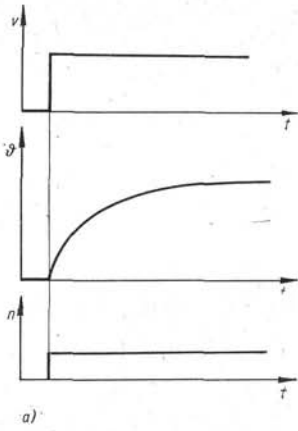
Die *erforderliche Nennleistung* einer elektrischen Maschine jeder beliebigen Betriebsart ist von der während eines Belastungsspiels in ihrem Inneren in Wärme umgesetzten Verlustleistung abhängig. Die Höhe der auftretenden Verlustleistung wird von den Betriebszuständen bestimmt, denen die Maschine unter Betriebsbedingungen unterworfen wird. Infolgedessen ist die Festlegung der Nennbetriebsart und der Nennleistung für einen Einsatzfall als ein Komplex zu betrachten.

In Bild 69 sind die prinzipiellen zeitlichen Verläufe der die Erwärmung der Maschine verursachenden Verlustleistung, der mittleren Temperatur sowie der Drehzahl für die acht Nennbetriebsarten angegeben.

Bild 69. Nennbetriebsarten

V Verluste; ϑ Übertemperatur; n Drehzahl; t Zeit; t_A Anlaufzeit; t_B Belastungszeit; t_{Sp} Spieldauer
 t_{Br} Bremszeit; t_P Pausenzeit; t_L Leerlaufzeit

a) S 1; b) S 2; c) S 3; d) S 4; e) S 5; f) S 6; g) S 7; h) S 8



5.2.4. Schutzgrade elektrischer Maschinen ⁴⁾ und ⁵⁾

Der *Schutzgrad* einer elektrischen Maschine sagt aus, unter welchen Betriebsbedingungen der Hersteller deren ordnungsgemäßen Betrieb garantiert. Unter Betriebsbedingungen sind laut Vorschrift ³⁾ „die Gesamtheit der äußeren Faktoren, die den Betrieb der Maschine unmittelbar beeinflussen“, zu verstehen, s. a. Einleitung.

5.2.5. Bauformen elektrischer Maschinen ⁶⁾

Die Klassifizierung der elektrischen Maschinen nach Bauformen erfolgt mit dem Ziel, einheitliche Richtlinien für die konstruktive Anpassung der elektrischen Maschine an die Arbeitsmaschine zu schaffen. „Das Kennzeichen der Bauform setzt sich zusammen aus einem Kennbuchstaben (M), einer Kennzahl für die Bauformengruppe (1. Ziffer), einer Kennzahl für die konstruktive Ausführung (2. und 3. Ziffer) und einem Kennbuchstaben für die Ausführung der Wellenenden.“

5.2.6. Bestimmen der Nennleistung des auszuwählenden Motormodells

Wie bereits erwähnt, bilden Festlegen von Nennleistung und Nennbetriebsart des Motormodells eine Einheit. Die erforderliche Nennleistung ist abhängig vom Belastungsspiel, dem der Motor unterworfen werden soll, und ist den Stufungen der Leistungsreihe zu entnehmen. Das Festlegen der Nennleistung muß sorgfältig geschehen, da zu reichlich bemessene Motoren in den Anschaffungs- und den Betriebskosten höher liegen als genau bemessene. Zu knapp bemessene Motoren haben eine geringere Lebensdauer. Ihr vorzeitiger Ausfall kann gegebenenfalls zu erheblichen Störungen des technologischen Prozesses führen.

Nachfolgend sollen die physikalischen Grundlagen der thermischen Beanspruchung einer elektrischen Maschine kurz gestreift und daran anschließend die Bestimmung ihrer Nennleistung und ihrer Nennbetriebsart behandelt werden.

5.2.7. Thermische Beanspruchung einer elektrischen Maschine

Ursachen und Grenzen der thermischen Beanspruchung

Bei jeder elektrischen Maschine ist die im Motorbetrieb aus dem Netz aufgenommene elektrische Leistung größer als die an die Arbeitsmaschine abgegebene mechanische Leistung. Die Differenz beider Leistungen, die sogenannte *Verlustleistung*, verursacht die unerwünschte Erwärmung.

Hinsichtlich der bei elektrischen Maschinen auftretenden Verlustleistungen sind zu unterscheiden ³⁾

1. *Leerverlustleistung*, verursacht durch Hysterese und Wirbelströme im aktiven Eisen sowie durch Luft-, Lager- und Bürstenreibung
2. *Erregerverlustleistung* bei Vorhandensein besonderer Erregerwicklungen
3. *Lastverlustleistung*, verursacht durch die die Wicklungen durchfließenden belastungsabhängigen Ströme
4. *Zusatzverlustleistung*

Die kritische Stelle bezüglich der thermischen Beanspruchung der elektrischen Maschine ist im allgemeinen die Wicklungsisolation. Sie besteht aus Materialien, deren Isolationsfähigkeit über die normale Lebensdauer nur gesichert ist, wenn eine dem Isolationsmaterial zuträgliche Grenztemperatur nicht überschritten wird. Das Nachlassen der Isolationsfähigkeit bei Einwirkung erhöhter Temperaturen wird durch chemische Umwandlungen verursacht, mit denen gleich-

zeitig eine allmähliche Verfestigung des Isolationsmaterials, verbunden mit einer Verringerung der mechanischen Festigkeit, eintritt. Die verschiedenen Wicklungsisolierstoffe sind in Wärmebeständigkeitsklassen eingeteilt ⁷⁾.

Zwecks Erhöhung der Lebensdauer, insbesondere von elektrischen Maschinen, deren Wicklungen durch elektrodynamische Kräfte stark beansprucht sind (Maschinen für Schaltbetrieb), werden die zulässigen Grenzübertemperaturen durch entsprechende Wahl der Nennleistung häufig absichtlich nicht voll in Anspruch genommen.

Ermittlung des zeitlichen Temperaturverlaufs in Abhängigkeit von der Verlustleistung

Der zeitliche Verlauf der Temperatur einer elektrischen Maschine läßt sich einfach berechnen, wenn der Maschinenkörper als homogen aufgefaßt wird, dem gleichmäßig in seinem Inneren verteilt die Verlustleistung $P_v(t)$ zugeführt wird. Die unter diesen Voraussetzungen zu erzielende Genauigkeit bei der Vorausberechnung des Temperaturverlaufs ist aufgrund der nur sehr groben Übereinstimmung zwischen den gemachten Annahmen und den realen Verhältnissen gering. Diese Betrachtungsweise führt insbesondere bei elektrischen Maschinen mit häufig und schnell wechselnden Verlustleistungen zu Fehldeutungen, da hier im Inneren der Maschine erhebliche Temperaturdifferenzen auftreten können und von einer einheitlichen Temperatur des Maschinenkörpers nicht mehr gesprochen werden kann.

Den nachfolgenden Betrachtungen sollen die vereinfachenden Annahmen trotzdem zugrunde gelegt werden, da das Wesentliche des thermischen Verhaltens einer elektrischen Maschine erkennbar wird.

Unter Vernachlässigung der Wärmeabgabe durch Strahlung läßt sich der Temperaturverlauf $\vartheta(t)$ des Maschinenkörpers bei bekannter Verlustleistung $P_v(t)$, Wärmekapazität C_w sowie Wärmeabgabefähigkeit A_w mit Hilfe der Erwärmungsgleichung berechnen. Sie lautet:

$$P_v dt = C_w d\vartheta + A_w \vartheta dt \quad (37)$$

Verlustenergie = gespeicherte Wärmemenge + an Umgebung abgegebene Wärmemenge

Die Lösung der Gl. (37) lautet mit der Anfangsbedingung

$$t = 0 \rightarrow \vartheta(0) = \Theta_0$$

und sprunghaft veränderter Verlustleistung um P_{v0} :

$$\vartheta(t) = \Theta_e - (\Theta_e - \Theta_0) e^{-t/T_\theta} \quad (38)$$

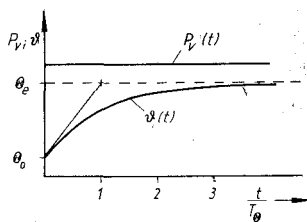


Bild 70. Zeitlicher Verlauf der Motortemperatur bei sprunghafter Erhöhung der Verlustleistung

Der Temperaturverlauf ist in Bild 70 dargestellt. In Gl. (38) und Bild 70 bedeuten:

$$\vartheta(\infty) = \Theta_e = P_{v0}/A_w \quad (39)$$

die Endtemperatur für $t \rightarrow \infty$ und

$$T_\theta = C_w/A_w \quad (40)$$

die thermische Zeitkonstante. Die Wärmekapazität C_w ist von den Baustoffen der elektrischen Maschine abhängig und wächst mit dem Volumen des Maschinenkörpers. Die Wärmeabgabefähigkeit A_w wächst mit der Oberfläche der elektrischen Maschine und der Intensität ihrer

Kühlung. Die thermische Zeitkonstante T_{θ} liegt bei betriebsmäßiger Kühlung in der Größenordnung von 1...4 h. Aus dem zuvor Gesagten geht hervor, daß große und in geschlossener Bauweise ausgeführte elektrische Maschinen eine größere thermische Zeitkonstante haben als kleine Maschinen oder in offener Bauweise ausgeführte.

Bei eigenbelüfteten Maschinen wird mit abnehmender Drehzahl die thermische Zeitkonstante größer, um bei Stillstand den Maximalwert zu erreichen. Sie ist hier etwa 1,5...3mal so groß wie bei Nenn Drehzahl, d. h. bei betriebsmäßiger Kühlung.

Wie aus Gl. (39) hervorgeht, steigt bei gleichbleibender Verlustleistung und abnehmender Wärmeabgabefähigkeit die Endtemperatur der elektrischen Maschine. Wenn die Verlustleistung $P_v(t)$ und die thermische Zeitkonstante T_{θ} bekannt sind, kann der Temperaturverlauf $\vartheta(t)$ berechnet werden. Der Temperaturverlauf ist jedoch nur in seltenen Fällen von Interesse. Es interessiert vielmehr die durch ein vorgegebenes Belastungsspiel im ausgewählten Motormodell auftretende Verlustleistung und die dadurch bedingte maximale Temperatur.

Die Bestimmung der Nennleistung des auszuwählenden Motormodells kann so vorgenommen werden, daß die während eines Belastungsspiels auftretende Verlustleistung für das vorausgewählte Motormodell ermittelt und mit der zulässigen Verlustleistung verglichen wird. Ist $P_v > P_{v\text{zul}}$, so muß die Rechnung mit einem Motormodell größerer Nennleistung wiederholt werden. Schwierigkeiten bereitet häufig die Berechnung der auftretenden Verlustleistung, da hierfür die erforderlichen Motordaten nicht zur Verfügung stehen. Desgleichen ist auch die zulässige Verlustleistung meist nur näherungsweise bekannt.

In vielen Fällen kann bei der Ermittlung der Motornennleistung ein einfacherer Weg beschritten werden, indem man unmittelbar die Größen vergleicht, die der lastabhängigen Verlustleistung proportional sind. Im quasistationären Betrieb (keine schnellen und wesentlichen Drehzahländerungen) ist das bei elektrischen Maschinen mit Nebenschlußverhalten das abgegebene Drehmoment oder die abgegebene Leistung. Ist unter Beachtung der Besonderheiten des Belastungsspiels (Betriebszeit bei Kurzzeitbetrieb, relative Einschaltdauer bei Aussetzbetrieb) die Bedingung

$$M_{MN} \geq M_W \quad \text{bzw.} \quad M_{W\text{eff}} \quad (41)$$

$$n_{MN} \approx n_W$$

oder

$$P_{MN} \geq P_W \quad \text{bzw.} \quad P_{W\text{eff}} \quad (42)$$

erfüllt, so ist das Motormodell richtig ausgewählt.

Bestimmen der Nennleistung des Motormodells unter Berücksichtigung der Nennbetriebsarten

Arbeitsmaschinen werden so ausgeführt, daß ihre Betriebsdrehzahl evtl. unter Zwischenschaltung einer geeigneten Drehzahlübersetzung mit der Nenn Drehzahl des Motors übereinstimmt, der als Antriebsmotor vorgesehen ist.

Aus dem zeitlichen Verlauf der Belastung des Antriebsmotors durch die Arbeitsmaschine ($M_W = f(t)$) muß ermittelt werden, ob eine Periodizität der Belastungsänderung vorhanden ist, ob es sich um Dauer-, Kurzzeit-, Aussetz- oder Schaltbetrieb handelt und in welcher Weise Drehzahländerungen vorgenommen werden, z. B. durch stetige oder sprungförmige Spannungsverstellung. Bei der Festlegung der Nenndaten des auszuwählenden Motormodells werden diese Daten benötigt.

Bei der Projektierung neuer Anlagen werden die Antriebsmotoren so ausgewählt, daß die Nennbetriebsart des Motors weitgehend mit dem Belastungsspiel übereinstimmt. In den Fällen, wo in einer in Betrieb befindlichen Anlage ein Motor ausfällt, steht vielfach nicht sofort ein Ersatzmotor mit den gleichen Nenndaten zur Verfügung. Hier muß überschlagen werden, ob ein vorhandener Motor gegebenenfalls eingesetzt werden kann. Das ist prinzipiell möglich, da Elektromotoren auch für Betriebsarten eingesetzt werden können, für die sie vom Hersteller nicht vorgesehen sind. Auf jeden Fall muß gewährleistet sein, daß die zulässige Grenztemperatur und das zulässige maximale Drehmoment nicht überschritten werden. Des weiteren ist zu untersuchen, in welcher Weise sich mechanische Beanspruchungen ändern, wenn der Motor für eine andere Betriebsart eingesetzt werden soll, als auf seinem Leistungsschild vermerkt ist.

Dauerbetrieb (S 1)

Dauerbetrieb liegt vor, wenn der Motor während der Betriebszeit $t_B > 3T_\theta$ ein konstantes Drehmoment M_W bei der Drehzahl n_W aufbringen muß (s. Bild 69a). Das Motormodell ist richtig ausgewählt, wenn die Bedingungen

$$M_{MN} \geq M_W \quad (43)$$

$$n_{MN} \approx n_W$$

erfüllt sind.

Kurzzeitbetrieb (S 2)

Kurzzeitbetrieb liegt vor, wenn der Motor während der Betriebszeit $t_B < 3T_\theta$ ein konstantes Drehmoment M_W bei konstanter Drehzahl n_W aufbringen muß und in der Pausenzeit $t_P > 3T_{\theta K}$ stillsteht (s. Bild 69b). Bei elektrischen Maschinen, deren Belüftung in der Pausenzeit aufrecht erhalten bleibt, gilt: $T_{\theta K} = T_\theta$. Bei Maschinen ohne Belüftung in der Pausenzeit gilt:

$$T_{\theta K} = (1,5 \dots 3) T_\theta$$

Ein Motor ist für die Betriebsart S 2 richtig ausgewählt, wenn die Bedingungen:

$$M_{MN} \geq M_W$$

$$n_{MN} \approx n_W \quad (44)$$

$$t_B \leq t_{B \text{ stand}}$$

erfüllt sind. Standardisierte Belastungszeiten für elektrische Maschinen der Betriebsart S 2 sind:

$$t_{B \text{ stand}} = 0,5; 1; 3; 5; 10; 30; 60; 90 \text{ Minuten}$$

Die Leistung, die ein Motor der Nennbetriebsart S 1 mit der Nennleistung P_{S1N} und der Nenn-drehzahl n_{S1N} im Kurzzeitbetrieb mit der Betriebszeit t_{S2B} und der Drehzahl $n_{S1N} = n_{S2N}$ abgeben kann, folgt aus

$$P_{S2} = P_{S1N} \sqrt{(1+k) \left(1 - e^{-\frac{t_{S2B}}{T_\theta}}\right) - k} \quad (45)$$

k Verhältnis von Leerlaufverlustleistung P_{V1} zu belastungsabhängiger Verlustleistung. k ist von der Konstruktion und der Größe der Maschine abhängig. Es gilt etwa $k = 0,3 \dots 1,0$, wobei die kleineren Werte für Maschinen größerer Leistung gelten.

Mittels Gl. (45) kann auch berechnet werden, welche Leistung ein Motor der Betriebsart S 2 mit der standardisierten Belastungszeit $t_B = t_{S2B}$ bei gleicher Betriebsart, aber bei der Belastungszeit $t_B^* \leq t_{S2B}$ abgeben kann.

Aussetzbetrieb

Diese Betriebsart ist dadurch gekennzeichnet, daß während der Spieldauer eines Belastungsspiels der thermische Beharrungszustand nicht erreicht wird. Eine für den Aussetzbetrieb charakteristische Größe ist die relative Einschaltdauer

$$ED = \frac{t_B}{t_P + t_B} 100 \quad \left| \frac{ED}{\%} \quad \frac{t}{\text{min}} \right| \quad (46)$$

Gewöhnlich werden Motoren für Aussetzbetrieb für eine Spieldauer $T = t_P + t_B \leq 10$ min ausgelegt. Dadurch wird gewährleistet, daß $T \ll T_\theta$ und die im quasistationären Betrieb auftretende Temperatur in guter Näherung durch eine konstante mittlere Temperatur ersetzt werden kann.

1. Aussetzbetrieb ohne Einfluß von Anlauf und Bremsung auf die Motortemperatur (S 3)

Diese Betriebsart liegt vor, wenn der Motor während der Betriebszeit $t_B < 3T_\theta$ ein konstantes Drehmoment M_W bei konstanter Drehzahl n_W aufbringen muß und während $t_P < 3T_{\theta K}$ still-

steht (s. Bild 69c). Bezüglich $T_{\theta K}$ gilt dasselbe wie im Kurzzeitbetrieb. Ein Motor ist für die Betriebsart S 3 richtig ausgewählt, wenn die Bedingungen

$$\begin{aligned} M_{MN} &\geq M_W \\ n_{MN} &\approx n_W \\ ED_{\text{stand}} &\geq ED_{\text{vorh}} \end{aligned} \quad (47)$$

erfüllt sind. ED_{vorh} ist aus dem vorgegebenen Belastungsspiel mittels Gl. (46) zu berechnen.

2. Durchlaufbetrieb mit Aussetzbelastung (S 6)

Die Nennbetriebsart S 6 unterscheidet sich von der Nennbetriebsart S 3 nur dadurch, daß der Motor hier in den Belastungspausen nicht stillgesetzt wird (s. Bild 69f).

Für die Betriebsarten S 3 und S 6 sind folgende relative Einschalt Dauern standardisiert:

$$ED_{\text{stand}} = 15\%; 25\%; 40\%; 60\%$$

Es kann berechnet werden, welche Leistung P_M ein Motor der Nennbetriebsart S 3 bzw. S 6 der Nennleistung P_{MN} , der Nenndrehzahl n_{MN} und der genormten relativen Einschaltdauer ED_{stand} bei der gleichen Betriebsart, aber der relativen Einschaltdauer $ED_{\text{vorh}} (\neq ED_{\text{stand}})$ und der Drehzahl $n_M \approx n_{MN}$ abgeben kann. Es gilt:

$$P_M = P_{MN} \sqrt{\frac{ED_{\text{stand}}}{ED_{\text{vorh}}}} \quad (48)$$

Die nach P_{MN} umgestellte Gl. (48) ist zu verwenden, wenn man ED_{vorh} und P_M aus einem vorgegebenen Belastungsspiel ermittelt hat und die der benachbarten standardisierten relativen Einschaltdauer ED_{stand} zugeordnete Motorleistung bestimmen will.

Es wird empfohlen, Gl. (48) nur anzuwenden, um die Leistung auf die der relativen Einschaltdauer ED_{vorh} am nächsten liegende relative Einschaltdauer ED_{stand} umzurechnen.

Wenn das Belastungsspiel regelmäßig ist, d. h., $t_{B1} = t_{B2} = \dots = t_{Bn}$; $t_{P1} = t_{P2} = \dots = t_{Pn}$, dann kann die Leistung P_{MS3} bzw. P_{MS6} berechnet werden, die ein Motor der Nennbetriebsart S 1, der Nennleistung P_{MN} und der Nenndrehzahl n_{MN} bei der Betriebsart S 3 bzw. S 6 abgeben kann. Es gilt:

$$P_{MS3} = P_{MN} \sqrt{(1+k) \left(1 + \frac{t_P T_{\theta}}{t_B T_{\theta K}}\right) - k} \quad (49)$$

$$P_{MS6} = P_{MN} \sqrt{(1+k) \left(1 + \frac{t_P}{t_B}\right) - k} \quad (50)$$

Ist das Belastungsspiel unregelmäßig, so muß die erforderliche Motorleistung nach einem grafisch-rechnerischen Verfahren berechnet werden (s. Bestimmen der Nennleistung des Motormodells durch Zurückführen der zeitlich veränderlichen Belastung auf eine konstante effektive Belastung).

Schaltbetrieb

Die Nennbetriebsarten S 4 und S 5 sowie S 7 und S 8 sind die sogenannten *Schaltbetriebsarten*. Bei ihnen setzt sich die auf die Spieldauer bezogene Verlustleistung infolge des Motorstroms aus zwei Anteilen zusammen. Ein Anteil (die sogenannte Schaltverlustleistung P_{vL1}) wird hervorgerufen durch Ausgleichströme, die in Verbindung mit beabsichtigten Drehzahländerungen durch sprunghafte Spannungsveränderungen auftreten. P_{vL1} wächst mit der Größe des Trägheitsmoments des Antriebssystems und dem während des Drehzahlausgleichvorgangs wirksamen Widerstandsmoment. Der zweite Anteil (P_{vL2}) wird durch die Belastung in den Zeitabschnitten mit konstanter Drehzahl hervorgerufen.

Ein Motor ist für die betreffende Betriebsart richtig ausgewählt, wenn folgende Bedingung erfüllt ist:

$$P_{vzul} \geq P_{vL1} + P_{vL2} \quad (51)$$

P_{vzul} zulässige Verlustleistung des gewählten Motormodells

Damit die Elektromotoren für den Schaltbetrieb die thermische Beanspruchung aushalten, die mit einer bestimmten Zahl von Schaltungen (Anläufe bei S 4, Anläufe und elektrische Bremsungen bei S 5, Reversierungen bei S 7 und Drehzahlverstellungen bei S 8) und der Belastung mit dem Nennmoment während eines Lastspiels verbunden sind, müssen sie für eine größere Verlustleistung ausgelegt werden, als es für die Nennbelastung bei stationärem Betrieb erforderlich wäre.

