

Die selbsttätige Regelung in der Elektrotechnik

Von

Dr.-Ing. A. Leonhard

o. Professor für elektrische Anlagen
an der Technischen Hochschule Stuttgart

Mit 186 Abbildungen im Text



Berlin
Verlag von Julius Springer
1940

ISBN-13:978-3-642-90034-1 e-ISBN-13:978-3-642-91891-9
DOI: 10.1007/978-3-642-91891-9

Alle Rechte, insbesondere das der Übersetzung
in fremde Sprachen, vorbehalten.

Copyright 1940 by Julius Springer in Berlin.
Softcover reprint of the hardcover 1st edition 1940

Vorwort.

Über die selbsttätige Regelung in der Elektrotechnik besteht bereits ein umfangreiches Schrifttum. Zahlreiche Aufsätze in Fachzeitschriften und eine Reihe wertvoller Dissertationen behandeln Sonderaufgaben dieses Gebietes. Es fehlt jedoch bisher ein Werk, das sowohl dem Studierenden als auch dem in der Praxis tätigen Ingenieur beim Entwurf, bei der Entwicklung, im Prüffeld und bei der Inbetriebnahme elektrischer Regler die theoretischen Vorstellungen und praktischen Anwendungen auf einheitlicher Grundlage vermittelt.

Das in einem Buch über selbsttätige Regelung in der Elektrotechnik zu behandelnde Gebiet ist außerordentlich umfangreich und vielseitig. Es mußte daher versucht werden, die verwirrende Mannigfaltigkeit der vielen bisher erdachten und erprobten Regler in ein System zu bringen. Ich habe es unternommen, die Einteilung der Regelanordnungen nach der Zahl der „Verstellwerke“, d. h. zeitabhängigen Zwischenglieder, zu ordnen und bezeichne demzufolge mit unmittelbarer Regelung eine Regelung ohne Verstellwerk, mit mittelbarer Regelung erster Ordnung eine solche mit einem Verstellwerk und entsprechend die übrigen Regelungen nach der Zahl ihrer Verstellwerke mit mittelbarer Regelung höherer Ordnung. Der Leser wird auf den ersten Blick überrascht sein, daß ich unter dem Begriff „Verstellwerk“ gleichzeitig die Hilfs- oder Servomotoren von indirekten Reglern mit bestimmten mechanischen Zeitkonstanten und die elektrischen Maschinen mit magnetischen Zeitkonstanten zusammengefaßt habe. Ich glaube jedoch, im Verlauf der theoretischen Untersuchungen zu beweisen, daß im Verhalten beider Arten von Verstellwerken praktisch kein Unterschied besteht, so daß ihre Zusammenfassung unter einer Begriffsbezeichnung unbedingt berechtigt erscheint.

Am Beispiel der Spannungsregelung werden dann die für die verschiedenen Regelungsarten gültigen Beziehungen abgeleitet. Dabei werden die in der Reglertechnik üblichen spezifischen Konstanten eingeführt und nur kleine Abweichungen der Reglergröße vom Sollwert, d. h. ein linearer Zusammenhang zweier voneinander abhängiger Größen, angenommen. Die Durchführung dieser Probleme erfolgt in der Hauptsache auf analytischem Wege, jedoch wird an verschiedenen Beispielen gezeigt, in welchen Fällen zweckmäßigerweise auch von graphischen Methoden Gebrauch zu machen ist.

Bei schwierigen Regelproblemen ist der Ablauf des Regelvorganges selbst nicht leicht zu bestimmen. Man untersucht in solchen Fällen

dann lediglich die Stabilität. Während es bisher insbesondere in der „klassischen“ Reglertheorie, etwa nach TOLLE [8], fast ausschließlich üblich war, die Stabilität nach der „Methode der kleinen Schwingungen“ zu untersuchen, ist im vorliegenden Werk (ausgehend von Arbeiten von NYQUIST [15], KÜPFMÜLLER [14] und STRECKER) die „Methode der selbst-erregten Schwingungen“ für die Stabilitätsbetrachtungen entwickelt worden. Diese Methode besitzt gegenüber der früheren den Vorteil, daß man sich an Hand von übersichtlichen, für jede Reglergruppe und jeden Regler kennzeichnenden Kurven sofort einen Überblick über die Stabilitätsverhältnisse verschaffen kann. Bei einiger Übung kann man überhaupt auf die Aufzeichnung dieser Kurven verzichten, man sieht sie mit dem „geistigen Auge“ und erkennt, in welchem Sinne sich eine Änderung an der Regelanordnung auf die Stabilität auswirkt.