Die Höhe der zulässigen Schaltverluste wird in Form der zulässigen Schalthäufigkeit z ausgedrückt. Sie wird mit Angabe des sogenannten Schwungmomentfaktors

$$FJ = \frac{J_{\text{Mot}} + J_{\text{AM}}}{J_{\text{Mot}}} \quad (52)$$

auf ein bestimmtes Trägheitsmoment des Antriebssystems bezogen. Für den Schaltbetrieb werden fast ausnahmslos Asynchronmotoren eingesetzt.

1. Aussetzbetrieb mit Einfluß des Anlaufs auf die Motortemperatur (S 4)

Die Nennbetriebsart S 4 liegt vor, wenn der Motor während t_A das für den Anlauf, während t_B das bei konstanter Drehzahl n_W erforderliche Drehmoment aufbringen muß und während $t_P < T_{\Theta K}$ stillsteht (s. Bild 69d). Weiterhin muß er während des Belastungsspiels z_{vorh} Anläufe ausführen bei einem Schwungmomentfaktor FJ_{vorh} . Ein Motor ist für die Betriebsart S 4 richtig ausgewählt, wenn die Bedingungen

$$\begin{aligned} M_{\text{MN}} &\geq M_W \\ n_{\text{MN}} &\approx n_W \\ ED_{\text{stand}} &\geq ED_{\text{vorh}} \\ z_N &\geq z_{\text{vorh}} \\ FJ_N &\geq FJ_{\text{vorh}} \end{aligned} \quad (53)$$

erfüllt sind. Es empfiehlt sich, bei genaueren Rechnungen eine sich über die Spieldauer erstreckende Verlustleistungsbilanz aufzustellen und anhand des ausgewählten Motormodells zu überprüfen, ob die Bedingung

$$P_{\text{v zul}} \geq \frac{1}{T} \int_0^T p_v(t) dt \quad (54)$$

erfüllt ist.

2. Aussetzbetrieb mit Einfluß von Anlauf und Bremsung auf die Motortemperatur (S 5)

Es gilt hier das unter 1. Gesagte. Während des Zeitabschnitts t_{Br} tritt ein zusätzlicher Anteil der Schaltverlustleistung auf, der durch die elektrische Bremsung verursacht wird (s. Bild 69e).

3. Reversierbetrieb (S 7)

Diese Betriebsart liegt vor, wenn der Motor während t_A durch direktes Einschalten anläuft, während t_B ein konstantes Drehmoment M_{WR} bei der Drehzahl n_R aufbringen muß, während $t_{\text{Br}} + t_A$ durch Vertauschen zweier Phasen reversiert wird und während t_L wieder ein Drehmoment M_{WL} bei der Drehzahl ω_L aufbringen muß (s. Bild 69g). Die thermische Belastbarkeit von Asynchronmotoren der Nennbetriebsart S 7 wird durch die Leerschalthäufigkeit z_0 gekennzeichnet³⁾. Sie gibt die Zahl der Reversierungen durch Vertauschen zweier Zuleitungen je Stunde des unbelasteten Motors ohne zusätzliche Schwungmasse an, infolge der sich der Motor auf die gleiche Temperatur erwärmt wie bei Nennbelastung und Nenndrehzahl. z_0 ist damit lediglich eine Kenngröße des Motors. Die Schalthäufigkeit z des Antriebssystems muß gewöhnlich kleiner als z_0 sein, da durch die Arbeitsmaschine die Gesamtschwungmasse des Antriebssystems größer wird als die des Motors allein. Des weiteren muß vom Motor in den Zeitintervallen t_R und t_L , wo die Drehzahl konstant ist, und mitunter auch während des

Reversiervorgangs das Belastungsmoment aufgebracht werden. Durch beide Einflüsse vergrößert sich die im Motor in Wärme umgesetzte Verlustleistung, so daß der Motor unter diesen Bedingungen weniger oft je Zeiteinheit reversiert werden kann.

Für einige charakteristische Fälle lassen sich, ausgehend von einer Bilanzierung der zulässigen und auftretenden Verlustenergie, folgende Bedingungen formulieren [58]

$$z \leq z_0 \frac{J_{\theta M}}{J_{\theta ges}} \quad (55)$$

$$z \leq z_0 \left[1 - \left(\frac{P}{P_{MN}} \right)^2 \frac{t_R + t_L}{T} \right] \quad (56)$$

$$z \leq z_0 \left[1 - \left(\frac{P}{P_{MN}} \right)^2 \right] \quad (57)$$

Sie gelten unter folgenden Voraussetzungen

Gl. (55) — das Belastungsmoment ist vernachlässigbar

— durch die Arbeitsmaschine wird das Massenträgheitsmoment auf $J_{\theta ges}$ vergrößert.

Gl. (56) — der Reversiervorgang erfolgt im Leerlauf ($M_W = 0$)

— bei konstanter Drehzahl wird in Drehrichtung 1 während t_R und in Drehrichtung 2 während t_L vom Motor die konstante Leistung P abgegeben

— das Massenträgheitsmoment der Arbeitsmaschine ist vernachlässigbar.

Gl. (57) — wie Gl. (56)

— die Zeit für den Reversiervorgang ist wesentlich kleiner im Vergleich zu $t_R + t_L$. Folglich wird $t_R + t_L \approx T$.

4. Durchlaufbetrieb mit veränderlicher Drehzahl (S 8)

Diese Betriebsart liegt vor, wenn der Motor während t_A von einer Drehzahl n_1 auf eine Drehzahl n_2 hochläuft, während t_{B1} ein konstantes Drehmoment bei konstanter Drehzahl n_2 abgeben muß und während t_{B2} von der Drehzahl n_2 auf die Drehzahl n_1 abgebremst wird (s. Bild 69h). Die Kontrolle der Auswahl des Motormodells muß anhand der Verlustleistungsbilanz über ein Lastspiel erfolgen, s. Gl. (54). Die Nennbetriebsart S 8 bezieht sich vornehmlich auf polumschaltbare Asynchronmotoren.

Bestimmen der Nennleistung des Motormodells durch Zurückführen der zeitlich veränderlichen Belastung auf eine konstante effektive Belastung

In der betrieblichen Praxis ist es vielfach erforderlich, eine elektrische Maschine für eine Antriebsaufgabe einzusetzen, die durch eine sehr unregelmäßige Belastung gekennzeichnet ist. Mitunter muß auch überschlagen werden, ob eine vorhandene Maschine der Nennbetriebsart S1 (Dauerbetrieb) für eine andere Betriebsart eingesetzt werden kann. In beiden Fällen ist ein Vergleich der durch das vorliegende Lastspiel verursachten Verlustleistung

$$P_v = \frac{1}{T} \int_0^T p_v(t) dt \quad (58)$$

mit der zulässigen Verlustleistung P_{vzul} der elektrischen Maschine vorzunehmen, die eingesetzt werden soll.

Da die Leer-Verlustleistung einer elektrischen Maschine unabhängig von den Belastungsverhältnissen ist, genügt es, die während des vorliegenden Lastspiels auftretende, vom Quadrat des Belastungsstroms abhängige Verlustleistung zu bestimmen. Das geschieht indirekt über die Bestimmung des effektiven Motorstroms, des effektiven Motormoments oder der effektiven Motorleistung. Unter einer effektiven Größe ist eine zeitlich konstante Ersatzgröße, z. B. I_{Meff} , M_{Meff} oder P_{Meff} , zu verstehen, die aus der zugehörigen mit der Periode T veränderlichen Größe, z. B. $i_M(t)$, $m_M(t)$ oder $p_M(t)$, unter der Voraussetzung berechnet wird, daß beide während der Periodendauer T den gleichen Verlustleistungsanteil zur Folge haben. Für

die vom periodisch veränderlichen Motorstrom verursachte Verlustleistung P_v gilt:

$$P_v = \frac{1}{T} \int_0^t i_M^2(t) R dt \quad (59)$$

P_v kann man sich auch durch den zeitlich konstanten Motorstrom verursacht denken.

$$P_v = I_{M\text{eff}}^2 R \quad (60)$$

Durch Gleichsetzen der Gln. (59) und (60) folgt:

$$I_{M\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_M^2(t) dt} \quad (61)$$

Kann $i_M(t)$ näherungsweise während kleiner Zeitabschnitte als konstant angenommen werden, so kann das Integral durch die Summe ersetzt werden.

$$I_{M\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \sum_{n=1}^m i_n^2 \Delta t_n} \quad (62)$$

Die Berechnung der Summe gestaltet die Auswertung des vorliegenden Belastungsspiels sehr einfach.

Die Berechnung der Effektivwerte des Motormoments und der Motorleistung erfolgt in gleicher Weise wie für den Motorstrom.

Ist eine elektrische Maschine mit den Nenndaten P_{MN} , M_{MN} und I_{MN} vorhanden, so ist sie für ein vorgegebenes Belastungsspiel, gekennzeichnet durch $P_{M\text{eff}}$, $M_{M\text{eff}}$ und $I_{M\text{eff}}$, richtig bemessen, wenn folgende Bedingungen erfüllt sind:

1. Synchronverhalten:

$$P_{MN} \geq P_{M\text{eff}} \quad \text{oder}$$

$$M_{MN} \geq M_{M\text{eff}} \quad \text{oder}$$

$$I_{MN} \geq I_{M\text{eff}}$$

2. Nebenschlußverhalten

$$M_{MN} \geq M_{M\text{eff}} \quad \text{oder}$$

$$I_{MN} \geq I_{M\text{eff}}$$

3. Reihenschlußverhalten

$$I_{MN} \geq I_{M\text{eff}}$$

Ist die zur Kontrolle herangezogene Bedingung nicht erfüllt, so hat die zur Verfügung stehende elektrische Maschine eine zu geringe Nennleistung bzw. ein zu geringes Motornennmoment oder einen zu geringen Motornennstrom.

Die Methode des effektiven Stroms setzt die Kenntnis der Funktion $I_M = f(M_M)$ des auszuwählenden Motors voraus. Das bedingt, daß der Rechnungsgang zur Berechnung des effektiven Stroms für ein vorgegebenes Belastungsspiel mehrere Male mit Maschinen unterschiedlichen Nennstroms durchgeführt werden muß. Die Auswahl eines Motormodells mittels der genannten Effektivwertmethoden setzt voraus, daß während des Belastungsspiels die zulässige Drehmomentüberlastbarkeit der einzusetzenden Maschine nicht überschritten wird. Sie können weiterhin nur angewendet werden, wenn die innerhalb des Belastungsspiels auftretenden Belastungszeiten $t_B \gg T_\theta$ der betreffenden Maschine sind.

Sollen elektrische Maschinen der Nennbetriebsart S 1 für eine Schaltbetriebsart eingesetzt werden, so ist wegen der geringeren mechanischen Festigkeit der Wicklungen, im Vergleich zu

einer Maschine, die für den Schaltbetrieb ausgelegt worden ist, eine Vereinbarung mit dem Hersteller über die zulässige Schalthäufigkeit erforderlich.

Festlegen des Motornennmoments nach dem maximalen Widerstandsmoment (Drehmomentüberlastbarkeit)

Das erforderliche maximale Motormoment muß in jedem Fall kleiner als das höchstzulässige Motormoment M_{MK} sein. Die Mindestwerte der höchstzulässigen Motormomente sind standardisiert³⁾ (s. a. 5.2.2.).

Bei Antrieben mit wesentlichen Schwungmassen (Schwungradantrieben) kann das maximal erforderliche Motormoment kleiner sein als das maximale Widerstandsmoment. Das zulässige Verhältnis ist abhängig vom Schwungmoment des Antriebs, von der Härte der Ω, M_M -Kennlinie des Motors sowie der Zeit t_w , in der das maximale Widerstandsmoment wirksam ist.

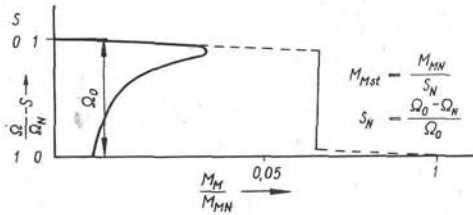


Bild 71. Darstellung des ideellen Stillstands Moments

Hierzu die folgende Betrachtung: Ein Elektromotor mit Nebenschlußverhalten, dessen Ω, M_M -Kennlinie (Bild 71) nach Gl. (63)

$$\Omega/\Omega_0 = 1 - M_M/M_{Mst} \tag{63}$$

$$\Omega/\Omega_0 = 1 - (M_M/M_{MN}) s_N$$

verläuft, treibt eine Arbeitsmaschine an. Er ist während $t < t_1$ mit M_{W1} belastet und läuft mit der Drehzahl Ω_1 (Bild 72a). Zum Zeitpunkt $t = t_1$ ändert sich M_W sprunghaft von M_{W1} auf M_{W2} . Infolge der Trägheit der rotierenden Massen kann sich die Drehzahl nicht sprunghaft von Ω_1 auf Ω_2 ändern. Sie verläuft in diesem Intervall (Bild 72b) nach:

$$\Omega/\Omega_0 = (1 - M_{W2}/M_{Mst}) + [(M_{W2} - M_{W1}) e^{-t/T_{Mst}}]/M_{Mst} \tag{64}$$

T_{Mst} ist die Anlaufzeitkonstante. Sie ist wie folgt definiert:

$$T_{Mst} = I_{ges} \Omega_0 / M_{Mst} \tag{65}$$

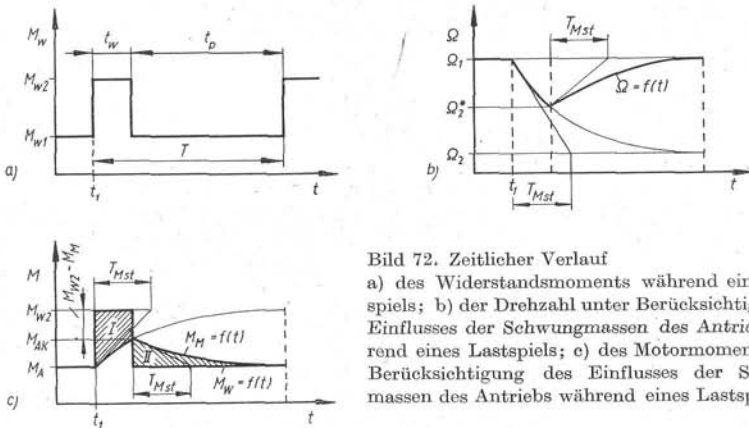


Bild 72. Zeitlicher Verlauf

a) des Widerstandsmoments während eines Lastspiels; b) der Drehzahl unter Berücksichtigung des Einflusses der Schwungmassen des Antriebs während eines Lastspiels; c) des Motormoments unter Berücksichtigung des Einflusses der Schwungmassen des Antriebs während eines Lastspiels

Nach Gl. (64) erreicht der Antrieb die zu M_{W_2} gehörige Drehzahl Ω_2 theoretisch nach $t = \infty$, praktisch mit ausreichender Genauigkeit nach $t = 3T_{Mst}$. Das Motormoment verläuft in diesem Intervall (Bild 72c) nach

$$M_M = M_{W_2} - (M_{W_2} - M_{W_1}) e^{-t/T_{Mst}} \quad (66)$$

Das Verschwinden des Klammerausdrucks in Gl. (66) für $t = t_w \geq 3T_{Mst}$ bedeutet, daß nach Ablauf dieser Zeit $M_{MK} \geq M_{W_2}$ sein muß. Andernfalls wird der Motor mechanisch überlastet. Für $t = t_w \leq 3T_{Mst}$ dagegen kann $M_{MK} \leq M_{W_2}$ sein. Bei vorgegebenem Widerstandsmoment M_{W_2} darf M_{MK} um so kleiner sein, je kleiner der Exponent t/T_{Mst} in Gl. (66) und (65) ist, d. h. je größer T_{Mst} und je kleiner $t = t_w$ ist. Aus Gl. (65) geht hervor, daß T_{Mst} durch Erhöhung des I_{ges} des Antriebs (Anordnung eines Schwungrads und Vergrößerung des Schlupfes, Verringerung der Härte der Ω, M_M -Kennlinie) vergrößert werden kann. Praktisch bedeutet diese Erkenntnis, daß M_{MK} und damit auch M_{MN} des Motors bei vorgegebenem M_{W_2} und t_w um so kleiner sein kann, je größer die Anlaufzeitkonstante T_{Mst} ist. Für $t_w \leq 0,5T_{Mst}$ gilt angenähert

$$M_{MK} = M_{W_2} t_w / T_{Mst} \quad (67)$$

Die Drehmomentdifferenz $M_{W_2} - M_M$ zu jedem Zeitpunkt des Belastungsstoßes wird von den Schwungmassen des Antriebs aufgebracht. Die bei der Drehzahländerung von Ω_1 auf Ω_2 freiwerdende Energie ist

$$\Delta W = (\Omega_1^2 - \Omega_2^2) 2\pi I_{\theta ges} \quad \left| \begin{array}{ccc} \Delta W & \Omega_{1;2} & I_{\theta ges} \\ W_s & s^{-1} & Nms^2 \end{array} \right| \quad (68)$$

Motormoment und Schwungmoment müssen so aufeinander abgestimmt sein, daß die zur Verfügung stehende Pausenzeit t_p dazu ausreicht, die Schwungmassen wieder auf den der Drehzahl Ω_1 entsprechenden Energieinhalt aufzuladen. Die Flächen I und II (s. Bild 72c) müssen gleich sein. Wenn t_p zu klein ist, tritt eine Energieverarmung ein. Der Antriebsmotor wird überlastet. Wie aus Gl. (68) hervorgeht, ist der Energieinhalt einer rotierenden Schwungmasse vom Quadrat der Drehzahl abhängig. Daraus folgt, daß eine Schwungmasse um so wirksamer ist, je höher ihre Drehzahl liegt. Bei Antrieben mit stoßförmiger Belastung, z. B. Pressen- und Scherenantrieben, kann die zusätzliche Schwungmasse relativ klein gehalten werden, wenn man sie mit einer möglichst hohen Drehzahl betreibt. Sie wird hier direkt auf die Motorwelle gesetzt. Um die Schwungmasse bei Belastungsstößen voll wirksam werden zu lassen, verwendet man DS-AS-Motoren mit Schlupfrotoren. Sie haben eine weiche Ω, M_M -Kennlinie (s. Bild 50, Kennlinie I). Beim ILGNER-Umformer (s. Bild 22), der noch vielfach als Stellglied von Fördermaschinen und Umkehr-Walzenstraßenantrieben verwendet wird, ist das Schwungrad auf der Umformervelle ($n = 500 \text{ min}^{-1}$) angeordnet. Wegen der häufigen Drehrichtungsumkehr und der niedrigen Drehzahl ($n < 100 \text{ min}^{-1}$) ist eine Anordnung auf der Motorwelle nicht sinnvoll. Bei dieser Anordnung müssen zwar der Gleichstrommotor und der Steuergenerator für das maximale Widerstandsmoment ausgelegt werden, der als Antriebsmotor des Umformers eingesetzte DS-AS-Motor (SchL) kann dagegen kleiner gehalten werden. Damit man eine „weiche“ Ω, M_M -Kennlinie erhält, wird ein zusätzlicher Widerstand für die Dauer des Belastungsstoßes in den Rotorkreis geschaltet. In den meisten Fällen muß der Antriebsmotor jedoch nicht nach dem maximalen Widerstandsmoment, sondern nach der zulässigen thermischen Belastung bemessen werden.

6. Automatische Steuerung elektrischer Antriebe mit Gleichstrommotoren

Aufbauend auf der einführenden Behandlung der Steuerungs- und Regelungstechnik in [13] soll hier auf einige Besonderheiten eingegangen werden, die spezifisch für die automatische Steuerung von elektromotorischen Antrieben sind. Dabei sollen offene Wirkungsketten nur in dem Maße behandelt werden, wie es zum Verständnis der geschlossenen Wirkungsketten (der Regelkreise) erforderlich ist. Die nachfolgenden Ausführungen beschränken sich fernerhin auf lineare Regelungen mit analogem stetigem Signal und auf solche, die näherungsweise so betrachtet werden können. Auf dem Antriebsgebiet werden derartige Regelungen vornehmlich mit Gleichstromnenschlußmotoren und für die Zwecke der elektrischen Traktion auch mit Gleichstromreihenschlußmotoren ausgeführt. Als Stellglieder gelangen LEONARD-Umformer und in immer größerem Umfang netz- und zwangsgelöschte Stromrichteranordnungen zum Einsatz.

Um den Leser in die Lage zu versetzen, den Entwurf eines einfachen geregelten Antriebs selbständig durchzuführen, werden vorerst die regelungstechnischen Eigenschaften der in der Praxis am häufigsten anzutreffenden Bauelemente von geregelten elektrischen Antrieben beschrieben. Daran anschließend wird mittels des Verfahrens der logarithmischen Amplituden- und Phasenfrequenzkennlinien (BODE-Diagramm) gezeigt, welche Reglereinstellung zu wählen ist, damit der Antriebsregelkreis das gewünschte statische und dynamische Verhalten erhält. Hierauf folgen einige Bemerkungen zur Wahl einer zweckmäßigen Struktur eines Antriebsregelkreises.

Die Beschreibung einiger Grundschaltungen geregelter Antriebe beschließt diesen Abschnitt.

Eine eingehendere Behandlung des geregelten elektrischen Antriebs findet der Leser in [7, 44, 58].

6.1. Regelungstechnische Beschreibung der wesentlichen Bauelemente von Antriebsregelkreisen

6.1.1. Fremderregter Gleichstromnebenschlußmotor

6.1.1.1. Übertragungsfunktion und Sprungantwort

Die Übertragungsfunktion (ÜTF) ist der Quotient aus den Laplacetransformierten der Ausgangsgröße und der Eingangsgröße des Systems bei verschwindenden Anfangsbedingungen und keinen weiteren Eingangsgrößen [16]. Die Sprungantwort ist die Übergangsfunktion der Ausgangsgröße des Systems bei sprunghaftiger Veränderung der Eingangsgröße.

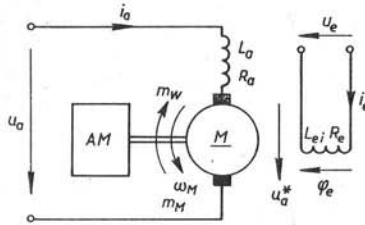


Bild 73. Ersatzschaltbild des fremderregten Gleichstromnebenschlußmotors

Ausgangspunkt der Untersuchungen des nichtstationären Verhaltens ist das Ersatzschaltbild des fremderregten Gleichstromnebenschlußmotors (Bild 73). Im Ersatzschaltbild bedeuten:

R_a Ankerkreiswiderstand (einschließlich des Anteils der Spannungsquelle), L_a Ankerkreisinduktivität (einschließlich der Spannungsquelle), m_w Widerstandsmoment (einschließlich Verlustmoment des Motors), m_M inneres Motormoment, ω_M mechanische Winkelgeschwindigkeit, I_θ Massenträgheitsmoment des Antriebssystems bezogen auf die Drehzahl der Motorwelle, i_a Strom im Ankerkreis, u_a Motorklemmenspannung, u_a^* Spannung über dem Anker des Motors, u_e Erregerklemmenspannung, i_e Strom im Erregerkreis, φ_e magnetischer Fluß im Erregerkreis, R_e Widerstand der Erregerwicklung, L_e Induktivität der Erregerwicklung.

Unter Anwendung der Grundgleichungen für konstanten Erregerfluß

$$u_a^*(t) = c\Phi_{e0}\omega_M(t) \quad (69)$$

$$m_M(t) = c\Phi_{e0}i_a(t) \quad (70)$$

$$m_B(t) = I_\theta \frac{d\omega_M}{dt} \quad (71)$$

erhält man anhand des Ersatzschaltbilds folgende Differentialgleichungen:

$$\frac{u_a(t)}{R_a} = i_a(t) + \frac{L_a}{R_a} \frac{di_a}{dt} + c\Phi_{e0}\omega_M(t) \quad (72)$$

$$\frac{u_a(p) - u_a^*(p)}{R_a} = i_a(p) (1 + pT_a) \quad \text{mit} \quad T_a = \frac{L_a}{R_a} \quad (73)$$

$$\frac{u_e(t)}{R_e} = i_e(t) + \frac{L_e}{R_e} \frac{di_e}{dt} \quad (74)$$

$$\frac{u_e(p)}{R_e} = i_e(p) (1 + pT_e) \quad \text{mit} \quad T_e = \frac{L_e}{R_e} \quad (75)$$

$$\frac{(c\Phi_{e0})^2}{R_a} \cdot \frac{R_a I_\theta}{(c\Phi_{e0})^2} \frac{d\omega_M(t)}{dt} = c\Phi_{e0} i_a(t) \pm m_w(t) \quad (76)$$

$$\frac{(c\Phi_{e0})^2}{R_a} \cdot T_m p \omega_M(p) = c\Phi_{e0} i_a(p) \pm m_w(p) \quad \text{mit} \quad T_m = \frac{R_a I_\theta}{(c\Phi_{e0})^2} \quad (77)$$

Da das physikalisch reale System „Gleichstromnebenschlußmotor“ nichtlinear ist, d. h. die Induktivitäten und ohmschen Widerstände Funktionen der Ströme in den betreffenden Stromkreisen sind, der Erregerhauptfluß entsprechend der Magnetisierungskennlinie des Erregerkreises in einem nichtlinearen Zusammenhang mit dem Erregerstrom steht und außerdem infolge der Ankerrückwirkung vom Ankerstrom abhängig ist, sind die Koeffizienten in den Differentialgleichungen (72), (74) und (76) jeweils nur in einem Arbeitspunkt konstant. Sie sind von Arbeitspunkt zu Arbeitspunkt verschieden. Die Beschreibung des dynamischen Verhaltens mit Hilfe von linearen Differentialgleichungen mit konstanten Koeffizienten ist folglich nur arbeitspunktabhängig möglich und beschränkt sich auf die Ermittlung des zeitlichen Verhaltens der interessierenden Variablen (z. B. Ankerstrom, Drehzahl) bei hinreichend kleinen Abweichungen vom jeweils interessierenden Arbeitspunkt.

Ausgehend von den laplacetransformierten Differentialgleichungen (73) und (77) kann das Signalflußbild der fremderregten Gleichstromnebenschlußmaschine für konstanten Erregerfluß Φ_{e0} (Bild 74) aufgestellt werden. Es läßt sich vereinfachen, wenn i_a und ω_M nicht von Interesse sind (Bild 75).

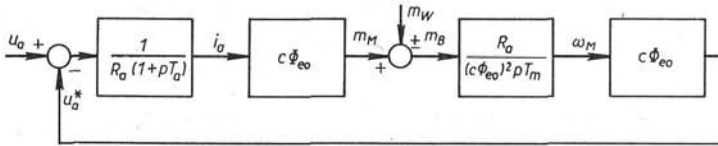


Bild 74. Signalflußbild des fremderregten Gleichstromnebenschlußmotors für konstanten Haupterregfluß Φ_{e0}

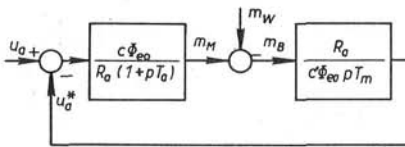


Bild 75. Vereinfachtes Signalflußbild des fremderregten Gleichstromnebenschlußmotors für konstanten Haupterregfluß Φ_{e0}

Bei variablem Erregerfluß treten in den Grundgleichungen (69) und (70) Produkte von 2 variablen Größen auf. Die Beschreibung des dynamischen Verhaltens mit Hilfe von linearen Differentialgleichungen mit konstanten Koeffizienten in einem Arbeitspunkt ist dann nur möglich, wenn diese Produkte nach folgender Vorschrift linearisiert werden.

$$Z(t) = X(t) Y(t)$$

$$\begin{aligned} Z_0 + \Delta z(t) &= (X_0 + \Delta x(t)) (Y_0 + \Delta y(t)) \\ &= X_0 Y_0 + X_0 \Delta y(t) + Y_0 \Delta x(t) + \Delta x(t) \Delta y(t) \end{aligned}$$

$$\Delta z(t) \approx X_0 \Delta y(t) + Y_0 \Delta x(t) \quad (78)$$

Tafel 1. Übertragungsverhalten des fremderregten Gleichstromnebenschlußmotors

Lfd. Nr.	Ein-gangsgröße	Aus-gangsgröße	A Übertragungsfunktion	B Konstanten der Übertragungsfunktion
1	u_a	ω	$\frac{\omega(p)}{u_a(p)} = \frac{k_{u\omega}}{1 + pT_m + p^2T_mT_a}$	$k_{u\omega} = \frac{1}{c\Phi_{e0}}; T_a = \frac{L_a}{R_a}; T_m = \frac{I_\Theta R_a}{(c\Phi_{e0})^2}$
2	u_a	ω	$\frac{\omega(p)}{u_a(p)} = \frac{k_{u\omega}}{1 + pT_m}$ (für $T_a = 0$)	siehe unter 1 B
3	u_a	i_a	$\frac{i_a(p)}{u_a(p)} = \frac{k_{ui}pT_m}{1 + pT_m + p^2T_mT_a}$	$k_{ui} = \frac{1}{R_a}; T_a \text{ und } T_m \text{ siehe unter 1 B}$
4	u_a	i_a	$\frac{i_a(p)}{u_a(p)} = \frac{k_{ui}pT_m}{1 + pT_m}$ (für $T_a = 0$)	siehe unter 3 B
5	m_w	ω	$\frac{\omega(p)}{m_w(p)} = -\frac{k_{m\omega}(1 + pT_a)}{1 + pT_m + p^2T_mT_a}$	$k_{m\omega} = \frac{R_a}{(c\Phi_{e0})^2}; T_a \text{ und } T_m \text{ siehe unter 1 B}$
6	m_w	ω	$\frac{\omega(p)}{m_w(p)} = -\frac{k_{m\omega}}{1 + pT_m}$ (für $T_a = 0$)	siehe unter 5 B
7	m_w	i_a	$\frac{i_a(p)}{m_w(p)} = \frac{k_{mi}}{1 + pT_m + p^2T_mT_a}$	$k_{mi} = \frac{1}{c\Phi_{e0}}; T_a \text{ und } T_m \text{ siehe unter 1 B}$
8	m_w	i_a	$\frac{i_a(p)}{m_w(p)} = \frac{k_{mi}}{1 + pT_m}$ (für $T_a = 0$)	siehe unter 7 B

C Gleichung der Sprungantwort

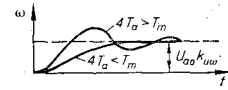
D Konstanten der Sprungantwort

E Grafische Darstellung der Sprungantwort

$$\omega(t) = U_{a0} k_{u\omega} \left(1 - \frac{T_I}{T_I - T_{II}} e^{-\frac{t}{T_I}} + \frac{T_{II}}{T_I - T_{II}} e^{-\frac{t}{T_{II}}} \right)$$

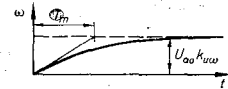
$$T_I = \frac{1}{\frac{1}{2T_a} - \sqrt{\frac{1}{4T_a^2} - \frac{1}{T_a T_m}}}$$

$$T_{II} = \frac{1}{\frac{1}{2T_a} + \sqrt{\frac{1}{4T_a^2} - \frac{1}{T_a T_m}}}$$



$$\omega(t) = U_{a0} k_{u\omega} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_m}} \right)$$

siehe unter 1 B



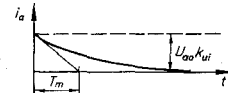
$$i_a(t) = U_{a0} k_{ui} \frac{T_I + T_{II}}{T_I - T_{II}} \left(e^{-\frac{t}{T_I}} - e^{-\frac{t}{T_{II}}} \right)$$

siehe unter 1 D



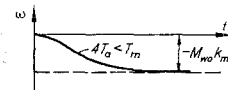
$$i_a(t) = U_{a0} k_{ui} e^{-\frac{t}{T_m}}$$

siehe unter 1 B



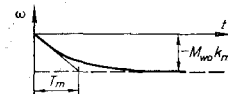
$$\omega(t) = -M_{w0} k_{m\omega} \left(1 - \frac{T_I^2}{T_I^2 - T_{II}^2} e^{-\frac{t}{T_I}} + \frac{T_{II}^2}{T_I^2 - T_{II}^2} e^{-\frac{t}{T_{II}}} \right)$$

siehe unter 1 D



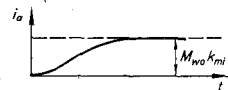
$$\omega(t) = -M_{w0} k_{m\omega} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_m}} \right)$$

siehe unter 1 B



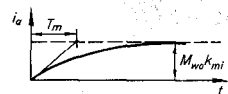
$$i_a(t) = M_{w0} k_{mi} \left(1 - \frac{T_I}{T_I - T_{II}} e^{-\frac{t}{T_I}} + \frac{T_{II}}{T_I - T_{II}} e^{-\frac{t}{T_{II}}} \right)$$

siehe unter 1 D



$$i_a(t) = M_{w0} k_{mi} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_m}} \right)$$

siehe unter 1 B



In Bild 76 ist das Signalflußbild der fremderregten Gleichstrommaschine für variablen Erregerfluß angegeben.

Die Signalflußbilder sind Ausgangspunkte für die Aufstellung interessierender Übertragungsfunktionen des fremderregten Gleichstromnebenschlußmotors. In Tafel 1, Spalte A, sind diese für konstante Erregung zusammengestellt. Für variable Erregung müssen sie anhand des Signalflußbilds (Bild 76) abgeleitet werden.

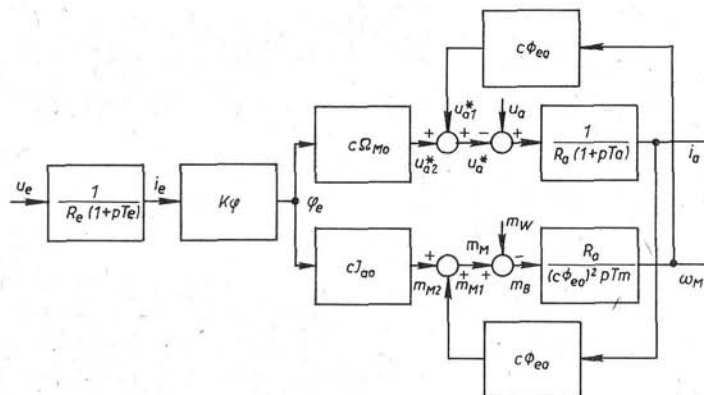


Bild 76. Signalflußbild des fremderregten Gleichstromnebenschlußmotors für veränderlichen Haupterregfluß

Die ÜTF sind erforderlich zur Untersuchung der Stabilität und des dynamischen Verhaltens von Regelkreisen, in denen Gleichstromnebenschlußmotoren eingesetzt werden. Sie sind Ausgangspunkt zur Berechnung der verschiedenartigen Übergangsfunktionen. Für den Gleichstromnebenschlußmotor sind die Sprungantworten in Spalte C der Tafel 1 dargestellt. In Spalte E sind die Verläufe der Sprungantworten qualitativ dargestellt.

Oszillographisch aufgenommene Sprungantworten dienen vornehmlich zur schnellen Bestimmung der Übertragungsfaktoren und Zeitkonstanten des Systems.

Methoden zur Aufnahme und Auswertung von Sprungantworten sowie zur Ermittlung von Kennwerten bei Gleichstromnebenschlußmaschinen findet man in [18, 27, 43] und [49].

6.1.1.2. Spezielle Anforderungen an die Gleichstromnebenschlußmaschine infolge des geregelten Betriebs

Damit die einwandfreie Funktion des Regelkreises, in dem ein Gleichstromnebenschlußmotor enthalten ist, gesichert werden kann, muß dieser Motor gegenüber dem normalen Betrieb eine Reihe zusätzlicher Forderungen erfüllen.

Spannungsüberhöhung im Anker- und Erregerkreis

Durch die Regelung erzielbare schnelle Drehzahländerungen sind gleichbedeutend mit einer guten Dynamik. Sie haben schnelle Drehmomentänderungen des Antriebsmotors zur Voraussetzung, die ihrerseits nur durch schnelle Ankerstrom- und (oder) schnelle Erregerstromänderungen erzielt werden können. Da im Anker- und Erregerkreis wesentliche Induktivitäten vorhanden sind, können schnelle Anker- bzw. Erregerstromänderungen nur durch wesentliche Erhöhungen der zugeordneten Spannung über den Betrag hinaus erzielt werden, der zur Aufrechterhaltung des stationären Stroms notwendig ist (Prinzip der Stoßerregung). Insbesondere können dabei die entsprechenden Nennspannungen überschritten werden. Es ist von Fall zu Fall zu klären, ob die bei der Regelung auftretende Spannungsüberhöhung die maximal zulässige Spannung der Maschine überschreitet. In analoger Weise gelten diese Überlegungen auch für die Stellglieder, die diese Spannungen bereitstellen müssen [17, 29].

Andererseits ist zu bemerken, daß ein Regelkreis nur in dem Bereich ordnungsgemäß funktioniert, in dem sich die Spannung im erforderlichen Maße ausbilden kann. Das gilt auch für alle anderen veränderlichen Größen im Regelkreis. Kommt eine Größe in die Begrenzung, so erscheint der Regelkreis in seiner Wirkungsweise für diesen Zeitabschnitt als geöffnet, er ist als offene Wirkungskette zu betrachten.

Zulässige Ankerstromänderungsgeschwindigkeit [12, 22]

Die unabhängig von der Belastung einwandfreie Kommutierung bei der Gleichstrommaschine wird u. a. dadurch erreicht, daß in jedem Zeitpunkt der dem Ankerstrom proportionalen Reaktanzspannung in den von den Bürsten kurzgeschlossenen Spulen eine gleich große, entgegengesetzt gerichtete Spannung induziert wird. Sie wird über den dem Ankerstrom proportionalen Wendepolfluß aufgebaut. Je nach Dauer und Stärke der Störung dieses Gleichgewichts tritt eine Verschlechterung der Kommutierung ein. Störungen dieser Art treten bei schnellen Änderungen des Ankerstroms durch Ausgleichvorgänge infolge des geregelten Betriebs und durch Oberwellen bei Stromrichterspeisung auf. Die dadurch hervorgerufenen schnellen Änderungen des Wendepolflusses haben Wirbelströme zur Folge, die eine Phasennacheilung des resultierenden Wendepolflusses gegenüber dem die Wendepolwicklung durchfließenden Ankerstrom verursachen. Maßnahmen zur Verhinderung dieses Effekts sind die Begrenzung der Stromänderungsgeschwindigkeit und die konstruktive Veränderung der Gleichstrommaschine in der Weise, daß sie bei der auftretenden Stromänderungsgeschwindigkeit ordnungsgemäß kommutiert. Die Begrenzung der Stromänderungsgeschwindigkeit geschieht durch regelungstechnische Maßnahmen, wenn die Stromänderung durch die Regelung verursacht wird, und durch die entsprechende Bemessung der Glättungsdrosselspule, wenn die Stromänderung infolge Stromrichterspeisung des Motors auftritt. Die konstruktive Gestaltung der Gleichstrommaschine zur Erhöhung der zulässigen Stromänderungsgeschwindigkeit erfolgt dadurch, daß der magnetische Wendepolkreis lamelliert ausgeführt wird.

Die zulässigen Stromänderungsgeschwindigkeiten sind von der Maschinengröße abhängig. Sie liegen bei Gleichstromnebenschlußmaschinen mit massivem Wendepolkreis bei etwa 20 kA/s und bei solchen mit lamelliertem Joch bei etwa 150 kA/s. Genaue Angaben sind bei dem zuständigen Motorenhersteller einzuholen.

Einfluß der Stromrichterspeisung auf die Erhöhung der Verlustleistung [3]

Bei der Gleichstrommaschine wird die Erwärmung bekanntlich durch den Effektivwert des Ankerstroms und das Drehmoment durch dessen Mittelwert bestimmt. Bei Betrieb des Motors an einer Batterie und weitgehend auch an einem Gleichstromgenerator sind Effektivwert und Mittelwert gleich. Ein nach der Methode des effektiven Drehmoments ausgewähltes Motormodell ist hier sowohl bezüglich des erforderlichen Drehmoments als auch bezüglich der zulässigen Erwärmung richtig ausgewählt. Bei Speisung des Motors von einem Stromrichter wird der Effektivwert des Ankerstroms größer als der Mittelwert. In solchen Fällen muß die Maschine nach dem Effektivwert des Ankerstroms ausgewählt werden. Die damit verbundene Überdimensionierung des Motormodells bezüglich des Drehmoments ist nicht zu umgehen. Sie wächst mit abnehmender Pulszahl der Stromrichteranordnung. Sie kann durch Einschalten einer Glättungsdrosselspule um so geringer gehalten werden, je größer man deren Induktivität wählt. Aus diesem Grunde und zur Begrenzung der Stromänderungsgeschwindigkeit infolge der Ankerstromoberwellen wird die Glättungsinduktivität im Ankerkreis eines stromrichtergespeisten Gleichstromantriebs gewöhnlich so bemessen, daß die Stromwelligkeit

$$W_{\text{I eff}} = \frac{I_{\text{a eff}} - I_{\text{a Nm}}}{I_{\text{a Nm}}} \cdot 100 \quad \left| \begin{array}{l} W \\ \% \end{array} \right| \quad \left| \begin{array}{l} I \\ A \end{array} \right|$$

bei dem Mittelwert des Nennankerstroms $I_{\text{a Nm}} < 5\%$ ist. Bei Gleichstrommaschinen, die speziell für Stromrichterspeisung ausgelegt sind, läßt man größere Werte, und zwar etwa 10...15%, zu. Bei drehzahlgeregelten stromrichtergespeisten Gleichstromantrieben muß in jedem Falle überprüft werden, ob die im Hinblick auf die Einhaltung der zulässigen Ankerstromwelligkeit festgelegte Induktivität der Glättungsdrosselspule ausreichend groß ist, damit der kleinste im stationären Betrieb auftretende Ankerstrom noch größer ist als der be-

treffenden Aussteuerung zugeordnete Gleichstrommittelwert an der *Lückgrenze*. Gegebenenfalls ist die zuletzt genannte Bedingung dominierend und muß der Festlegung der erforderlichen Glättungsinduktivität zugrunde gelegt werden.

Die Festlegung der erforderlichen Glättungsinduktivität unter Berücksichtigung der genannten Bedingungen wird in [49] näher erläutert.

6.1.2. Gleichstromreihenschlußmotor

Die Anwendung des Gleichstromreihenschlußmotors in geregelten Antriebssystemen bleibt fast ausschließlich auf das Gebiet der elektrischen Triebfahrzeuge beschränkt. Es sollen deshalb zur Kennzeichnung des Übertragungsverhaltens lediglich das Ersatzschaltbild (Bild 77), die zur Aufstellung des Signalflußbildes erforderlichen Gleichungen (79) ... (83)

$$u_a^*(t) = c\varphi_e(t) \cdot \omega_M(t) \quad (79)$$

$$m_M(t) = c\varphi_e(t) \cdot i_a(t) \quad (80)$$

$$\varphi_e(t) = k i_a(t) \quad (81)$$

$$u_a(t) = i_a(t) R_a + L_a \frac{d i_a(t)}{dt} \quad (82)$$

$$m_B(t) = I_\theta \frac{d\omega_M(t)}{dt} \quad (83)$$

sowie das Signalflußbild (Bild 78), das man nach Linearisierung der Produkte zweier zeitlich veränderlicher Größen (Gl. (79) und (80)) anhand der Gln. (79) ... (83) erhält, angegeben werden.