Die behandelten *Beispiele* sollen zeigen, wie sich tatsächlich Regelanordnungen aus ganz verschiedenen Gebieten zwanglos in das aufgebauete System einordnen lassen und wie sie nach demselben Rechnungsgang behandelt werden können. Als Beispiele sind vor allem praktisch vorkommende Anordnungen gewählt worden.

Da die theoretische Untersuchung von Regelanordnungen häufig zu merklichen Vernachlässigungen nötigt, muß auch bei diesem Zweig der Technik dem praktischen Versuch volle Aufmerksamkeit gewidmet werden. Beeinflussen doch häufig irgendwelche nicht vorausgesehenen oder nicht genau erfaßbare Nebenerscheinungen den Regelvorgang so maßgeblich, daß nachträglich schwerwiegende Eingriffe in die Regelanordnung notwendig werden. Daher wird beim vorliegenden Buch darauf geachtet, die theoretische Voraussage durch Versuchsergebnisse zu ergänzen und zu überprüfen. Hier erscheint auch der Hinweis nicht überflüssig, daß die einwandfreie Arbeitsweise eines Reglers nicht allein durch sorgfältige Vorausberechnung und Konstruktion, sondern auch durch sachgemäße Inbetriebsetzung bedingt wird.

Ausgangspunkt aller theoretischen Betrachtungen über Regelung ist stets der ideale Regler. Inwieweit dieser Idealregler in seiner Wirkung mit den praktisch gebauten und in der Technik angewandten Reglern tatsächlich übereinstimmt, wird im Schlußabschnitt erläutert. Diese Zusammenstellung ausgeführter Regler kann zwar bei dem engen Rahmen dieses Buches keinen Anspruch auf Vollständigkeit erheben, sie dürfte aber immerhin einen guten Überblick über die verschiedenen Reglersysteme geben.

Bei der Abfassung des Buches hat mich durch rege Mitarbeit vor allem mein Assistent Dr.-Ing. A. LANG hervorragend unterstützt. Er hat den größten Teil der mitgeteilten Versuchsergebnisse aufgenommen und von einer Studienreise nach Amerika im Frühjahr dieses Jahres wertvolle Unterlagen über die in Amerika üblichen Regler mitgebracht. Ich bin ihm, sowie auch meinen Mitarbeitern, Herrn Dipl.-Ing. H. LINSE, der ebenfalls versuchstechnisch mitgearbeitet hat und Herrn Dipl.-Ing. F. GAUKER, der einen großen Teil der Kurven gerechnet und auch gezeichnet hat, zu großem Dank verpflichtet. Dank schulde ich weiter meinen sehr verehrten Herren Kollegen Prof. Dr.-Ing. Dr. techn.

F. EMDE, Prof. Dr. FELDTKELLER und Prof. Dr. BRAUN für wertvolle Hinweise bzw. Hilfe beim Korrekturlesen (Prof. EMDE) und Herrn Dr. POHLHAUSEN, der die Anregung zu diesem Werk gegeben hat. In sehr entgegenkommender Weise haben mir die verschiedensten Reglerbauenden Firmen Druckschriftenmaterial und teilweise auch Regler selbst zur Verfügung gestellt. Ich möchte auch an dieser Stelle bestens dafür danken. Weiterhin danke ich dem Verlag für die gute Ausstattung des Werkes und auch für die Geduld, die bei der zeitraubenden Verbindung durch die Feldpost während der Durchführung der Korrekturen aufgebracht werden mußte.

Krakau, im Dezember 1939.

Der Verfasser.

Inhaltsverzeichnis.