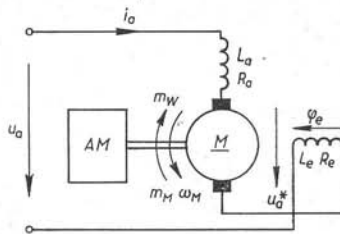


Bild 77. Ersatzschaltbild des Gleichstromreihenschlußmotors

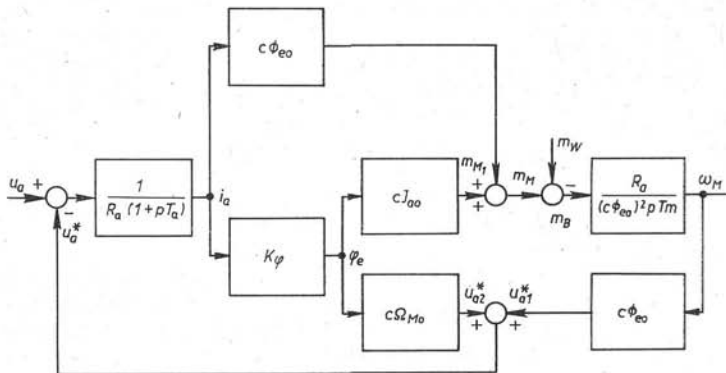


Bild 78. Signalflußbild des Gleichstromreihenschlußmotors mit Linearisierung der Multiplikationsstellen

6.1.3. Gleichstromnebenschlußgenerator

Als Bestandteil von Maschinenumformern (LEONARD- und LGNER-Umformer) wird der über die Erregung gesteuerte Gleichstromnebenschlußgenerator noch häufig als Stellglied, d. h. als Quelle einer steuerbaren Gleichspannung eingesetzt (Bild 79). In diesem Zusammenhang interessiert das Übertragungsverhalten, wenn die Erregerspannung als Eingangsgröße auftritt und die Leerlaufankerspannung als Ausgangsgröße anzusehen ist. Aus den Gln. (84)–(86):

$$u_e(t) = i_e(t) R_e + L_e \frac{di_e}{dt} \quad (84)$$

$$\varphi_e(t) = k\varphi i_e(t) \quad (85)$$

$$u_a^*(t) = c\varphi_e(t) \omega_G \quad (86)$$

folgt das in Bild 80 angegebene Signalflußbild.

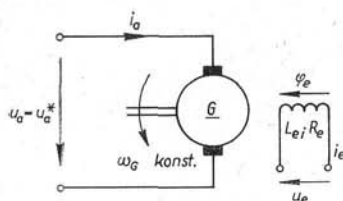


Bild 79. Ersatzschaltbild des fremderregten Gleichstromnebenschlußgenerators

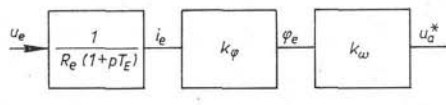


Bild 80. Signalflußbild des fremderregten Gleichstromnebenschlußgenerators

Die analytische Beschreibung des Übertragungsverhaltens wird ähnlich der des Gleichstromreihenschlußmotors relativ kompliziert, wenn eine eventuell vorhandene Kompoundwicklung in die Betrachtung einbezogen werden soll. Die Möglichkeit der Stromrichtumkehr lediglich durch Verringern der inneren Generatorspannung bildet den großen Vorteil des Steuer-generators gegenüber einer einfachen Stromrichterordnung im Ankerkreis.

Bei neuzeitlichen geregelten Antrieben mit einem Steuergenerator als Stellglied wird zum Verstellen der Erregerspannung in den meisten Fällen eine steuerbare Stromrichterordnung eingesetzt. Wird neben der Umkehr der Stromrichtung im Ankerkreis eine Umkehr der Generatorspannung verlangt, so muß der Stromrichter im Erregerkreis so angeordnet werden, daß eine Umkehr der Erregerspannung und der Erregerstromrichtung möglich ist (Einsatz eines Umkehrstromrichters). Bei Einsatz einer Stromrichterordnung für eine Stromrichtung besteht die Möglichkeit des mechanischen Umschaltens der Erregerspannung.

Der stetige Preisrückgang für Thyristoren und Steuereinrichtungen auf Halbleiterbasis sowie die bekannten Nachteile eines rotierenden Umformers haben dazu geführt, daß der Steuergenerator in Antriebsregelkreisen in zunehmendem Maße im gesamten Leistungsbereich von entsprechenden Stromrichterordnungen verdrängt wird.

6.1.4. Stromrichterordnungen

6.1.4.1. Übertragungsverhalten

Aufgrund ihrer Wirkungsweise sind alle steuerbaren netz-*) und selbstgelöschten**) Stromrichterordnungen [55] mit Gleichspannungsausgang einschließlich ihrer Steuereinrichtungen unstetig arbeitende Elemente. Regelkreise mit solchen Elementen sind im Sinne der Regelungs-

*) Netzgelöschte Stromrichteranlagen sind solche, bei denen die Löschung der Ventile beim Nulldurchgang des Stroms erfolgt, der von der sinusförmig veränderlichen Netzspannung erzwungen wird.

**) Selbstgelöschte Stromrichteranlagen sind solche, bei denen die Löschung der Ventile vornehmlich durch Zwangslöschsicherungen bewirkt wird.

theorie als nichtlineare Abtastsysteme zu betrachten ([15] und [37]). Für die Mehrzahl der in der Praxis vorkommenden Fälle kann die Stromrichteranordnung einschließlich Steuereinrichtung bei kleinen Änderungen des Zündwinkels um den Arbeitspunkt als Totzeitglied mit der Totzeit T_t und dem Verstärkungsfaktor k_s aufgefaßt werden, wobei die Steuerspannung u_{st} als Eingangsgröße und die Gleichspannung $u_{d\alpha}$ als Ausgangsgröße auftreten.

$$\frac{u_{d\alpha}(p)}{u_{st}(p)} = k_s e^{-pT_t} \quad (87)$$

Folgende Näherung, die durch Reihenentwicklung von e^{-pT_t} entsteht, ist vielfach anwendbar.

$$\frac{u_{d\alpha}(p)}{u_{st}(p)} = \frac{k_s}{1 + pT_t} \quad (88)$$

Anhand der Frequenzkennlinien, die von den beiden ÜTF nach Gl. (87) und (88) abzuleiten sind, kann leicht festgestellt werden, daß die Näherung im Frequenzbereich $\omega < 1/T_t$ sinnvoll ist (Bild 81). Für T_t ist die Zeit anzusetzen, die einer halben Pulsperiode der Ausgangsgleichspannung entspricht, wobei die Steuereinrichtung als verzögerungsfrei angenommen wird. Bei netzgelöschten Stromrichteranordnungen gilt folglich:

$$T_t = 1/2fp \quad (89)$$

f Frequenz des speisenden Netzes, p Pulszahl bezüglich der Ausgangsspannung

Bei zwangsgelöschten Stromrichteranordnungen gilt:

$$T_t = 1/2f \quad (90)$$

f Taktfrequenz, mit der die Netzgleichspannung gepulst wird. Laut [15] können Stromrichteranordnungen einschließlich ihrer verzögerungsfreien Steuereinrichtung im Mittel als verzögerungsfrei angenommen werden, wenn sie Bestandteil einer Regelstrecke sind, der ein Regler mit PI-Verhalten zugeordnet ist.

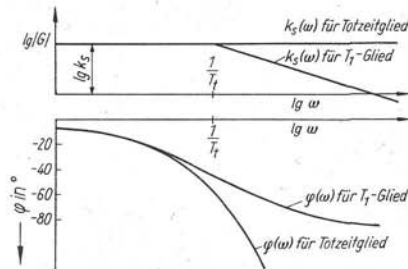


Bild 81. Vergleich der Amplitudenfrequenzkennlinie und Phasenfrequenzkennlinie von Totzeitglied und T_1 -Glied bei gleicher Zeitkonstante T_t und gleichem Verstärkungsfaktor k_s

Der Verstärkungsfaktor k_s kann als Produkt von zwei Teilverstärkungsfaktoren aufgefaßt werden (Gl. (91) und Bild 82).

$$k_s = k_\alpha k_{II} \quad (91)$$

k_α ist der Verstärkungsfaktor der verzögerungsfrei angenommenen Ansteuereinrichtung

$$k_\alpha = \frac{\alpha}{u_{st}} \quad (92)$$

Diese wird gewöhnlich so ausgeführt, daß die Zuordnung $\alpha = f(u_{st})$ linear ist und α mit wachsendem u_{st} kleiner wird. Damit ist k_α eine Konstante mit negativem Vorzeichen.

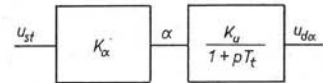


Bild 82. Signalflußbild einer Stromrichteranordnung einschließlich Steuersatz

k_{ul} ist der Verstärkungsfaktor der netzgelöschten Stromrichteranordnung im Bereich des nichtlückenden Stromes

$$k_{\text{ul}} = \frac{u_{\text{da}}}{\alpha} = -U_{\text{d}_0} \sin \alpha_0 \quad (93)$$

mit U_{d_0} Mittelwert der Gleichspannung bei $\alpha_0 = 0^\circ$, α_0 Zündwinkel im Arbeitspunkt. Wird k_{ul} mit der Einheit $\text{V}/^\circ$ in der Berechnung verwendet, so muß Gl. (93) in der Form

$$k_{\text{ul}} = -U_{\text{d}_0} \sin \alpha_0 \cdot \frac{\pi}{180^\circ} \quad \left| \frac{k_{\text{ul}}}{\text{V}/^\circ} \frac{\alpha_0}{^\circ} \frac{U_{\text{d}_0}}{\text{V}} \right| \quad (94)$$

eingesetzt werden.

Gl. (93) bzw. (94) sagt aus, daß k_{ul} bei $\alpha_0 = 1,57 \text{ rad } (90^\circ)$ seinen maximalen und bei $\alpha_0 = 0$ den Wert Null hat. Da in einem Regelkreis die ÜTF der in Reihe geschalteten Glieder multipliziert werden, wird bei $\alpha_0 = 0$ die Gesamtverstärkung des Regelkreises Null. In diesem Fall wird der Regelkreis zu einer offenen Wirkungskette. Der dem Nennbetriebszustand zugeordnete Zündwinkel muß aus diesem Grunde und zur Sicherung einer ausreichenden dynamischen Spannungsreserve (s. Spannungsüberhöhung im Anker- und Erregerkreis) bei etwa $\alpha_0 = 0,35 \dots 0,52 \text{ rad } \sim 20^\circ \dots 30^\circ$ liegen. Er darf mit Rücksicht auf den zunehmenden Blindleistungsbedarf und die höhere erforderliche Sekundärspannung des Stromrichtertransformators bei gleichbleibender Nennausgangsspannung insbesondere bei Antrieben größerer Leistung nicht zu groß gewählt werden.

Wie bereits erwähnt, ist die Beschreibung des Übertragungsverhaltens einer netzgelöschten Stromrichteranordnung mittels Gl. (87) bzw. (88) nur bei kleinen Änderungen des Zündwinkels um den Arbeitspunkt gültig.

Bei großen Änderungen des Zündwinkels macht sich eine von der Frequenz des speisenden Netzes abhängige Unsymmetrie im Übertragungsverhalten bemerkbar. So dauert die Änderung der Stromrichterausgangsspannung von maximaler Gleichrichter- zu maximaler Wechselrichteraussteuerung unabhängig von der Pulszahl der betreffenden Stromrichterschaltung nahezu eine volle Periode des speisenden Netzes. Die Dauer nimmt mit kleiner werdender Zündwinkelverstellung ab. Die Spannungsänderung in umgekehrter Richtung dagegen ist weiterhin durch Gl. (87) bzw. (88) beschreibbar.

Durch geeignete Maßnahmen ist eine Symmetrierung des dynamischen Verhaltens der netzgelöschten Stromrichteranordnung möglich und zur Unterdrückung des dynamischen Kreisstroms bei Umkehrstromrichterschaltungen notwendig [50].

Die Beschreibung des Übertragungsverhaltens einer netzgelöschten Stromrichteranordnung mittels Gl. (87) bzw. (88) gilt weiterhin nur im Gebiet des lückenlosen Stromes. Durch geeignete Wahl der Induktivität der Glättungsdrösselspule [49] im Ankerkreis muß gesichert werden, daß der Antrieb bei dem kleinsten stationär auftretenden Ankerstrom im Gebiet des lückenlosen Stroms arbeitet. Andernfalls treten unerwünschte Schwingungen im Antriebssystem auf [9, 19].

Auf eine weitere Möglichkeit der Störung des ordnungsgemäßen Betriebs von stromrichter-gespeisten Gleichstromregelantrieben sei hingewiesen. Sie wird durch Oberwellen in der Tachogeneratorspannung hervorgerufen und hat subharmonische Schwingungen im zeitlichen Verlauf des Motorstroms zur Folge [14, 48].

6.1.4.2. Unterscheidungsmerkmale von netzgelöschten Stromrichteranordnungen

Literatur: [33]

Welche Stromrichteranordnung als Stellglied für einen geregelten Gleichstromantrieb eingesetzt werden muß, ist davon abhängig, ob 1. die Umkehr der Ausgangsspannung der Stromrichteranordnung allein oder 2. gleichzeitig die Richtungsumkehr des Stroms durch den Verbraucher notwendig ist.

Die Forderung nach stetiger Verstellbarkeit der Ausgangsspannung als Grundlage jeder Regelung eines Antriebssystems mit Gleichstrommotoren ist selbstverständlich. Forderungen bezüglich der notwendigen Pulszahl der Stromrichter Ausgangsspannung sollen hier nicht behandelt werden.

Die einfachsten und damit billigsten steuerbaren Stromrichteranordnungen, die sogenannten symmetrisch und unsymmetrisch halbgesteuerten Brückenschaltungen, erfüllen nur die Forderung nach stetiger Spannungsverstellung. Sie erfüllen die Forderung unter 1. und 2. nicht, da kein Wechselrichterbetrieb möglich ist. Es bildet sich bei diesen Schaltungen ein schaltungsbedingter Freilaufkreis aus.

Von den vollgesteuerten Brückenschaltungen und den verschiedenen *Mittelpunktschaltungen* mit einfacher und mehrfacher Anodenbeteiligung wird die Forderung unter 1. erfüllt, wenn ein Steuergerät vorgesehen wird, das die Aussteuerung des Zündwinkels in den Wechselrichterbetrieb gestattet. Der Wechselrichterbetrieb bei Stromrichteranordnungen für eine Stromrichtung ist erforderlich, wenn durch den Aufbau einer Gegenspannung der schnelle Abbau eines Stroms, z. B. zwecks Schnellentregung, erreicht werden soll. Die Steuerung in den Wechselrichterbetrieb muß verhindert werden, wenn über dem Verbraucher, den die Stromrichteranordnung speist, ein Freilaufventil geschaltet ist. Die Schaltung verhält sich dann wie eine halbgesteuerte Stromrichteranordnung.

Die Forderung unter 2. kann nur erfüllt werden, wenn Schaltungen mit antiparallelen Ventilen (bei Ventilen mit getrennten Katoden und Anoden, z. B. *Thyristoren*) oder antiparallelen Stromrichtereinheiten (bei Stromrichtern mit gemeinsamer Katode, z. B. 3- und 6anodige Hg-Dampfgefäße) aufgebaut werden, die ihrerseits mit einer Steuerung versehen sein müssen, die den Wechselrichterbetrieb ermöglicht. Bei Verwendung von antiparallelen Ventilen kann jede Ventilgruppe an einer *Sekundärphase* des Stromrichtertransformators liegen. Bei Verwendung von antiparallelen Stromrichtereinheiten sind für beide der für je eine Stromrichtung notwendigen Einheiten zwei getrennte Sekundärwicklungen des Stromrichtertransformators erforderlich. Dadurch wird der Aufwand bezüglich des Stromrichtertransformators für die zuletzt genannte Variante höher im Vergleich zu der zuerst genannten.

Bei den Umkehrstromrichteranordnungen tritt das Problem der Beherrschung des sogenannten Kreisstroms auf [49]. Hierauf sei besonders hingewiesen.

Bietet die Stromrichteranordnung die Möglichkeit der Ankerspannungs- und Ankerstromumkehr, so ist damit die Möglichkeit der kontaktlosen *Drehrichtungsumkehr* des Motors gegeben, sowohl durch die Realisierung eines Feld- als auch eines Ankerstromumkehr-Stromrichters.

Die Möglichkeit der Drehrichtungsumkehr in Verbindung mit Stromrichteranordnungen für eine Stromrichtung besteht dann, wenn durch kontaktbehafte Umschaltvorrichtungen die Verbindungen zwischen dem Anker oder dem Feld einerseits und der Stromrichteranordnung andererseits vertauscht werden.

6.1.5. Einrichtungen zur Istwertbildung

Literatur: [62, 63]

In den am häufigsten in der Praxis anzutreffenden Antriebsregelkreisen werden Einrichtungen zur *Abbildung* des Gleichstroms im Anker- oder Erregerkreis sowie der Drehzahl bzw. Geschwindigkeit in einen analogen Spannungswert benötigt. An derartige Meßeinrichtungen wird die Forderung nach möglichst strenger *Proportionalität* und möglichst geringer *Zeitverzögerung* zwischen Ein- und Ausgangsgröße in einem möglichst großen Bereich gestellt. Da die Signalverarbeitung in den hier zu behandelnden Regelkreisen mit analogem, kontinuierlichem Gleichstromsignal (10 V, 5 mA) erfolgt, muß der Oberwellengehalt der Ausgangsspannung, insbesondere unterhalb der Grenzfrequenz der Anordnung, gering sein. Andernfalls können je nach Amplitude derartiger Oberwellen im Regelkreis Schwingungen auftreten, die dessen Funktionstüchtigkeit gefährden. Die Forderung nach geringer Empfindlichkeit gegenüber äußeren Störeinflüssen und nach hoher Zuverlässigkeit ist selbstverständlich.

6.1.5.1. Drehzahl- und Geschwindigkeitsmeßeinrichtungen

Tachogeneratoren [1, 27]

Die Erfassung der Drehzahl erfolgt gewöhnlich mittels Tachogeneratoren (kleiner elektrischer Wechsel- oder Gleichspannungsgeneratoren), die meist direkt mit der Welle gekuppelt werden, deren Drehzahl in eine proportionale Spannung (den Drehzahlwert) umgeformt werden soll. Zur Drehzahlwertbildung mit höherer Genauigkeit werden fast ausschließlich permanent-erregte Gleichstromtachogeneratoren eingesetzt. Verwendet werden weiterhin FERRARIS-Generatoren oder vielphasige Synchrongeneratoren mit nachgeschaltetem Gleichrichter. Trotz guter Linearität ist bei letzteren insbesondere die Schwellwertspannung des Gleichrichters im unteren Drehzahlbereich störend.

Für Drehzahlerfassungen höchster statischer Genauigkeit werden auf digitaler Basis arbeitende Meßeinrichtungen verwendet. Hier wird an die Welle, deren Drehzahl zu erfassen ist, eine Scheibe gekuppelt. Am Rand dieser Scheibe sind in regelmäßigen Abständen Zähne oder Löcher angebracht. Bei Drehung der Scheibe wird der Wechsel der magnetischen oder optischen Leitfähigkeit, der der Drehzahl proportional ist, mittels entsprechender Abtasteinrichtungen und elektrischer Signalwandler in eine impulsförmige oder stetige Spannung umgewandelt. Da mit vertretbarem Aufwand realisierbare digitale Meßeinrichtungen dynamisch relativ langsam arbeiten, kann gegebenenfalls eine zweikanalige Drehzahlerfassung erforderlich werden [24]. Digitale Meßeinrichtungen müssen auch dort eingesetzt werden, wo für die Anordnung einer Tachomaschine nicht genügend Platz vorhanden ist.

Die Bildung eines Geschwindigkeitswertes für eine translatorisch bewegte Einrichtung kann ebenfalls mittels Tachogeneratoren oder digitaler Meßeinrichtungen erfolgen. Sie müssen zu diesem Zweck mit einer Welle gekuppelt werden, die über ein festes Übersetzungsverhältnis mit der Welle verbunden ist, die die translatorische Bewegung in eine rotatorische Bewegung umsetzt. Wird die Drehzahl an der die Kraft übertragenden Welle gemessen, so besteht ein fester Zusammenhang zwischen Drehzahl und Geschwindigkeit nur dann, wenn die Kraftübertragung formschlüssig, z. B. mittels Kette, erfolgt. Bei kraftschlüssigen Verbindungen, z. B. mittels Keilriemen, tritt ein von der Höhe der Belastung und der Richtung der Kraftübertragung abhängiger Schlupf zwischen Tachogeneratorwelle und translatorisch sich fortbewegender Einrichtung auf (Bild 83).

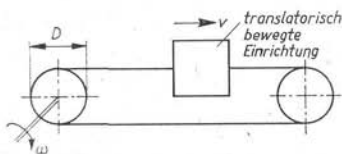


Bild 83. Zusammenhang zwischen ω und v bei form- bzw. reibschlüssiger Verbindung zwischen antreibender Welle und kraftübertragendem Element

Bei formschlüssiger Verbindung gilt:

$$v = \frac{D}{2} \omega \quad (95)$$

Bei kraftschlüssiger Verbindung gilt:

$$v = \frac{D}{2} \omega (1 \pm s) \quad (96)$$

Das negative Vorzeichen gilt, wenn die Kraftübertragung von der translatorisch bewegten Einrichtung auf die Welle erfolgt, mit der der Tachogenerator gekuppelt ist. Bei entgegengesetzter Kraftübertragungsrichtung gilt das positive Vorzeichen.

Die ÜTF einer Einrichtung zur Bildung der Drehzahl- oder Geschwindigkeitswerte lautet gewöhnlich:

$$u_i(p)/\omega(p) = k_i/(1 + pT_{g\omega}) \quad (97)$$

In Gl. (97) ist $T_{g\omega}$ die Zeitkonstante einer evtl. erforderlichen Schaltung zur Glättung der Tachogeneratorausgangsspannung. Zur Glättung können je nach Anwendungsfall auch kompliziertere Filter erforderlich sein.

Zum Verstärkungsfaktor k_t ist zu bemerken, daß dieser nur bei permanent- und fremderregten Gleichstromtachogeneratoren und speziellen digitalen Drehzahlmeßeinrichtungen sein Vorzeichen mit dem Wechsel der Drehrichtung beibehält (Bild 84).

Bei Tachogeneratoren auf Wechselstrombasis und einfacher Gleichrichtung hat $u_t = f(\omega)$ V-Charakteristik, und demzufolge wechselt k_t mit der Drehrichtung das Vorzeichen.

Die Funktionstüchtigkeit einer Drehzahl- bzw. Geschwindigkeitserfassung mittels Tachogenerators hängt in sehr starkem Maße von der Ankupplung desselben an die Welle ab, deren Drehzahl zu erfassen ist. Zur Ankupplung ist eine Kupplung zu verwenden, die eine formschlüssige, torsionssteife, aber biegeelastische Verbindung gestattet. Für Tachomaschinen mit kleinem Massenträgheitsmoment haben sich Wellrohrkupplungen aus Stahl, ansonsten Membrankupplungen mit Stahlmembranen gut bewährt. Auf eine sorgfältige mechanische Ausrichtung der zu kuppelnden Wellen ist zu achten.

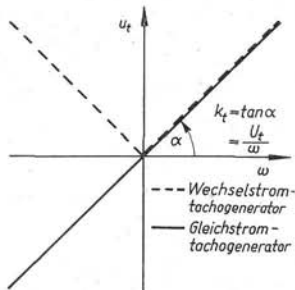


Bild 84. $u_t(\omega)$ für Wechsel- und Gleichstromtachogeneratoren

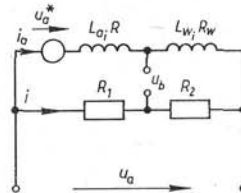


Bild 85. Brückenschaltung zur Erfassung der inneren Motorspannung bzw. der Drehzahl

Brückenschaltung zur Istwertbildung der inneren Motorspannung und der Drehzahl [54, 58]

In Bild 85 ist eine Brückenschaltung für Gleichstrommotoren angegeben, die bei vernachlässigbarer Belastung des Brückenzeigs eine Brückenspannung u_b liefert:

$$u_b(p) = u_a^*(p) \frac{R_w}{R_a + R_w} - u_a(p) \left(\frac{R_w}{R_a + R_w} \frac{1 + pT_w}{1 + pT_a^*} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \quad (98)$$

mit

$$T_w = \frac{L_w}{R_w} \quad \text{und} \quad T_a^* = \frac{L_w + L_a}{R_w + R_a} \quad (99)$$

Im stationären Zustand ($p \rightarrow 0$) und bei Abgleich der Brücke entsprechend

$$\frac{R_w}{R_w + R_a} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (100)$$

gilt

$$u_b = u_a^* \frac{R_w}{R_a + R_w} \quad (101)$$

u_b ist der inneren Motorspannung

$$u_a^* = e\varphi_e \omega_M \quad (102)$$

direkt proportional. u_b ist weiterhin ω_M direkt proportional für

$$\varphi_e = \text{konst.} \quad (103)$$

d. h. wenn der Motor mit konstanter Erregung betrieben wird und die Ankerrückwirkung vernachlässigt werden kann. R_a ist der ohmsche Widerstand der Ankerwicklung und R_w der der Wendepolwicklung. R_1 und R_2 sind zusätzliche äußere Widerstände geringerer Strombelastung (Bild 85).

Bei Stromausgleichsvorgängen in der Maschine wird das Brückengleichgewicht wegen $T_w < T_a^*$ gestört. Infolge ungleicher Erwärmung der Brückenwiderstände und des Einflusses der Ankerückwirkung tritt auch im stationären Zustand eine Störung des Brückengleichgewichts auf. Nachteilig ist, daß nur mittels spezieller Potentialtrenner eine galvanische Trennung von Leistungs- und Steuerkreis erreicht werden kann.

Die Brückenschaltung wird zur Drehzahlisterfassung nur dann herangezogen, wenn keine besonderen Anforderungen an die Genauigkeit der Drehzahlregelung gestellt werden. Sie wird häufig eingesetzt bei drehzahlgeregelten Gleichstromantrieben mit Feldschwächung in Abhängigkeit von der inneren Motorspannung zur Bildung des Istwerts der inneren Motorspannung (s. Bild 97).

6.1.5.2. Einrichtungen zum unmittelbaren Erfassen des Gleichstroms

Wenn eine galvanische Trennung zwischen Starkstromkreis und Steuereinrichtung erforderlich ist, werden zum Erfassen des Gleichstroms Gleichstromwandler (durchflutungsgesteuerte, stromsteuernde Magnetverstärker) eingesetzt [62]. Das Prinzipschaltbild und die statische Steuerkennlinie sind in Bild 86 dargestellt. Diese Schaltung hat den Nachteil, daß in der Ausgangsgleichspannung, von der Gleichrichtung der Arbeitsspannung herrührend, sogenannte *Zwickel* (Spannungseinbrüche) auftreten (Bild 87). Bei dynamisch schnellen Stromregelkreisen stören diese. Es entstehen Schwingungen im Takt der Zwickelfrequenz (2fache Netzfrequenz).

Wenn man die Ausgangsspannung zweier solcher Grundsaltungen nach Bild 86 parallel schaltet (Tandemschaltung), kann die Auswirkung der Zwickel in der Ausgangsspannung unterdrückt werden. Um das zu erreichen, muß eine Grundsaltung z. B. zwischen 0 und R und die andere zwischen S und T des Netzanschlusses geschaltet werden (erforderliches Über-

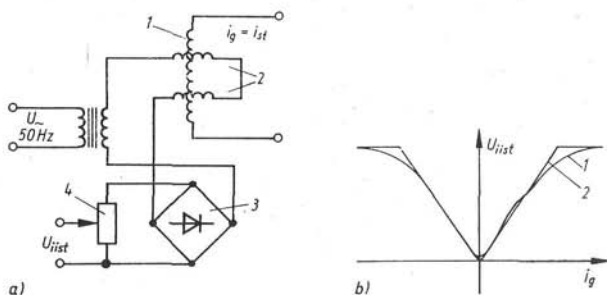


Bild 86. Prinzipschaltbild a) und b) statische Kennlinie des magnetischen Gleichstromwandlers

- a) 1 Steuerwicklung; 2 Magnetverstärkerdrosselspulen (Arbeitswicklungen);
3 Gleichrichterbrücke; 4 Bürdenwiderstand
b) 1 reale Kennlinie; 2 ideale Kennlinie

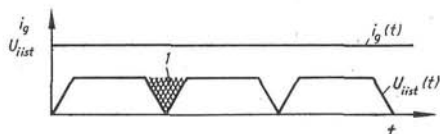


Bild 87. Zeitlicher Verlauf der Bürdenspannung eines magnetischen Gleichstromwandlers 1 Zwickel

setzungsverhältnis des Eingangstransformators beachten!). Die Pulse der gleichgerichteten Bürdenspannung erscheinen dann um 90° gegeneinander phasenverschoben. Die Schaltung kann nur realisiert werden, wenn Drehstromanschluß vorhanden ist.

Muß die Stromistwerterfassung das Vorzeichen des Stroms miterfassen, so ist eine spezielle Schaltung des Gleichstromwandlers zu verwenden [58].

Für das Messen sehr großer Gleichströme ($I > 3000$ A) werden Einrichtungen verwendet, die den HALL-Effekt ausnutzen [62]. Besteht die Forderung nach galvanischer Trennung von Steuer- und Leistungsstromkreis nicht und sind die zu messenden Gleichströme relativ klein (< 1000 A), so können auch herkömmliche *Shunts* mit nachgeschalteten Verstärkereinrichtungen eingesetzt werden.

Strommeßglieder auf der Basis von Gleichstromwandlern mit in Reihe geschalteten Arbeitswicklungen (s. Bild 86) haben die ÜTF:

$$U_{\text{Ist}}(p)/i_g(p) = k_{w1}/(1 + pT_{\text{gl}}) \quad (104)$$

In Gl. (104) ist T_{gl} die Summe der Zeitkonstanten für die Eigenverzögerung des Gleichstromwandlers (etwa 1 ms) und der gegebenenfalls erforderlichen Schaltung zur Glättung der Ausgangsspannung. Je nach Anwendungsfall können auch kompliziertere Filter notwendig werden.

6.1.5.3. Mittelbare Erfassung des Gleichstrom-Istwerts durch Wechselstromwandler in der Netzzuleitung

Geregelte elektrische Antriebe mit netzgelöschten Stromrichteranordnungen werden aus dem Wechsel- oder Drehstromnetz gespeist. Bei den Stromrichterschaltungen, bei denen Proportionalität zwischen dem Strom in der Netzzuleitung und dem Gleichstrom im Ankerkreis besteht, kann zur Istwerterfassung des Gleichstroms ein in die Netzzuleitung geschalteter Wechselstromwandler mit nachfolgender Gleichrichtung der Bürdenspannung verwendet werden. Eine häufig nicht störende Verfälschung wird durch den Magnetisierungsstrom des gegebenenfalls erforderlichen *Stromrichtertransformators* verursacht.

6.1.6. Elektronische Regelverstärker

In Regelkreisen sind im allgemeinen immer Regelverstärker notwendig, die die Regelabweichung (Differenz zwischen Soll- und Istwert der Regelgröße) in ein Signal umformen, und zwar in der Weise, daß der Regelkreis seine Funktion im geforderten Umfang erfüllt. In *Antriebsregelkreisen* werden heute ausschließlich *Regelverstärker auf elektronischer Basis* eingesetzt. Sie bestehen wie die Rechenverstärker eines elektronischen Analogrechners aus einer Gleichstromverstärkerschaltung sowie einer zugeordneten *Eingangs- und Rückführschaltung*. Das allgemeingültige Blockschaltbild eines Regelverstärkers ist in Bild 88 dargestellt.

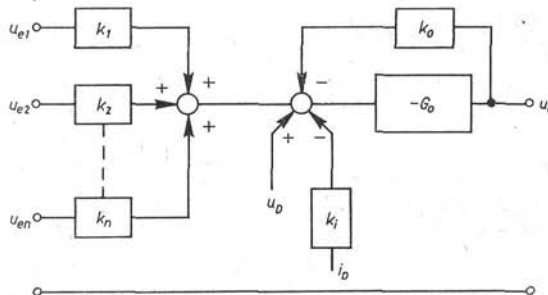


Bild 88. Blockschaltbild eines Regelverstärkers (Bezeichnungen s. Text)

Darin sind $u_{e1} \dots u_{en}$ die regulären Eingangsspannungen, die im Regelverstärker vorzeichenrichtig addiert werden. u_a ist das Ausgangssignal. u_D und i_D sind Störsignale. u_D ist die Driftspannung infolge der vom Nennbetriebszustand abweichenden Temperatur und Versorgungsspannung. i_D ist ein schaltungsbedingter Driftstrom. Folgende Übertragungsfaktoren treten auf:

$k_1 \dots k_n$ für das 1. bis n -te Eingangssignal
 k_0 für die Rückführung des Eingangssignals
 k_{iD} für das Stromdriftsignal
 G_0 ist die ÜTF der unbeschalteten Verstärkeranordnung

Aus Bild 89 läßt sich folgende Gleichung ableiten:

$$u_a(p) = - \left(\sum_{k=1}^n u_{ek}(p) k_{ik} + u_D(p) + i_D(p) k_{iD} \right) \frac{G_0}{1 + k_0 G_0} \quad (105)$$

Ersetzt man in Gl. (105) die Übertragungsfaktoren durch die komplexen Leitwerte

$$k_{ik} = \frac{Y_k}{\sum_{i=1}^n Y_i}; \quad k_0 = \frac{Y_0}{\sum_{i=1}^n Y_i}; \quad k_{iD} = \frac{1}{\sum_{i=1}^n Y_i} \quad (106)$$

und erweitert man Gl. (105) mit k_0/k_0 , so folgt:

$$u_a(p) = - \left[\sum_{k=1}^n u_{ek}(p) \frac{Y_k}{Y_0} + u_D(p) \frac{\sum_{i=1}^n Y_i}{Y_0} + \frac{i_D(p)}{Y_0} \right] \frac{1}{1 + \frac{1}{k_0 G_0}} \quad (107)$$

Gl. (107) stellt in allgemeiner Form den Zusammenhang zwischen den Eingangssignalen und dem Ausgangssignal dar. Sie bildet den Ausgangspunkt für genauere Untersuchungen des Regelverstärkers in Abhängigkeit von Frequenz und Amplitude der regulären Eingangssignale und Driftsignale unter Berücksichtigung der ÜTF der Verstärkerschaltung G_0 .

Wird im Idealfall angenommen:

$$u_D(p) = i_D(p) = 0; \quad G_0(p) \gg 1$$

so erhält man bei Vorliegen von n Eingangssignalen:

$$u_a(p) = - \sum_{k=1}^n u_{ek}(p) \frac{Y_k}{Y_0} \quad (108)$$

und von nur einem Eingangssignal:

$$u_a(p) = -u_e(p) \frac{Y_k}{Y_0} \quad (109)$$

oder, wenn man die komplexen Leitwerte durch die entsprechenden komplexen Widerstände ersetzt:

$$u_a(p) = -u_e(p) \frac{Z_0}{Z_k} \quad (110)$$

Tafel 3 enthält eine Zusammenstellung der elementaren Reglerbeschaltungen und die damit lt. Gl. (110) realisierbaren ÜTF des Regelverstärkers.

Gl. (107) zeigt, wie die Driftsignale auf das Ausgangssignal einwirken und in welcher Weise dieser Einwirkung begegnet werden kann. Demnach ist der Leitwert der Rückführbeschaltung in jedem Falle so groß zu wählen, wie technisch und von der nachfolgenden Schaltung her gesehen zulässig ist. Zwecks Minderung des Einflusses der Driftspannung müssen die Leitwerte der Eingangsbeschaltung so klein wie möglich sein. Wenn vom Hersteller die Kennlinie $G_0(\omega)$ vorliegt oder diese experimentell ermittelt wurde, kann überprüft werden, bis zu welchen Frequenzen der Eingangssignale das Verhalten des eigentlichen Verstärkers keinen störenden Einfluß auf das Übertragungsverhalten des Regelverstärkers ausübt.

Wie Bild 89 zeigt, können Regelverstärker unter anderem unmittelbar zur Bildung der Regelabweichung, zum Aufbau aktiver *Glättungsglieder* (Filter) und zur *Invertierung* von analogen Signalen eingesetzt werden.

Die Entwicklung von Operationsverstärkern auf der Basis integrierter Schaltungen hat ein erhebliches Absinken des Preises und eine Verkleinerung der Baugröße mit sich gebracht. Damit hat sich ihr Anwendungsumfang wesentlich erweitert.

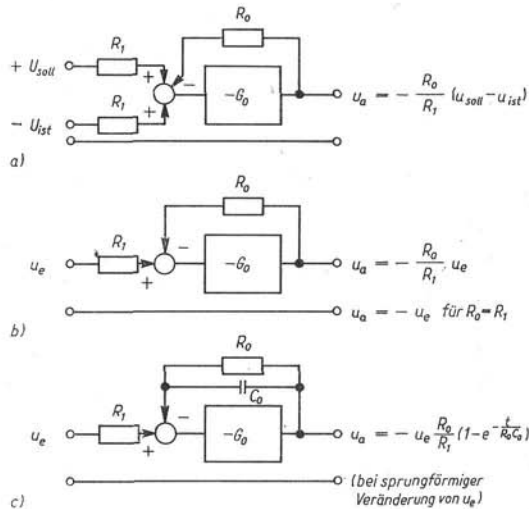


Bild 89. Variationsmöglichkeiten von Regelverstärkern

- a) Sollwert—Istwert-Vergleich mit nachfolgendem P-Verstärker; b) Inverter;
 c) aktives Filter (PT₁-Glied)

6.2. Analyse und Synthese von einfachen linearen Regelkreisen der Antriebstechnik

Die vor dem Ingenieur stehenden regelungstechnischen Probleme lassen sich grob in zwei Gruppen unterteilen. Eine Gruppe bilden die *Analyseprobleme*. Hier ist das *statische* und *dynamische Verhalten eines Regelungssystems*, dessen Struktur und Parameter bekannt sind, für ein vorgegebenes Eingangssignal, das an beliebiger Stelle des Regelkreises einwirken kann, zu untersuchen.

Die zweite Gruppe bilden die *Syntheseprobleme*. Hier ist ein Regelungssystem hinsichtlich Struktur und Parametern in der Weise *aufzubauen*, daß sich für ein vorgegebenes Eingangssignal das gewünschte statische und dynamische Verhalten einstellt.

Während es bei der Analyse jeweils nur eine Lösung für das gestellte Problem gibt, sind bei der Synthese sehr viele Lösungsmöglichkeiten vorhanden. Selbst eine strenge Vorauswahl nach technischen und ökonomischen Gesichtspunkten kann häufig nicht verhindern, daß mehrere Lösungen für einen Anwendungsfall bis ins Detail untersucht werden müssen, damit eine begründete Entscheidung für die eine oder andere Lösung getroffen werden kann. Das ist neben anderen ein Umstand, der die Synthese außerordentlich erschwert.

Die mathematischen Methoden zur Lösung dieser beiden grundlegenden Aufgabenstellungen sind äußerst vielfältig und stellen hohe Anforderungen an die mathematischen Kenntnisse des Ingenieurs.

Im Rahmen dieses Abschnitts soll nur auf die Synthese von einfachen zeitinvarianten linearen Regelkreisen mit analoger kontinuierlicher Signalverarbeitung (speziell aus der Antriebstechnik) eingegangen werden. Als mathematische Methode wird das einfach zu handhabende und in der Praxis bewährte Verfahren der logarithmischen Amplituden- und Phasenfrequenzkennlinien oder Bode-Diagramm angewandt [43, 52, 61, 64].

6.2.1. Zusammenhang zwischen ÜTF und der AFK bzw. PFK eines Regelungs systems*)

Die ÜTF eines Regelungssystems in allgemein gültiger Form lautet:

$$G(p) = \frac{k(1 + pT_{D1}) \cdots (1 + pT_{Dm})}{(pT_1)^l (1 + pT_1) \cdots (1 + pT_n)} \quad (111)$$

Daraus folgt durch den formalen Ersatz von p durch $j\omega$ der Frequenzgang [16]:

$$G(j\omega) = \frac{k(1 + j\omega T_{D1}) \cdots (1 + j\omega T_{Dm})}{(j\omega T_1)^l (1 + j\omega T_1) \cdots (1 + j\omega T_n)} \quad (112)$$

oder in exponentieller Schreibweise

$$G(j\omega) = \frac{k \prod_{i=1}^m r_{Di}}{r^l \prod_{i=1}^n r_i} e^{j \left(\sum_{i=1}^m \varphi_{Di} - \frac{\pi}{2} l - \sum_{i=1}^n \varphi_i \right)} \quad (113)$$

$$G(j\omega) = |G(j\omega)| e^{j\varphi(\omega)} \quad (114)$$

Wird Gl. (114) logarithmiert, so erhält man:

$$\lg G(j\omega) = \lg |G(j\omega)| + \lg (e^{j\varphi(\omega)}) \quad (115)$$

$$\lg G(j\omega) = \lg |G(j\omega)| + j\varphi(\omega) \lg e$$

Durch Vergleich der Gln. (113) und (115) findet man:

$$\begin{aligned} \lg |G(j\omega)| &= \lg k + \lg r_{D1}(\omega) + \cdots + \lg r_{Dm}(\omega) \\ &\quad - l \lg r(\omega) - \lg r_1(\omega) - \cdots - \lg r_m(\omega) \end{aligned} \quad (116)$$

und

$$\varphi(\omega) = \varphi_{D1}(\omega) + \cdots + \varphi_{Dm}(\omega) - l \frac{\pi}{2} - \varphi_1(\omega) - \cdots - \varphi_m(\omega) \quad (117)$$

Den Ausdruck nach Gl. (116) nennt man die logarithmische Amplitudenfrequenzkennlinie (AFK) und den nach Gl. (117) die Phasenfrequenzkennlinie (PFK) des Systems.

Man erkennt, daß man die AFK bzw. PFK eines Systems durch Addition (Subtraktion) der AFK bzw. PFK der Einzelglieder getrennt für jeden Wert ω erhält. Durch Auftragen der AFK auf einem Spezialpapier mit logarithmisch geteilter Abszisse ist auch grafisch die Addition (Subtraktion) sehr einfach durchführbar. Dieser Umstand wird weiterhin dadurch begünstigt, daß die AFK der verschiedenartigen elementaren Übertragungsglieder recht genau durch ihre Asymptoten angenähert werden können.

Beispiel

$$G = k/(1 + pT); \quad |G| = \sqrt{k^2/(1 + \omega^2 T^2)}; \quad \lg |G| = \lg \sqrt{k^2/(1 + \omega^2 T^2)}$$

$$\lim_{\omega \rightarrow 0} |G| = k$$

$$\lim_{\omega \rightarrow \infty} |G| = k/\omega T$$

*) ÜTF — Übertragungsfunktion, AFK — logarithmische Amplitudenfrequenzkennlinie, PFK — Phasenfrequenzkennlinie

Für den Schnittpunkt der beiden Asymptoten gilt:

$$\lim_{\omega \rightarrow 0} |G| = \lim_{\omega \rightarrow \infty} |G|$$

Daraus folgt:

$$\omega = \frac{1}{T}$$

Die Asymptotengleichungen lauten:

$$\lg G \approx \lg k \quad \text{für} \quad 0 < \omega < 1/T$$

$$\lg G \approx k/\omega T \quad \text{für} \quad 1/T < \omega < \infty$$

Bei *Phasenminimumsystemen**) existiert ein eindeutiger Zusammenhang zwischen AFK und PFK. Wenn die AFK vorliegt, kann daraus eindeutig die PFK abgeleitet werden [43]. *Nichtphasenminimumsysteme* können ebenfalls mit Hilfe des Frequenzkennlinienverfahrens untersucht werden. Hier muß die PFK anhand der ÜTF gesondert konstruiert werden.