	Seite
A. Allgemeine Grundbegriffe über Regler und Regelungen	1
1. Verschiedene Reglerarten	1
2. Verschiedene Regelungsarten	2
3. Statische und astatistische Meßwerke	4
4. Statische und astatistische Regelung, vorübergehende Statik, Rückführung beim indirekten Regler	6
5. Unempfindlichkeit und Genauigkeit der Regelung	8
B. Theorie der Regelung behandelt am Beispiel der Spannungsregelung	9
I. Das Verhalten der Maschinen bei Spannungsregelung	9
6. Vorgänge in Synchrongeneratoren bei Änderung der Belastung oder der Erregung. Wirksame Zeitkonstanten der Generatoren	9
7. Wirksame Zeitkonstante von Gleichstrom-Erregermaschinen	17
II. Eigenschaften der mittelbaren Regelung erster Ordnung mit direktem Regler bei masselosem Meßwerk	22
8. Direkter astatischer Regler mit direkter Ölbremse. Erläuterung der für die theoretische Regelungsuntersuchungen gemachten Annahmen und Voraussetzungen: Kleine Abweichungen der Regelgröße vom Sollwert, keine Beeinflussung der Regelgröße während des Regelvorganges von außen	22
9. Direkter statischer Regler ohne Ölbremse	29
10. Statische Spannungsregelung eines Gleichstromgenerators mittels Elektronenröhre	34
11. Direkter astatischer Regler mit vorübergehender Statik	36
III. Eigenschaften der mittelbaren Regelung erster Ordnung mit indirektem Regler bei masselosem Meßwerk	39
12. Indirekter Regler mit veränderlicher Verstellgeschwindigkeit ohne Rückführung mit direkter Ölbremse	39
13. Indirekter Regler mit konstanter Verstellgeschwindigkeit ohne Rückführung	42
14. Indirekter Regler mit veränderlicher Verstellgeschwindigkeit und nachgiebiger Rückführung	45
IV. 15. Zusammenfassung der Ergebnisse bei mittelbarer Regelung erster Ordnung ohne Berücksichtigung der Masse des Meßwerkes	49
V. Einfluß der Masse des Meßwerkes auf den Regelvorgang	49
16. Einfluß der Masse bei der unmittelbaren Regelung	50
17. Einfluß der Masse bei mittelbarer Regelung erster Ordnung mit direktem Regler und vorübergehender Statik	51
C. Die Stabilität der Regelung bei mittelbarer Regelung beliebiger Ordnung	54
I. 18. Beispiel einer mittelbaren Regelung zweiter Ordnung mit allgemeinen Gesichtspunkten über den Einfluß der verschiedenen wirksamen Zeitkonstanten und Festlegung der Begriffe Stabilität und Labilität der Regelung	54
II. 19. Stabilitätsuntersuchung nach der „Methode der kleinen Schwingungen“	58