Eine Zusammenstellung der AFK und PFK der elementaren Übertragungsglieder findet man in [61] und [64]. Zur Erleichterung der Konstruktion der AFK und PFK wird empfohlen, sich ein sogenanntes Phasenlineal für das halblogarithmisch geteilte Papier anzufertigen und bei der praktischen Arbeit dieses mit dem hieran angepaßten Lineal zu verwenden. Ein Muster dieses Lineals ist im Anhang von [58] angegeben.

6.2.2. Aussagen der AFK und PFK eines Regelungs-systems

Der Verlauf der AFK und PFK eines *offenen Regelkreises* gestattet in sehr einfacher Weise Aussagen über das statische und dynamische Verhalten des geschlossenen Regelkreises bei Führung. Das Verhalten des *geschlossenen Regelkreises* bei Störung kann anhand der AFK des geschlossenen Regelkreises bei Störung beurteilt werden [43].

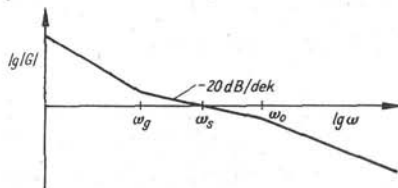


Bild 90. Typische Amplitudenfrequenzkennlinie eines offenen Regelkreises

Die AFK eines offenen, technisch sinnvollen Regelkreises hat fast immer die in Bild 90 dargestellte Form. Sie kann bezüglich der unabhängigen Veränderlichen ω in drei typische Bereiche unterteilt werden. Dabei bestimmt der Verlauf der AFK im Bereich $0 < \omega < \omega_g$ das statische Verhalten und im Bereich $\omega_g < \omega_s < \omega_0$ das dynamische Verhalten des Regelkreises.

Der Bereich $\omega > \omega_0$ ist ohne wesentlichen Einfluß auf das Verhalten des Systems.

*) Ein Phasenminimumsystem ist dadurch gekennzeichnet, daß seine ÜTF keine Pole und Nullstellen in der rechten Hälfte der komplexen p -Ebene aufweist und die Bedingung

$$\varphi(\omega = \infty) - \varphi(\omega = 0) = \varphi_{\min}$$

erfüllt ist.

$$\left. \begin{array}{l} G_1(p) = k(1 + pT)/(1 + pT_1) \\ G_2(p) = k(1 - pT)/(1 + pT_1) \end{array} \right\} \lg |G_1| = \lg |G_2| \left\{ \begin{array}{l} \varphi_{1\min} = 0^\circ \\ \varphi_{2\min} = -180^\circ \end{array} \right.$$

$G_2(p)$ ist folglich kein Phasenminimumsystem.

Bereich $0 < \omega < \omega_g$

Der Verlauf der AFK in diesem Bereich bestimmt die Amplitude der bleibenden Regelabweichung des Systems. Das statische Verhalten eines Regelkreises bei den drei typischen Eingangsgrößen (Sprung, Rampe, Parabel) veranschaulicht Tab. 3.

Mit der Breite des Intervalls wächst der Frequenzbereich, indem die Ausgangsgröße der Eingangsgröße des Systems ohne wesentliche Verzögerungen folgen kann.

Tabelle 3. Bleibende Regelabweichung bei Führung in Abhängigkeit von der Steigung der AFK des offenen Regelkreises für $\omega \rightarrow 0$

Zeitlicher Verlauf der Eingangsgröße	Bleibende Regelabweichung bei Steigung der AFK im Bereich $0 < \omega < \omega_g$		
	0	-20 dB/dek	-40 dB/dek
Sprungförmige Eingangsgröße	konstant (unabhängig von der Zeit)	0	0
Linear ansteigende Eingangsgröße	mit der Zeit anwachsend	konstant (unabhängig von der Zeit)	0
Parabelförmig ansteigende Eingangsgröße	mit der Zeit anwachsend	mit der Zeit anwachsend	konstant (unabhängig von der Zeit)

Bereich $\omega_g < \omega_s < \omega_0$

Der Verlauf der AFK in diesem Bereich bestimmt ausschlaggebend das dynamische Verhalten des geschlossenen Regelkreises. Anhand der Werte ω_g , ω_s und ω_0 kann auf eine Reihe von Parametern der typischen Übergangsfunktion (Bild 91) geschlossen werden. Damit ein geschlossener Regelkreis stabil ist, muß bei $\omega = \omega_s$ die Bedingung

$$\varphi(\omega_s) > -3,14 \text{ rad } (-180^\circ) \quad (118)$$

erfüllt sein. Aus dieser Bedingung folgend muß die Steigung der AFK in dem Bereich um $\omega_s \cong -20 \text{ dB/dek}$ sein. Sie wird entsprechend Bild 90 immer -20 dB/dek gewählt. Da die Steigungen der AFK in den Bereichen $\omega < \omega_g$ und $\omega > \omega_0$ gewöhnlich $< -20 \text{ dB/dek}$ sind, nimmt die zugehörige PFK im Bereich $\omega_g < \omega_s < \omega_0$ Werte an, die im Bereich $\varphi(\omega) < -90^\circ$ liegen. Der Einfluß der Steigungen in den benachbarten Bereichen auf $\varphi(\omega_s)$ ist um so stärker, je dichter die beiden Knickstellen ω_g und ω_0 bei ω_s liegen. Daraus wird ersichtlich, daß die Dynamik des Systems nicht nur von dem Wert ω_s bestimmt wird, sondern in starkem Maße auch von den Abständen $\Delta\omega_1$ und $\Delta\omega_2$ der benachbarten Knickstellen von ω_s . Im Bereich $\omega_s < \omega < \omega_0$ kann die PFK bereits Werte $\varphi < -180^\circ$ annehmen.

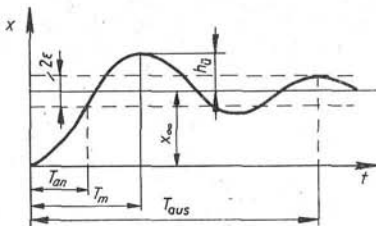


Bild 91. Gütekenneiwerte eines schwingungsfähigen Übertragungsgliedes (nach Standard ⁷⁾)
 T_{an} Anregelzeit; T_{aus} Ausregelzeit;
 x_∞ Ausgleichs- oder Beharrungswert;
 h_0 maximale Überschwingweite
 (Angabe in Prozent bezogen auf x_∞)

Die Beurteilung der Stabilität eines Regelkreises ist mittels der angegebenen Methode nicht möglich, wenn die AFK mehrere Frequenzen hat, bei denen sie die 0-dB-Achse schneidet. Nähere Erläuterungen hierzu s. [43, 52].

Bereich $\omega > \omega_0$

In diesem Bereich liegen die den kleinen Zeitkonstanten des Regelkreises entsprechenden Knickfrequenzen. ω_0 ist gewöhnlich die Frequenz, von der an sich Änderungen der Eingangsgrößen nur noch unmerklich auf den Verlauf der Ausgangsgröße auswirken. Bei den Betrachtungen mittels des Frequenzkennlinienverfahrens können die Knickfrequenzen hinsichtlich ihres Einflusses auf die PFK außer acht gelassen werden, die einem Betrag der AFK < -25 dB zugeordnet sind.

6.2.3. Möglichkeiten der Analyse

Die Ermittlung des statischen und dynamischen Verhaltens eines Regelkreises mit bekannter Struktur und bekannten Parametern kann in den einfachsten Fällen analytisch durch Rücktransformation der mit der Laplacetransformierten des Eingangssignals multiplizierten ÜTF des geschlossenen Regelkreises in den Zeitbereich erfolgen.

Bei komplizierter ÜTF des Regelkreises ist dieser Weg nicht gangbar. Hier muß anhand bezüglich ω zusammengehöriger Werte der AFK und PFK des offenen Regelkreises die reelle oder imaginäre Frequenzcharakteristik $P(\omega)$ oder $Q(\omega)$ bestimmt werden. Aus $P(\omega)$ oder $Q(\omega)$ kann mittels Näherungsmethoden, z. B. der Methode der trapezförmigen Frequenz-Charakteristiken, das dynamische Verhalten des geschlossenen Regelkreises bestimmt werden. Eine grobe Abschätzung des dynamischen Verhaltens ist bereits anhand des Verlaufs der reellen Frequenzcharakteristik möglich [43, 52].

Für eine Reihe häufig anzutreffender Grundtypen von AFK offener Regelkreise wurden die Übergangsfunktionen der zugehörigen geschlossenen Regelkreise maschinell berechnet und ihre Kennwerte in Nomogrammform aufgetragen. Parameter dieser Nomogramme sind die auf die Schnittfrequenz ω_s bezogenen Knickfrequenzen sowie die Steigungen der AFK in den drei typischen Bereichen (s. Bild 90) [43].

Vielfältige Möglichkeiten der Analyse bietet die maschinelle Rechentechnik. Sie gestattet die Simulation von komplizierten Regelkreisen einschließlich der nichtlinearen Übertragungsglieder auf dem elektronischen *Analogrechner* und dem *Digitalrechner* [21, 40, 56].

6.2.4. Möglichkeiten der Synthese mittels des Verfahrens der logarithmischen Frequenzkennlinien (Bodediagramme)

Der erste Schritt bei der *Synthese eines Regelkreises* nach dem genannten Verfahren besteht in der Ermittlung der AFK L_{Hw} , d. h. der AFK, die der zu realisierende Regelkreis schließlich haben soll. Dies hat anhand der Gütekennwerte der Übergangsfunktion zu erfolgen, die das geforderte statische und dynamische Verhalten des Systems charakterisieren (z. B. Wert des relativen Überschwingens der Sprungantwort, Beruhigungszeit) (s. Bild 91). Der zweite Schritt besteht darin, daß man die AFK des Teils der Anlage aufstellt, der fest vorgegeben ist und an dem auch bei Einbeziehung in einem Regelkreis keine Änderungen mehr möglich sind. Das sind zumeist die Anlagenteile, die fast ausschließlich nach den Gesichtspunkten der Energieübertragung vom elektrischen Netz zur Arbeitsmaschine auszulegen sind, z. B. das Stellglied, der Antriebsmotor, die Arbeitsmaschine. Die AFK dieses Teils soll mit $L_{Hv}(\omega)$ bezeichnet werden.

Im Verlauf des dritten Schritts der Synthese sind anhand der *Differenzkennlinie* $L_{Hd}(\omega)$

$$L_{Hd}(\omega) = L_{Hw}(\omega) - L_{Hv}(\omega) \quad (119)$$

Überlegungen anzustellen, in welcher Weise der vorhandene Teil des Systems in regelungstechnischer Hinsicht zu komplettieren ist, damit schließlich die AFK des komplettierten Systems mit der gewünschten AFK ($L_{Hw}(\omega)$) identisch ist. Die Möglichkeiten der Komplettierung sind

meist sehr vielfältig. Unter anderem ist zu prüfen, inwieweit eine Aufteilung in Haupt- und Hilfsregelkreise notwendig ist, an welcher Stelle der Ein- und Abgriff gegebenenfalls notwendiger Rückführungen erfolgen soll, welche Struktur und Einstellung der Regeleinrichtung zu wählen ist. Im Hinblick auf die Realisierbarkeit sind in diese Überlegungen im erheblichen Umfang gerätetechnische und damit ökonomische Fragen einzubeziehen.

Grundsätzlich ist die Ergänzung des vorhandenen Teils der Anlage zu einem Regelkreis mit der gewünschten AFK ($L_{Hw}(\omega)$) um so leichter technisch realisierbar, je größer der Bereich ist, in dem von $\omega = \infty$ herkommend die AFK des vorhandenen Teils der Anlage $L_{Hv}(\omega)$ mit $L_{Hw}(\omega)$ übereinstimmt.

Eine ausführliche Behandlung der Möglichkeiten zur Ermittlung der gewünschten AFK eines Regelkreises findet man in [52].

6.2.5. Synthese mit Hilfe der dem Betrags- oder symmetrischen Optimum entsprechenden AFK

Literatur: [11, 25, 26, 38]

Der größere Teil der anfallenden Antriebsaufgaben wird mit einer beschränkten Zahl von Antriebsregelstrecken realisiert. Am häufigsten werden Kombinationen aus Stromrichterschaltung oder Gleichstromgenerator (Steuergenerator) als Stellglied und der fremderregten Gleichstromnebenschlußmaschine als Antriebsmotor eingesetzt. Es handelt sich in der Mehrzahl der Fälle um Folgeregelungen, z. B. für die unterlagerten Regelkreise, und um Festwertregelungen, bei denen das Widerstandsmoment als wesentlichste Störgröße auftritt. Dabei können einzelne Regelkreise in vielfältiger Weise voneinander abhängig gemacht werden, z. B. bei Gleichlaufregelungen von Papiermaschinen.

Das statische und dynamische Verhalten von Antriebsregelkreisen entspricht in sehr vielen Anwendungsfällen den gestellten Forderungen, wenn der jeweils offene Regelkreis so gestaltet wird, daß seine AFK mit der als betrags- oder symmetrisch optimal bezeichneten identisch ist.

Die Bezeichnung des typischen Verlaufs dieser beiden AFK als optimal ist von diesem Standpunkt aus gerechtfertigt. Er stiftet insofern gelegentlich Verwirrung, als beide Kennlinien nur zwei besonders häufig verwendete, gewünschte AFK von einer großen Zahl möglicher gewünschter AFK sind, die in gleicher Weise für den einen oder anderen Anwendungsfall als optimal angesehen werden können. Dieser Hinweis erscheint notwendig, da das Betrags- und symmetrische Optimum fälschlicherweise häufig als einzig sinnvolle Vorschriften zur Einstellung von Antriebsregelkreisen angesehen werden.

Die betragsoptimale Einstellung wird gewählt, wenn das Verhalten bei Führung im Vordergrund steht. Die symmetrisch optimale Einstellung ist günstig, wenn die Drehzahl eines elektrischen Antriebs bei Widerstandsmomentenänderungen konstant gehalten werden soll.

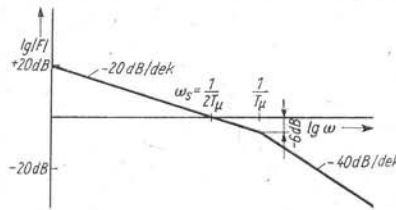
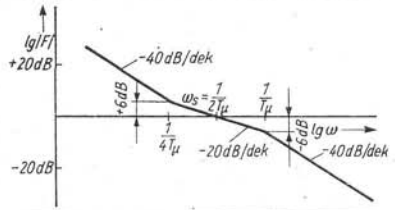
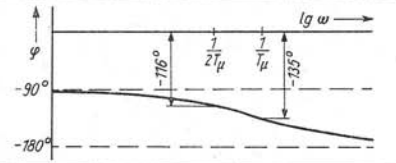
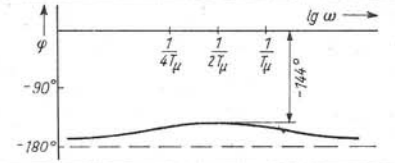
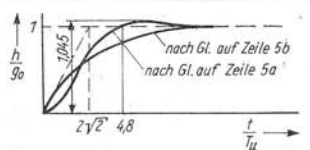
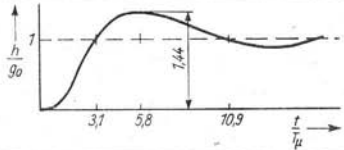
6.2.5.1. Führungsverhalten

Literatur: [8]

Eine Zusammenstellung charakteristischer Gleichungen und Kennlinien für den betragsoptimal und symmetrisch optimal eingestellten Regelkreis ist in Tafel 2 angegeben. Bildet man die Differenz zwischen der AFK des offenen betragsoptimal bzw. symmetrisch optimal eingestellten Regelkreises und der AFK des Teils der Anlage, der lediglich noch durch eine Regeleinrichtung zu ergänzen ist, dann erhält man die AFK der Regeleinrichtung. Auf diese Weise wurden die in Tab. 4 angegebenen Einstellregeln ermittelt. Man erkennt, daß die Zahl der Regelstreckentypen eng begrenzt ist, die exakt nach den beiden Optima eingestellt werden können, wenn man nur Kombinationen der drei elementaren Reglertypen (I-, P- und D-Verhalten) zuläßt (Tafel 3).

Mitunter wird lediglich Wert darauf gelegt, daß sich die Dynamik eines Regelkreises einstellt, die einer der beiden Optimierungsvorschriften entspricht. Dann genügt es, die Regeleinrichtung in der Weise an die Regelstrecke anzupassen, daß die AFK dieses offenen Regelkreises im Bereich $\omega \geq \omega_g$ mit der gewünschten AFK übereinstimmt (Bild 92).

Tafel 2. Charakteristische Daten für das Betrags- und das symmetrische Optimum

Lfd. Nr.	Betragsoptimum	Symmetrisches Optimum
1	ÜTF des offenen Regelkreises $G_{0BO}(p) = \frac{1}{2T_\mu(p)(1+pT_\mu)}$	$G_{0SO}(p) = \frac{1+p4T_\mu}{p4T_\mu} \cdot \frac{1}{p2T_\mu(1+pT_\mu)} = \frac{1+p4T_\mu}{p^28T_\mu^2+p^38T_\mu^3}$
2a	ÜTF des geschlossenen Regelkreises bei Führung $G_{wBO}(p) = \frac{1}{1+2T_\mu p+2T_\mu^2 p^2}$	$G_{wSO}(p) = \frac{1+p4T_\mu}{1+p4T_\mu+p^28T_\mu^2+p^38T_\mu^3}$
2b	Gebräuchliche Näherung für die ÜTF in Zeile 2a $G_{wBO}(p) \approx \frac{1}{1+2\sqrt{2}T_\mu p}$	
3	AFK des offenen Regelkreises (gewünschte AFK) 	
4	PFK des offenen Regelkreises (gewünschte PFK) 	
5a	Gleichung der Sprungantwort bei Führung $h(t) = g_0 \left[1 - e^{-\frac{t}{2T_\mu}} \left(\sin \frac{t}{2T_\mu} + \cos \frac{t}{2T_\mu} \right) \right]$ mit ÜTF nach Zeile 2a	$h(t) = g_0 \left(1 + e^{-\frac{t}{2T_\mu}} - 2e^{-\frac{t}{4T_\mu}} \cos \frac{\sqrt{3}}{4T_\mu} t \right)$
5b	$h(t) = g_0 \left[1 - e^{-\frac{t}{2\sqrt{2}T_\mu}} \right]$ mit ÜTF nach Zeile 2b	
6	Zeitlicher Verlauf der Sprungantwort bei Führung 	

Tafel 3. Zusammenstellung der elementaren Reglertypen

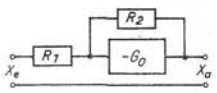
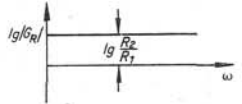
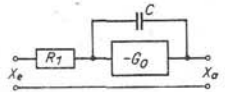
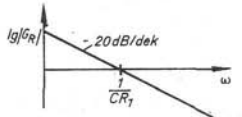
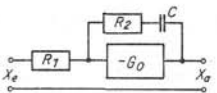
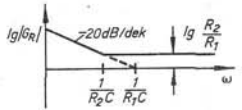
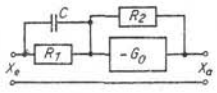
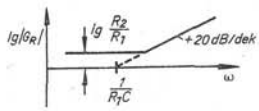
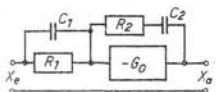
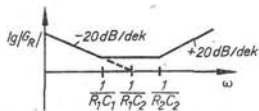
Lfd. Nr.	Art des Reglers	Beschaltung des Gleichstromverstärkers	ÜTF des Reglers	AFK des Reglers
1	P		$G_R(p) = \frac{R_2}{R_1} = V_R$	
2	I		$G_R(p) = \frac{1}{pCR_1}$	
3	PI		$G_R(p) = \frac{1 + pR_2C}{pR_1C}$	
4	PD		$G_R(p) = \frac{R_2}{R_1} (1 + pR_1C)$	
5	PID		$G_R(p) = \frac{(1 + pR_1C_1)(1 + pR_2C_2)}{pR_1C_1}$	

Tabelle 4. Einstellregeln für das Betragsoptimum und das symmetrische Optimum

ÜTF der Regelstrecke	ÜTF des notwendigen Reglers	Einstellregeln für den Regler
Betragsoptimum		
$\frac{1}{pT_1(1+pT_\mu)}$	V_R	$V_R = \frac{T_1}{2T_\mu}$
$\frac{V_s}{(1+pT_1)(1+pT_\mu)}$	$\frac{1+p\tau_R}{p\tau_J}$	$\tau_R = T_1$ $\tau_J = 2V_s T_\mu$
$\frac{V_s}{(1+pT_1)(1+pT_2)(1+pT_\mu)}$	$\frac{(1+p\tau_{R1})(1+p\tau_{R2})}{p\tau_J}$	$\tau_{R1} = T_1; \tau_{R2} = T_2$ $\tau_J = 2V_s T_\mu$
$\frac{1}{pT_1(1+pT_2)(1+pT_\mu)}$	$V_R(1+p\tau_R)$	$V_R = T_1/2T_\mu$ $\tau_R = T_1$
Symmetrisches Optimum		
$\frac{1}{pT_1(1+pT_\mu)}$	$\frac{1+p\tau_R}{p\tau_J}$	$\tau_R = 4T_\mu$ $\tau_J = 8T_\mu^2/T_1$
$\frac{1}{(pT_1)^2(1+pT_\mu)}$	$V_R(1+p\tau_R)$	$\tau_R = 4T_\mu$ $V_R = T_1^2/8T_\mu^2$

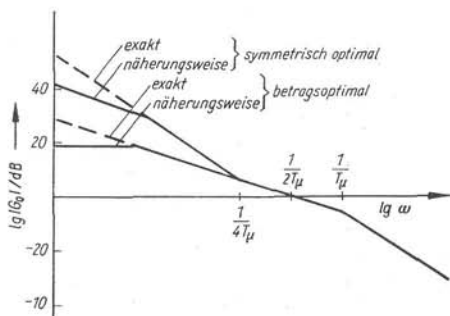


Bild 92. Amplitudenfrequenzkennlinie für einen näherungsweise betragsoptimal sowie symmetrisch optimal eingestellten Regelkreis

6.2.5.2. Störverhalten

Das Störverhalten läßt sich anhand der Störübertragungsfunktion beschreiben. Sie folgt aus dem allgemeingültigen Signalflußbild (Bild 93), wobei bei Antriebsregelkreisen die Störgröße z_2 (das Widerstandsmoment) dominierend ist. Die ÜTF G_2 lautet dann:

$$G_2(p) = \omega(p)/m_B(p) = k_2/pT_2 \quad (120)$$

wobei man k_2 den Wert

$$k_2 = 1 \text{ (N} \cdot \text{m} \cdot \text{s)}^{-1} \quad (121)$$

zuordnet. T_2 ist die mechanische Zeitkonstante. Unter Beachtung von Gl. (121) hat sie den Zahlenwert des Massenträgheitsmoments des Antriebssystems, wenn dieses in der Einheit $\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}^2$ vorliegt. Unter Beachtung von Bild 93 ergibt sich die gesuchte Störübertragungs-

funktion zu

$$G_{z_2}(p) = \frac{x(p)}{z(p)} = -G_w(p) \frac{1}{G_1(p) \cdot G_R(p)} = -\frac{G_2(p)}{1 + W(p)} \quad (122)$$

Damit folgt die Störübertragungsfunktion für die betragsoptimale Einstellung zu

$$G_{z_2}(p) = -k_2 \frac{2T_\mu}{T^2} \frac{1 + pT_\mu}{1 + 2T_\mu p + 2T_\mu^2 p^2} \quad (123)$$

und für die symmetrisch optimale Einstellung zu

$$G_{z_2}(p) = -k_2 \frac{8T_\mu}{T^2} \frac{T_\mu p(1 + pT_\mu)}{1 + 4T_\mu p + 8T_\mu^2 p^2 + 8T_\mu^3 p^3} \quad (124)$$

Die daraus ableitbaren Sprungantworten lauten für die betragsoptimale Einstellung:

$$x(t) = -z_{20}^* \frac{2T_\mu}{T^2} \left(1 - e^{-\frac{t}{2T_\mu}} \cos \frac{t}{2T_\mu} \right) k_2 \quad (125)$$

und für die symmetrisch optimale Einstellung:

$$x(t) = -z_{20}^* \frac{2T_\mu}{T^2} \left\{ e^{-\frac{t}{4T_\mu}} \left(\sqrt{3} \sin \frac{\sqrt{3}}{4T_\mu} t - \cos \frac{\sqrt{3}}{4T_\mu} t \right) + e^{-\frac{t}{2T_\mu}} \right\} k_2 \quad (126)$$

z_{20}^* ist in Gln. (125) und (126) die Amplitude, um die das Widerstandsmoment sprunghaft verändert wird.

Die Störsprungantworten entsprechend Gln. (125) und (126) sind in Bild 94 dargestellt. In Bild 94 ist x auf $z_{20}^* k_2$ bezogen. Es soll nochmals darauf hingewiesen werden, daß das Stör-

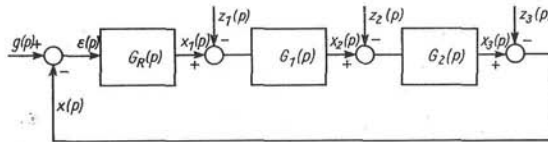


Bild 93. Allgemeingültiges Signalflußbild zur Untersuchung des Störverhaltens eines geschlossenen Regelkreises

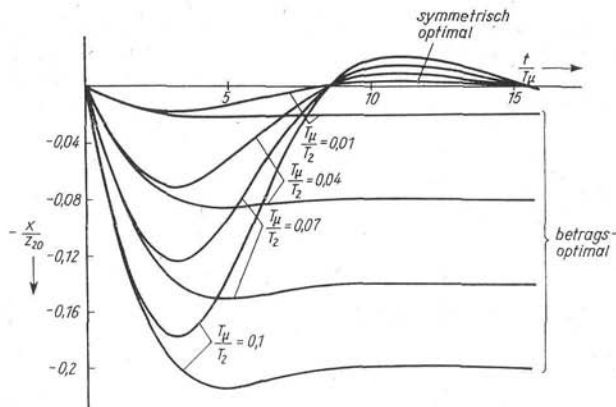


Bild 94. Störverhalten eines betragsoptimal bzw. symmetrisch optimal eingestellten Antriebsregelkreises bei sprunghafter Veränderung des Widerstandsmoments (x bezogen auf $z_{20}^* k_2$)

verhalten von der Eingriffsstelle der Störgröße im Regelkreis und den Strukturen von Regelungseinrichtung und Regelstrecke abhängig ist. Der Einfluß von Störgrößen, die an anderen Stellen des Regelkreises angreifen als das Widerstandsmoment, kann in analoger Weise berechnet werden.

Ist die Störgröße *Widerstandsmoment* periodisch veränderlich oder ist die Arbeitsmaschine über eine mechanische Welle merklicher Elastizität mit dem Antriebsmotor gekuppelt, so kann ein nach dem symmetrischen Optimum eingestellter drehzahl geregelter Antrieb gegebenenfalls schlechtere Eigenschaften bezüglich Konstanthaltung der Drehzahl haben als ein gleichartiger Antrieb ohne Drehzahlregelung [12, 51, 53].

6.2.5.3. Festlegen der Struktur des Antriebsregelkreises

Literatur: [31, 32, 34, 55, 63]

Die Synthese eines Regelkreises im Hinblick auf seine Struktur ist eine Aufgabe, die in verschiedener Weise gelöst werden kann. Bei Antriebsregelungen ist neben der Forderung nach gutem dynamischem Verhalten die Frage des zuverlässigen Überbeanspruchungsschutzes von großer Wichtigkeit. Gute Dynamik und zuverlässiger Schutz lassen sich einfach realisieren, wenn die betreffende Regelung strukturell so aufgebaut wird, daß ein äußerer Regelkreis mit der Hauptregelgröße, z. B. der Drehzahl, und ein unterlagerter Hilfsregelkreis oder mehrere mit den entsprechenden Hilfsregelgrößen, z. B. Ankerstrom und Ankerspannung, entstehen. Eine derartige Struktur hat den Vorzug, daß sich die Sollwerte für die Hilfsregelgrößen in einfacher Weise begrenzen lassen. Bei entsprechender Einstellung des betreffenden Hilfsregelkreises, z. B. nach dem Betragsoptimum, wird damit auch die zugeordnete Hilfsregelgröße sicher begrenzt.

Ein weiterer Vorzug dieser Struktur besteht darin, daß jeweils eine große Zeitkonstante der Gesamtregelstrecke in einen Hilfsregelkreis einbezogen und dort durch einen Reglervorhalt getrennt kompensiert werden kann. Dieser Vorzug kommt insbesondere dort zur Wirkung, wo die Gesamtregelstrecke mehrere große Zeitkonstanten aufweist.

Bei Regelstrecken mit zwei großen Zeitkonstanten und einer kleinen ist die Regelung mit Hilfsgröße (oder Kaskaden-Regelung) gegenüber der einschleifigen Regelung im Hinblick auf die erzielbare Dynamik im Nachteil. Sie wird aber auch dort bevorzugt angewendet, da man auf diese Weise die Begrenzung der Hilfsregelgröße, z. B. des Ankerstroms, sehr einfach einbeziehen und den Einsatz des bei der einschleifigen Regelung einer Regelstrecke mit 2 großen Zeitkonstanten erforderlichen PID-Reglers vermeiden kann.

Ein weiterer Nachteil der Regelung mit Hilfsregelgröße ist der erhöhte Aufwand an Meßgliedern zur Istwerterfassung und an Regeleinrichtungen. Insbesondere bei Antrieben größerer Leistung ist der zuverlässige Schutz der Anlage vor Überbeanspruchung jedoch höher zu bewerten als der erhöhte Aufwand. In bestimmten Fällen können auch sogenannte Wechselregelungen sinnvoll eingesetzt werden. In der Antriebstechnik relativ häufig anzutreffen sind sogenannte Ablöseregelungen, bei denen über zwei Stellgrößen, z. B. die Ankerspannung und den Erregerfluß, eine Regelgröße, z. B. die Drehzahl, beeinflußt wird [12]. Dabei wird die Drehzahl im Bereich $0 \leq \Omega < \Omega_N$ durch Verstellen der Ankerspannung und im Bereich $\Omega > \Omega_N$ durch Verstellen der Erregerstromspannung eingestellt, wobei jedoch bei Drehzahlen $\Omega > \Omega_N$ Störungen zunächst über die Ankerspannung ausgeregelt werden. Das wird dadurch erreicht, daß man den Drehzahlregelkreis mit der Ankerspannung als Stellgröße um eine Größenordnung schneller macht als den mit der Erregerstromspannung als Stellgröße.

6.3. Einige Grundschaltungen drehzahl geregelter elektrischer Antriebe

Literatur: [23, 29, 63]

Die am häufigsten anzutreffende Variante des geregelten elektrischen Antriebs ist die *Drehzahlregelung*. Die drehzahl geregelten Antriebe lassen sich in zwei Gruppen unterteilen. Eine Gruppe bilden die sogenannten *Festwertregelungen*, bei denen die Drehzahl insbesondere bei Änderungen des Widerstandsmoments konstant gehalten werden soll und der Drehzahlsollwert nur gelegent-

lich verstellt wird. Die zweite Gruppe bilden die *Führungsregelungen*, bei denen der Drehzahlwert möglichst genau dem veränderlichen Drehzahl Sollwert folgen soll und Störeinflüsse von untergeordneter Bedeutung sind.

Grundsätzlich kann eine Drehzahlregelung nach dem im Bild 95 angegebenen Prinzipschaltbild als *einschleifiger Regelkreis* aufgebaut werden. Wegen fehlender Begrenzungsmöglichkeiten wird diese Schaltung jedoch nur bei Antrieben kleiner Leistung realisiert.

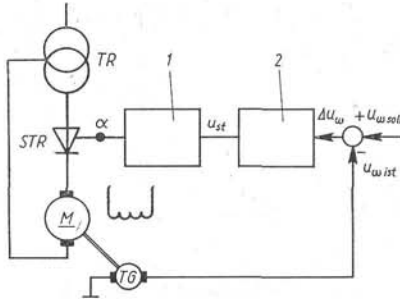


Bild 95. Einschleifiger Drehzahlregelkreis für Einrichtungsbetrieb bezüglich des Ankerstroms
1 Thyristorsteuersatz; 2 Regler

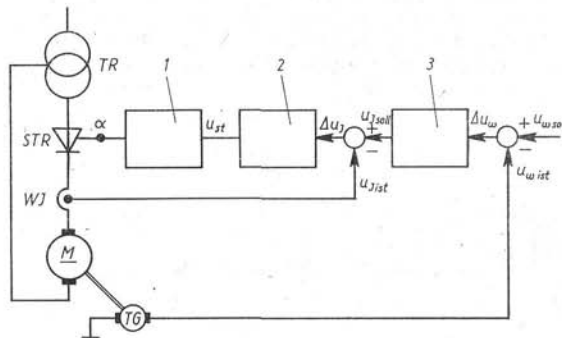


Bild 96. Drehzahlregelkreis mit unterlagertem Ankerstromregelkreis (mit dem Ankerstrom als Hilfsregelgröße) für Einrichtungsbetrieb bezüglich des Ankerstroms
1 Thyristorsteuersatz; 2 Ankerstromregler; 3 Drehzahlregler mit Begrenzung

Im Bild 96 ist das Prinzipschaltbild eines Drehzahlregelkreises mit unterlagertem Ankerstromregelkreis (oder mit dem Ankerstrom als Hilfsregelgröße) angegeben. Durch Begrenzen der Ausgangsspannung des Drehzahlreglers und geeignete Einstellung des Ankerstromreglers, z. B. nach dem Betragsoptimum, ist in einfacher Weise eine sichere Begrenzung des Ankerstroms möglich. Sie ist als *Grundsaltung des drehzahl geregelten, stromrichter gespeisten Gleichstromantriebs* anzusehen, die je nach Aufgabenstellung modifiziert und erweitert werden kann. Beispiele hierfür sind die in Bildern 97 bis 100 dargestellten Schaltungen.

Im Bild 97 ist eine Schaltung zur *Drehzahlregelung durch Verstellen der Anker- und Erregerspannung* angegeben. Sie ist in der Literatur als *Drehzahlregelung mit EMK-abhängiger Feldschwächung* bekannt [12]. Der hier gebrauchte Begriff EMK ist identisch mit der inneren Motorspannung u_a^* , wie sie unter 6.1.1. eingeführt wurde. Die Bildung des EMK-Istwerts erfolgt über die unter 6.1.5.1. angegebene EMK-Brücke. Die Wirkungsweise der Schaltung ist kurz wie folgt zu beschreiben. Bei Veränderung des Drehzahl Sollwerts im Bereich $0 < \omega < \omega(U_{E\text{Soll}})$ erfolgt die Drehzahlverstellung über die Ankerspannung.

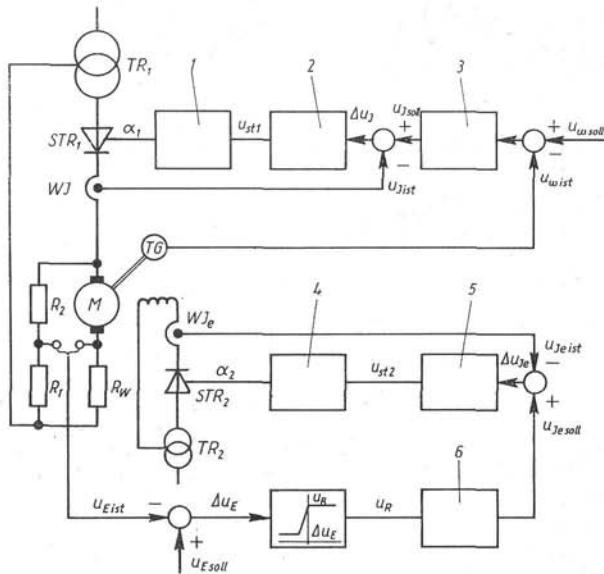


Bild 97. Drehzahlregelkreis mit unterlagertem Ankerstromregelkreis und parallelem EMK-Regler mit unterlagertem Erregerstromregelkreis
 1 Thyristorstellersatz; 2 Ankerstromregler; 3 Drehzahlregler mit Begrenzung; 4 Thyristorstellersatz; 5 Erregerstromregler; 6 EMK-Regler mit Begrenzung

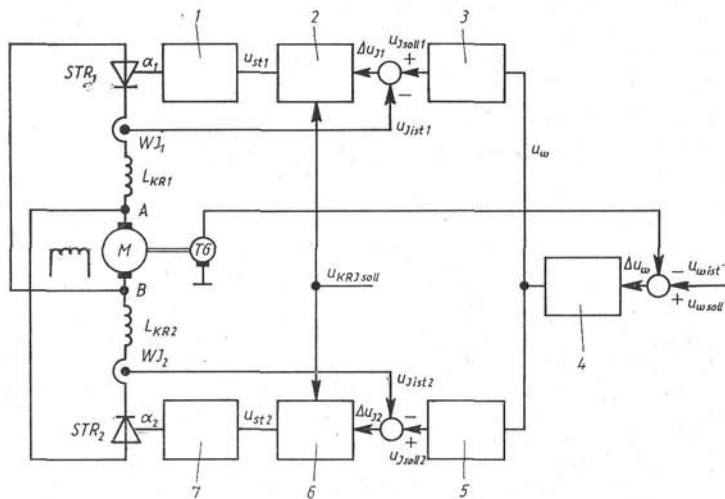


Bild 98. Drehzahl geregelter Umkehrantrieb mit Kreisstromregelung
 1 Thyristorstellersatz 1; 2 Ankerstromregler 1; 3 Begrenzung 1; 4 Drehzahlregler
 5 Begrenzung 2; 6 Ankerstromregler 2; 7 Thyristorstellersatz 2

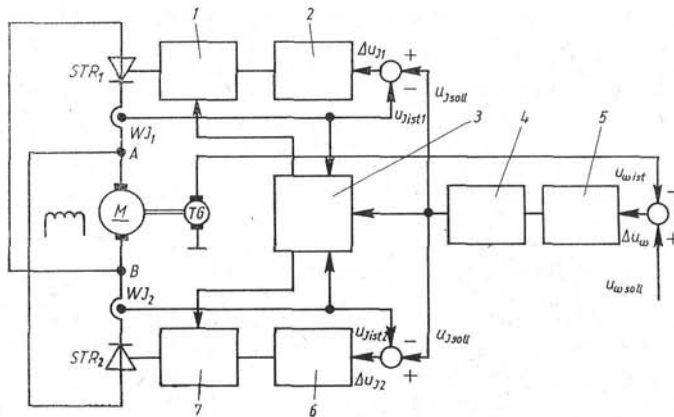


Bild 99. Drehzahl geregelter Umkehrantrieb in kreisstromfreier Schaltung
 1 Thyristorsteuersatz 1; 2 Ankerstromregler 1; 3 Kommando-Logik; 4 Begrenzung;
 5 Drehzahlregler; 6 Ankerstromregler 2; 7 Thyristorsteuersatz 2

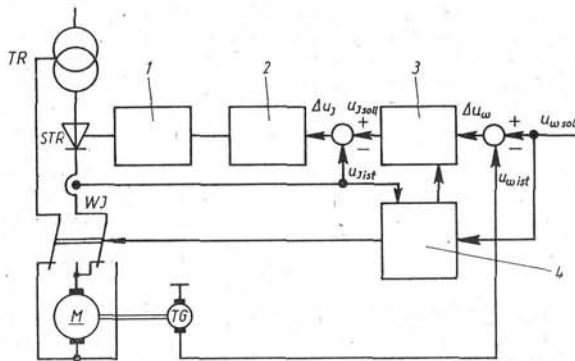


Bild 100. Drehzahl geregelter Umkehrantrieb mit Ankerumschaltung
 1 Thyristorsteuersatz; 2 Ankerstromregler; 3 Drehzahlregler; 4 Kommando-Logik

Die Erregerwicklung des Motors erhält die volle Erregerspannung. Beim Verändern des Drehzahl-sollwerts im Bereich $\omega > \omega(U_{Esoll})$ wird die Drehzahl vorerst ebenfalls über die Anker-spannung verstellt. Die damit verbundene Veränderung der inneren Motorspannung (EMK) hat eine EMK-Regelabweichung zur Folge, die letztlich so lange eine Veränderung des Erreger-stroms bewirkt, bis EMK-Sollwert und EMK-Istwert wieder übereinstimmen. Dadurch wird gleichzeitig die Ankerspannung wieder auf den Wert verstellt, den sie vor dem Ansprechen des EMK-Regelkreises innehatte. Störungen werden im Drehzahlbereich $\omega > \omega(U_{Esoll})$ in gleicher Weise ausgeregelt. Durch geeignete Abstimmung der Dynamik des EMK- und des Drehzahl-regelkreises (die Arbeitsgeschwindigkeit des EMK-Regelkreises muß um eine Größenordnung kleiner sein als die des Drehzahlregelkreises) wird ein schwingungsfreier Betrieb des Gesamt-systems erreicht.

Die in den Bildern 95, 96 und 97 angegebenen Schaltungen gestatten nur den Einrichtungsbetrieb des Antriebs bezüglich Ankerstrom und Drehzahl. Wird die innere Motorspannung, z. B. durch eine aktive Belastung, größer als die Stromrichterspannung, so wird der Strom im

Ankerkreis Null. Der Antrieb ist dann ungeführt. Es tritt keine Bremswirkung auf. Drehzahl-geregelte Antriebe für den Einrichtungsbetrieb sind deshalb nur geeignet für Arbeitsmaschinen, die dem Antrieb ein passives Widerstandsmoment zuführen.

Eine zweite Gruppe der drehzahlgeregelten Antriebe bilden die sogenannten *Umkehrantriebe zur kontaktlosen Umkehr der Drehrichtung*. Prinzipschaltungen sind in den Bildern 98 und 99 dargestellt. Hier sind in beiden Fällen zwei Stromrichteranordnungen (je eine für eine Stromrichtung) erforderlich. Die Wirkungsweise des Umkehrantriebs läßt sich in einfacher Weise anhand seines Ersatzschaltbilds für den Starkstromkreis erläutern (Bild 101).

Hier stellen U_1 , U_2 und U_M die Mittelwerte der inneren Spannungen der beiden Stromrichteranordnungen und des Motors dar. StR_1 möge sich im Gleichrichterbetrieb und StR_2 im Wechselrichterbetrieb befinden. Bei Motorbetrieb muß die Regeleinrichtung die Mittelwerte U_1 und U_2 so einstellen, daß die Bedingung $U_1 > U_2 > U_M^*$ erfüllt ist. Dann treibt die Spannungsdifferenz $U_1 - U_M^*$ den Motorstrom i_M und die Differenz $U_1 - U_2$ den Kreisstrom i_{KR} , der nur durch die beiden Ventile, die Sekundärwicklung(en) des Stromrichtertransformators (hier nicht dargestellt) und die Drosselspulen L_{KR1} und L_{KR2} zur Begrenzung des Wechselanteils des Kreisstroms fließt. Die Spannungsdifferenz $U_2 - U_M$ kann keinen Strom antreiben, da sie in Sperrichtung des Stromrichters StR_2 wirkt.

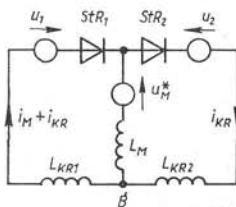


Bild 101. Skizze zur Erläuterung der Strom-Spannungs-Verhältnisse beim stromrichtergespeisten Umkehrantrieb

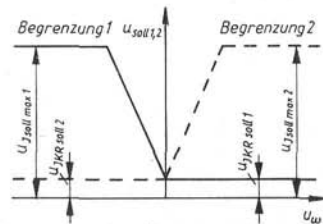


Bild 102. Prinzipieller Verlauf der Begrenzungskennlinien beim kreisstromgeregelten Umkehrantrieb

Soll der Motor generatorisch abgebremst werden, so muß die Regeleinrichtung die Mittelwerte der Spannungen so einstellen, daß die Bedingung $U_M^* > U_1 > U_2$ erfüllt ist. Dann kehrt der Motorstrom sein Vorzeichen um und kommutiert auf die Stromrichtergruppe 2. Um den Drehrichtungswchsel zu erreichen, wird im Vergleich zu dem bevor beschriebenen Zustand die Stromrichtergruppe 2 in den Gleichrichter- und die Stromrichtergruppe 1 in den Wechselrichterbetrieb gesteuert.