	Seite
III. Stabilitätsuntersuchung nach der „Methode selbsterregter Schwingungen“	59
20. Allgemeines über die Methode	59
21. Ermittlung der erforderlichen Kraft \mathfrak{P}_1 am Meßwerkern für Schwingungen verschiedener Frequenz	63
a) Direkter Regler und indirekter Regler ohne Rückführung	63
b) Indirekter Regler mit Rückführung	68
22. Ermittlung der aus den Pendelungen des Meßwerkernes resultierenden Kraft \mathfrak{P}_2 am Meßwerk	69
a) Direkter Regler bei unmittelbarer und mittelbarer Regelung	69
b) Indirekter Regler bei mittelbarer Regelung verschiedener Ordnung	72
23. Beispiele für die Ermittlung der Stabilität bei verschiedenen Regelungen	75
a) Unmittelbare Regelung	75
b) Mittelbare Regelung erster Ordnung	76
c) Mittelbare Regelung zweiter und höherer Ordnung	78
24. Aufstellung der Differentialgleichung des Regelvorganges nach der Selbsterregungsmethode	79
D. Drehzahlregelung	80
I. 25. Regelung von Gleichstrommotoren mit direkten Reglern	80
II. 26. Regelung von Drehstromnebenschlusmotoren mit indirekten Reglern	90
III. 27. Regelung von Asynchronmotoren durch Läuferwiderstand mit indirektem Regler	96
IV. Gleichlaufschaltungen	105
28. Gleichstrommehrmotorenantrieb	105
29. Drehstrommehrmotorenantrieb	112
V. Regelung von Kraftmaschinen für den Antrieb von Drehstromgeneratoren	115
30. Regelung eines leerlaufenden, vom Netz abgeschalteten Generators	115
31. Regelung eines allein auf ein Netz arbeitenden Generators	117
32. Regelung eines auf ein starres Netz arbeitenden Generators	117
E. Verschiedene Regelungen mit besonderen Merkmalen	122
I. 33. Regelung bei Verstellwerken mit sehr großen Zeitkonstanten (Temperaturregelung)	122
a) Allgemeines über Regelung mit sehr großen Zeitkonstanten	122
b) Temperaturregelung eines Warmwasserbehälters	123
c) Temperaturregelung bei Warmwasserheizung	124
II. 34. Regelung bei periodisch beeinflusster Regelgröße	128
III. 35. Zusätzliche, der Änderungsgeschwindigkeit der Regelgröße proportionale Beeinflussung des Meßwerkes	134
IV. 36. Experimentelle Untersuchungen an Regelanordnungen	141
F. Beispiele von ausgeführten Reglern	144
I. 37. Einteilung der Regler	144
II. Direkte Regler	145
38. Regler mit stetiger Veränderung des Regelwiderstandes	145
a) SSW.-Kohledruckregler	145
b) Pintsch-Kohledruckregler	149
c) AEG.-Kohlewiderstandsregler	150
39. Regler mit stufenweiser Verstellung des Regelwiderstandes	151
a) Westinghouse-Silverstat-Regler	151
b) BBC.-Wälzregler	152
c) SSW.-Wälzregler	153
40. Vibrationsregler	154
a) Tirrillregler der AEG.	154

	Seite
b) Siemens-Vibrationsregler	159
c) Vibrationsregler mit Stromtoren an Stelle von Zwischenrelais zur Erzielung großer Regelbereiche und großer Regelgeschwindigkeit	160
d) ASEA.-Vibrationsregler	163
e) Bosch-Spannungsregler	165
f) Dornig-Drehzahlregler	167
g) Regler mit Fremdsteuerung der Vibrationskontakte	170
III. Indirekte Regler	171
41. Regler mit Elektrohilfsmotor	171
a) SSW.-Eilregler	171
b) AEG.-Impulsregler	171
c) Kompensations-Temperaturregler mit elastischer Rückführung (S. & H.).	174
d) Zeigerregler mit elastischer Rückführung (SSW.)	176
42. Regler mit Ölhilfsmotor	177
a) N. u. K.-Regler	177
b) BBC.-Öldruckregler	180
c) Voith-Turbinenregler (Durchflußregler)	182
d) Askania-Strahlrohrregler	183
43. Regler mit Lufthilfsmotor	187
Luftgesteuerter Regler von S. & H.	187
Literaturverzeichnis	189
Die Bedeutung der wichtigsten Formelzeichen	191

A. Allgemeine Grundbegriffe über Regler und Regelungen.

1. Verschiedene Reglerarten.

Es sollen hier vorerst noch nicht die praktischen Ausführungsformen von Reglern behandelt werden, wie sie von den verschiedensten Firmen hergestellt werden, sondern es soll nur gezeigt werden, wie die Regler ganz grob eingeteilt werden können in direkte und indirekte Regler. Gleich von vornherein soll auch darauf hingewiesen werden, daß es bei der Aufstellung einer Reglertheorie, die allgemein gelten soll, als nicht sehr zweckmäßig bezeichnet werden muß, wenn von einer ganz bestimmten Reglerausführung ausgegangen wird. Die vielen konstruktiven Einzelheiten eines ausgeführten Reglers verwirren sehr leicht, besonders den, der mit Reglern noch wenig zu tun gehabt hat. Wir wollen daher so vorgehen, daß wir vom einfachsten Schema eines Reglers ausgehend langsam einen Baustein nach dem andern hinzugeben, und immer gleich auch den Einfluß eines jeden neuen Reglergliedes untersuchen. Das Endergebnis ist dann der neuzeitliche, mit allen Hilfsmitteln zur Erlangung möglichst günstiger Regeleigenschaften ausgerüstete Schnellregler. Die abgeleitete Theorie gilt damit aber ganz allgemein, vollkommen unabhängig von der konstruktiven Ausführung einzelner Regler. In einem besonderen Abschnitt werden dann allerdings später auch die wichtigsten heute verwendeten Regler mit Rücksicht auf ihre konstruktive Durchbildung eingehend behandelt.