Die günstigste Umkehrschaltung bezüglich des dynamischen Verhaltens ist die in Bild 98 dargestellte Schaltung mit Kreisstromregelung. Durch Ausbildung der beiden Begrenzungen, wie in Bild 102 dargestellt, wobei der untere Grenzwert für $U_{KR,soll1}$ bzw. $U_{KR,soll2}$ stetig einstellbar ist, wird durch die Kreisstromregelung die Differenz $U_1 - U_2$ jeweils so eingestellt, daß gerade der gewünschte Kreisstrom fließt. Um die einwandfreie Funktion des Umkehrantriebs mit Kreisstromregelung zu sichern, muß der stationäre Kreisstrom abhängig vom Arbeitspunkt bezüglich des Zündwinkels so groß sein, daß der Lückbetrieb sicher vermieden wird. Demzufolge kann der erforderliche Kreisstrom mit abnehmendem Zündwinkel kleiner werden. Die Umkehrschaltung mit Kreisstromregelung hat den Vorzug, daß die jeweils im Wechselrichterbetrieb befindliche Stromrichtergruppe so angesteuert ist, daß sie sofort zur Übernahme des Motorstroms in der Lage ist. Es tritt beim Übergang vom Motor- in den Bremsbetrieb und in umgekehrter Richtung keine Unterbrechung (oder Ausblendung) des Motor-drehmoments auf.

Da sich der Kreisstrom auf der Primärseite des Stromrichtertransformators als nachteiliger Blindstrom abbildet, beeinflusst er den Blindleistungshaushalt des Netzes, insbesondere bei großer Aussteuerung der beiden Stromrichtergruppen, ungünstig.

Neben der Umkehrschaltung mit Kreisstromregelung sind *kreisstromfreie Umkehrschaltungen* entwickelt worden. Das Prinzip einer solchen Schaltung ist in Bild 99 dargestellt. Das Bilden des Kreisstroms wird vermieden, indem mittels einer Kommandologik der Mittelwert der Wechselrichterspannung u_a größer als der Mittelwert der Gleichrichterspannung u_1 eingestellt wird. Diesen Sachverhalt kann man sich anhand von Bild 101 sofort vergegenwärtigen.

Der Vorteil der Kreisstromlosigkeit wird erkaufte durch eine etwas schlechtere Dynamik, da bei der Stromübergabe von der einen auf die andere Stromrichtergruppe eine kleine stromlose Pause (≥ 5 ms) erforderlich ist, um die beiden Stromrichtergruppen in einem dem neuen Betriebszustand erforderliche Aussteuerung zu bringen. Durch eine Nachführung der Aussteuerung des jeweils nicht stromführenden Stromrichters ist es in jüngerer Zeit gelungen, die Unterschiede der beiden prinzipiellen Umkehrschaltungen hinsichtlich ihres dynamischen Verhaltens weitgehend zu verringern.

Wird eine Stromrichtergruppe eines Umkehrantriebs nur zum Abbremsen des Antriebs eingesetzt, nicht aber für den Motorbetrieb in der anderen Drehrichtung, so kann diese Stromrichtergruppe leistungsmäßig schwächer dimensioniert werden.

In Bild 100 ist eine *Umkehrschaltung mit mechanischer Umschalteneinrichtung* im Ankerkreis dargestellt. Die Kommandologik hat hier die Aufgabe, die Umschaltung einzuleiten, wenn der Ankerstrom Null geworden ist, und diesen Wert zu halten, bis die Umschaltung beendet ist. Nach beendetem Umschalten muß der Stromsollwert gegenüber dem ursprünglichen Zustand umgekehrt werden. Die erforderliche stromlose Pause für das Umschalten, während der der Antrieb nicht geführt ist, beträgt etwa 0,5...1 s.

Bild 103 zeigt die *Drehzahlregelung mit einem Steuergenerator als Stellglied*. Dem Drehzahlregelkreis ist ein Ankerspannungsregelkreis und diesem ein Ankerstromregelkreis unterlagert. Wenn die Stromrichteranordnung im Erregerkreis die Umkehr des Erregerstroms gestattet, ist *Reversierbetrieb mit generatorischer Bremsung* möglich.

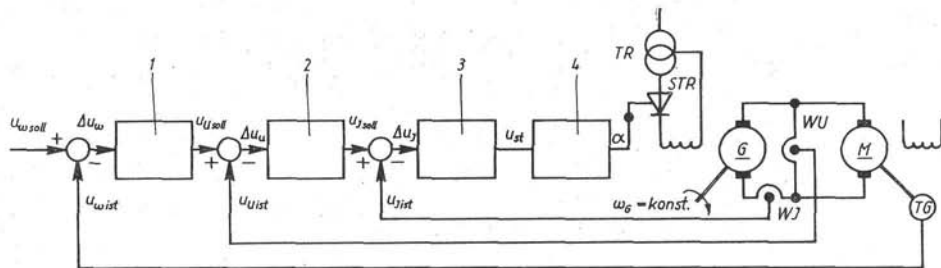


Bild 103. Drehzahlregelkreis mit unterlagertem Ankerspannungs- und Ankerstromregelkreis
1 Drehzahlregler mit Begrenzung; 2 Ankerspannungsregler mit Begrenzung; 3 Ankerstromregler;
4 Thyristorsteuersatz

In den Bildern 104 und 105 sind zwei prinzipielle Schaltungen von Drehzahl- bzw. Geschwindigkeitsregelkreisen dargestellt, wie sie auf elektrischen Triebfahrzeugen Anwendung finden. Bild 104 zeigt die *Schaltung für den Fahrbetrieb*. Die Fahrmotoren arbeiten als Reihenschlußmotoren. Die Schaltung läßt sich in einfacher Weise auf Fahrmotorgruppen mit den zugehörigen Stellgliedern erweitern, wenn jeweils eine Fahrmotorgruppe mit ihrem Stellglied zu einem Stromregelkreis zusammengeschaltet wird. Alle Stromregelkreise können dann dem in Bild 104 bereits dargestellten Stromregelkreis parallelgeschaltet und mit dem vom Geschwindigkeitsregler bereitgestellten Stromsollwert beaufschlagt werden. Auf diese Weise läßt sich statisch und dynamisch eine gute Belastungsaufteilung auf alle Fahrmotorgruppen erreichen. Bild 105 zeigt die Schaltung für den Bremsbetrieb. Die Fahrmotoren werden hier als fremderregte Nebenschlußgeneratoren mit Widerstandsbelastung betrieben. Bezüglich Erweiterung der Schaltung sind die für den Fahrbetrieb gemachten Erläuterungen sinngemäß auf den Bremsbetrieb zu übertragen.

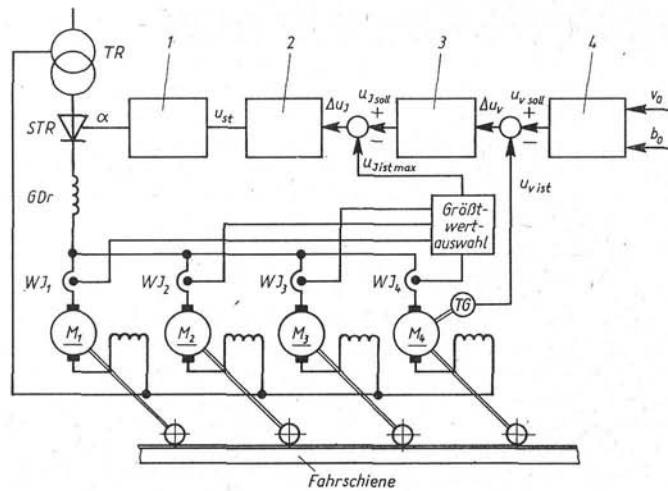


Bild 104. Geschwindigkeitsregelkreis mit unterlagerter Ankerstromregelung für ein elektrisch angetriebenes Triebfahrzeug im Fahrbetrieb
 1 Thyristorsteuersatz; 2 Ankerstromregler; 3 Geschwindigkeitsregler mit Begrenzung;
 4 Fahrkurvenrecheneinheit

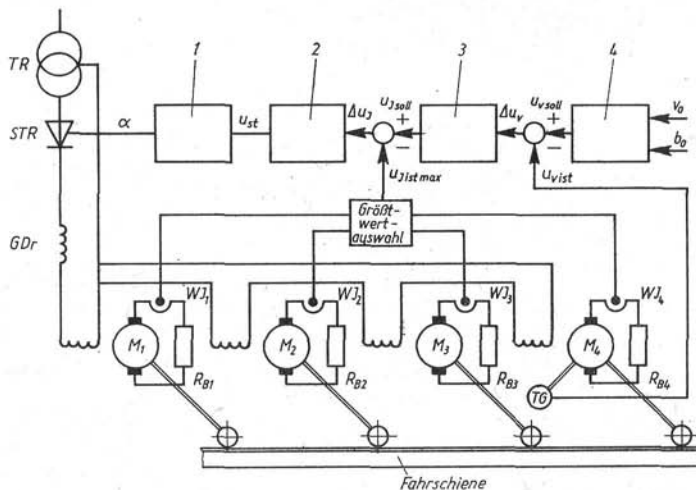


Bild 105. Geschwindigkeitsregelkreis mit unterlagerter Ankerstromregelung für ein elektrisch angetriebenes Triebfahrzeug im Bremsbetrieb
 1 Thyristorsteuersatz; 2 Ankerstromregler; 3 Geschwindigkeitsregler;
 4 Fahrkurvenrecheneinheit

Literaturverzeichnis

- [1] Bauer, M.: Die Welligkeit der Gleichspannung von Tachodynamos und ihr Einfluß auf die Regelung. Z. Regelungstechnik 1959, H. 7, S. 203
- [2] Bauer, R.; Schneider, G.: Maschinenteile, Bd. III, Hülltriebe und Reibradtriebe. 6. Aufl. — Leipzig: VEB Fachbuchverlag 1975.
- [3] Beier, E.: Einfluß der Glättungsinduktivität auf Kommutierung und Leistung thyristorgespeister Gleichstromnebeneschlußmotoren. — Siemens-Zeitschrift 42 (1968) 10, S. 843...854

- [4] *Berger, Th.*: Das dynamische Verhalten des Gleichstromreihenschlußmotors. Z. Elektrik (1966) 9, S. 359...362
- [5] *Blaschke, H.*: Der Einfluß von Anlaufstromstoß und Spannungsabfall eines direkt geschalteten Käfigankerrotors auf Netz und Anlage. Z. Elektrotechnik 5 (1951) 5, S. 197...204
- [6] *Blaschke, H.*: Selbstanlauf der an eine Hauptleitung angeschlossenen Motoren. Z. Elektrotechnik 7 (1953) 3, S. 105...109
- [7] *Bühler, H.*: Einführung in die Theorie geregelter Gleichstromantriebe. — Basel und Stuttgart: Birkhäuser-Verlag 1962
- [8] *Buxbaum, A.*: Das Einschwingverhalten drehzahl geregelter Gleichstromantriebe bei Sollwert- und Laststößen. — Technische Mitteilungen AEG-Telefunken 59 (1969) 6, S. 353...358
- [9] *Buxbaum, A.*: Regelung von Stromrichteranlagen bei lückendem und nicht lückendem Strom. — Technische Mitteilungen AEG-Telefunken 59 (1969) S. 348...352
- [10] *Claußnitzer, H.*: Bestimmung der Trägheitsmomente von Rotationskörpern. — ETZ (1971) 20, S. 551 bis 552
- [11] *Dietzsch, G.*: Normierte Übergangsfunktionen für Drehzahlregelkreise. Z. Automatisierungspraxis 6 (1969) S. 46, und 6 (1969) S. 56
- [12] Energieelektronik und geregelte elektrische Antriebe. VDE-Buchreihe, Bd. 11. — Berlin: VDE-Verlag 1966
- [13] Fachwissen des Ingenieurs, Bd. 2, Abschn. StR, 7. Aufl. — Leipzig: VEB Fachbuchverlag 1981
- [14] *Fallside, F. u. a.*: Ripple instability in closed loop controlsystems with thyristor amplifiers (Instabilität durch Oberschwingungen in Regelkreisen mit Thyristorstellgliedern). Z. Proc. IEE 114 (1967), H. 1, S. 139...152
- [15] *Fieger, K.*: Zum dynamischen Verhalten thyristorgespeister Gleichstromregelantriebe. Z. ETZ — A 90 (1969) 13, S. 311...316
- [16] *Föllinger, O.*: Über die Begriffe Übertragungsfunktion und Frequenzgang. Z. Regelungstechnik 17 (1969) 12, S. 559...562
- [17] *Gens, W.*: Berechnung der dynamischen Spannungsreserve bei drehzahl geregelten stromrichter gespeisten Gleichstromantrieben zur Bemessung des Stromrichtertransformators. Z. messen — steuern — regeln 10 (1967) 6, S. 222...228
- [18] *Gens, W.*: Die Bestimmung der regelungstechnischen Parameter einer fremderregten Gleichstrommaschine ohne Kenntnis der Übergangsfunktion und des Frequenzgangs. — Wiss. Zeitschrift der HFE Ilmenau 6 (1960) 2, S. 137...141
- [19] *Gens, W.*: Verbesserung des dynamischen Verhaltens des drehzahl geregelten stromrichter gespeisten Gleichstromantriebes bei geringer Belastung durch Parametersteuerung. — XI. Int. Kolloquium der TH Ilmenau, 1966
- [20] Gesetzblatt der DDR, Teil III, 1961, Nr. 11, S. 17
- [21] *Griepentrog, E.*: Zur Simulation von Differentialanalysatorschaltungen am ZRA 1. Z. messen — steuern — regeln 9 (1966) 9, S. 311...315
- [22] *Hartmann, T.*: Die neue Walzmotorenreihe vom Typ GMFWGD des VEB Elektromaschinenbau Niedersedlitz, VEM Elektro-Anlagenbau 2 (1966), H. 4
- [23] *Heinz, E. u. a.*: Thyristoranlagen großer Leistung. Z. VEB Elektroanlagenbau (1969) 3, S. 172...179
- [24] *Hentschel; Pranskat*: Digitale Regelung elektrischer Antriebe. — Stromrichter und Antriebe, Ausgabe März 1965 vom VEB Elektroprojekt Berlin
- [25] *Keßler, C.*: Das symmetrische Optimum, Teil 1 und 2. Z. Regelungstechnik 6 (1958) 11, S. 395...400, 6 (1958) 12, S. 432...436
- [26] *Keßler, C.*: Über die Vorausberechnung optimal abgestimmter Regelkreise. Teil 1, 2 und 3. — Regelungstechnik 2 (1954) 12, S. 274...281, 3 (1955) 1, S. 16...23, 3 (1955) 2, S. 40...49
- [27] *Kindler; Pohl*: Kleines regelungstechnisches Praktikum. — Berlin: VEB Verlag Technik 1967
- [28] *Kovacs, K. P.*: Betriebsverhalten von Asynchronmaschinen. — Berlin: VEB Verlag Technik 1957
- [29] *Krause, J.*: Thyristorstellglieder zur Speisung von Gleichstrom-Reversierantrieben geringer Leistung. Z. Elektrik 24 (1970) 6, S. 200...202
- [30] *Krause, J.*: Zur Regelgüte von Thyristorstromrichter-Umkehrantrieben. Z. messen — steuern — regeln 12 (1969) 11, S. 430
- [31] *Kümmel, F.*: Einfluß der Stellgliedeigenschaften auf die Dynamik von einfachen Drehzahlregelkreisen. Teil 1, Führungsverhalten, Teil 2, Lastverhalten. — VDI-Zeitschrift 107 (1965) 33, S. 1583 bis 1589, 36, S. 1755...1757
- [32] *Kümmel, F.*: Einfluß der Stellgliedeigenschaften auf die Dynamik von Drehzahlregelkreisen mit unterlagerteter Stromregelung. Z. Regelungstechnik 13 (1965) 5, S. 227...234
- [33] *Lappe, R.*: Thyristor-Stromrichter für Antriebsregelungen. 3. Aufl. — Berlin: VEB Verlag Technik 1975
- [34] *Latzel, W.*: Begrenzungsregelungen, Teil 1 und 2. Z. Regelungstechnik 12 (1964) 4, S. 151...158, 12 (1964) 5, S. 210...215
- [35] *Latzel, W.*: Berechnung der Laststörung von drehzahl geregelten Gleichstromantrieben mit geschachteltem Stromregelkreis. Z. Regelungstechnik 13 (1965) 8, S. 375

- [36] *Leonhard, A.*: Elektrische Antriebe. 2. Aufl. — Stuttgart: Ferdinand Enke Verlag 1959
- [37] *Leonhard, W.*: Regelkreis mit gesteuertem Stromrichter als nichtlineares Abtastproblem. — ETZ — A 86 (1965) 16, S. 513...520
- [38] *Leonhard, W.*: Regelkreis mit symmetrischer Übertragungsfunktion. Z. Regelungstechnik 13 (1965) 1, S. 4...12
- [39] *Müller, G.*: Elektrische Maschinen. Theorie rotierender elektrischer Maschinen. 4. Aufl. — Berlin: VEB Verlag Technik 1977
- [40] *Nebe, J.*: Berechnung dynamischer Systeme durch Modellierung auf einem Digitalrechner. Z. messen — steuern — regeln 12 (1969) 12, S. 476
- [41] *Nürnberg, W.*: Die Prüfung elektrischer Maschinen. 5. Aufl. — Berlin—Göttingen—Heidelberg: Springer Verlag 1965
- [42] *Pampel, W.*: Kupplungen, Bd. 1. — Berlin: VEB Verlag Technik 1958
- [43] *Philippow, E.* (Hrsg.): Taschenbuch Elektrotechnik Bd. 1, Grundlagen. Abschn. 11 Regelungstechnik. 4. Aufl. — Berlin: VEB Verlag Technik 1975
- [44] *Philippow, E.* (Hrsg.): Taschenbuch Elektrotechnik, Bd. 2, Starkstromtechnik. Abschn. 2. Elektrische Antriebe. 4. Aufl. — Berlin: VEB Verlag Technik 1974
- [45] *Sattler, Ph.*: Anlauf von Synchronmotoren, VDE Buchreihe, Bd. 19. — Berlin: VDE-Verlag 1956, S. 94...100
- [46] *Schuisky, W.*: Elektromotoren. — Wien: Springer Verlag 1951
- [47] *Schuisky, W.*: Induktionsmaschinen. — Wien: Springer Verlag 1957
- [48] *Schipillo, W. P.*: Subharmonische Schwingungen in geschlossenen Regelkreisen mit Stromrichterstellgliedern. Z. Elektrischestwo (1969) 1, S. 58...63
- [49] *Schönfeld, R.*: Lehrbriefreihe der TU Dresden „Elektrische Antriebe“. — Berlin: VEB Verlag Technik 1969
- [50] *Schröder, D.*: Die dynamischen Eigenschaften von Stromrichterstellgliedern mit natürlicher Kommutierung. — ETZ — A 91 (1970) 4, S. 242...243
- [51] *Schwarz, H.*: Zum Resonanzverhalten einläufiger Regelkreise. Z. messen — steuern — regeln 11 (1968) 11, S. 433...438
- [52] *Solodownikow, W. W.*: Grundlagen der selbsttätigen Regelung. Teil 1. — Berlin: VEB Verlag Technik 1958
- [53] *Speth, W.*: Drehzahlregelkreise mit periodischen Laständerungen oder mit elastisch gekuppelter Arbeitsmaschine. — Siemens-Zeitschrift 42 (1968), S. 116...122
- [54] *Ströle, D.*: Drehzahlregelung eines Gleichstrommotors ohne Tachomaschine. Z. Regelungstechnik 6 (1958) 10, S. 356
- [55] *Syrbe, M.*: Vermaschte Regelkreise, eine Möglichkeit zur Vereinfachung von Regelungsaufgaben, Regelungstechnik — Moderne Theorien und ihre Verwendbarkeit, Tagungsbericht Heidelberg 1956, S. 78. — München: R. Oldenbourg Verlag
- [56] *Thomas; Kraus*: Blockorientierte Programmiersprache zur Simulation von Regelungssystemen mittels Digitalrechner. Z. messen — steuern — regeln 13 (1970) 3, S. 101
- [57] *Tschilikin, M. G.*: Elektromotorische Antriebe. — Berlin: VEB Verlag Technik 1957
- [58] *Schönfeld, R., u. AK*: VEM-Handbuch — Die Technik der elektr. Antriebe (Grundlagen), 6. Aufl. — Berlin: VEB Verlag Technik 1978
- [59] *Wecke, I.*: Anschluß von Drehstrommotoren mit Käfigläufern im Starkstromanlagenbau mit Betriebsspannungen unter 1000 V. — Z. d. IFE (1960) 24, S. 247 und 259
- [60] *Wolf, H.*: Bemerkungen zu einigen Begriffen der Stromrichtertechnik. — VEM Elektro-Anlagenbau (1969) 3, S. 161...165
- [61] *Wolff, P.*: Anwendung des Frequenzkennlinienverfahrens, Reihe Automatisierungstechnik, Bd. 39. — Berlin: VEB Verlag Technik 1965
- [62] *Worgitzki, A.*: Elektrisch-analoge Bausteine der Antriebstechnik, Reihe Automatisierungstechnik, Bd. 66. — Berlin: VEB Verlag Technik 1968
- [63] *Worgitzki, A.*; u. a.: Informationsverarbeitung des Thyresch-Systems für universelle Anwendungen. — VEM Elektro-Anlagenbau (1969) 3, S. 165...172
- [64] *Zemlin, E.*: Grundzüge des Frequenzkennlinienverfahrens, Reihe Automatisierungstechnik, Bd. 36. 2. Aufl. — Berlin: VEB Verlag Technik 1973
- [65] *Zirpke, K.*: Maschinenteile. Zahnräder. 11. Aufl. — Leipzig: VEB Fachbuchverlag 1980