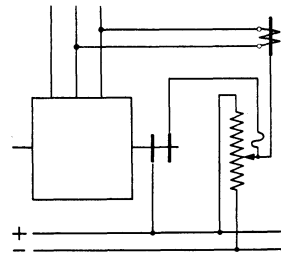


Abb. 1. Direkter Regler
(mittelbare Regelung 1. Ordnung)

Regeln heißt eine Betriebsgröße, die sonst irgendwelchen Schwankungen unterworfen wäre, entweder unabhängig von der Zeit konstant zu halten oder sie in eine bestimmte Abhängigkeit von einer oder auch mehreren anderen Betriebsgrößen zu bringen. Damit diese Aufgabe erfüllt werden kann, muß zunächst jeder Regler ein Organ besitzen, das diese Betriebsgröße, die Regelgröße, wie wir sie nennen wollen, mißt. Wir nennen diesen Teil des Reglers das Meßwerk. Je nach der Art der Regelgröße wird es selbstverständlich bei den verschiedenen Reglern sehr verschieden sein, es kann nach irgendeinem elektrischen oder auch mechanischen Prinzip arbeiten.

Beim *direkten* Regler, den wir zuerst betrachten wollen, wirkt dieses Meßwerk entweder direkt auf die Regelgröße ein oder es beeinflußt ein besonderes, nicht zum Regler gehöriges Stellwerk, das dann erst die Regelgröße ändert. Abb. 1 zeigt z. B. die Spannungsregelung eines Generators mit direktem Regler. Ein Meßwerk, als Elek-

tromagnet ausgebildet, verändert die Erregerspannung für den Generator, der hier als Verstellwerk arbeitet. Erst der Generator ändert dann entsprechend der eingestellten Erregerspannung die Regelgröße, also die Spannung.

Beim *indirekten* Regler ist das Meßwerk Steuerorgan für ein besonderes, zum Regler gehöriges Verstellwerk, den Hilfs- oder Servomotor. Abb. 2 zeigt die Spannungsregelung eines Generators mit

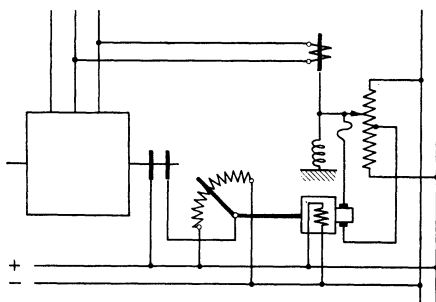


Abb. 2. Indirekter Regler
(mittelbare Regelung 2. Ordnung).

indirektem Regler. Im stationären Zustand, wenn also die Spannung den richtigen Wert hat, hat das Meßwerk immer die gleiche Lage, seine Nullage, bei der das Verstellwerk in Ruhe bleibt. Sobald aber eine Spannungsabweichung auftritt, wird das Verstellwerk, vom Meßwerk gesteuert, in der einen oder andern Richtung verstellt. Nach der Schaltung bei unserem Beispiel ist die Verstellgeschwindigkeit proportional der Spannungsabweichung vom Sollwert. Je größer die Abweichung wird, um so größer ist die Spannung am Verstellmotor, der als fremderregter Nebenschlußmotor gezeichnet ist. Vielfach werden die Regler aber auch so gebaut, daß die Verstellgeschwindigkeit konstant, d. h. unabhängig von der Spannungsabweichung, bleibt. Wir werden sehen, daß die Regelverhältnisse bei den zwei Fällen etwas verschieden sind. Wird das Meßwerk aus seiner Nullage herausgebracht und festgehalten, so wird das Verstellwerk immer entweder den höchsten oder den tiefsten Spannungswert einstellen, je nach der Richtung, in der das Meßwerk ausgelenkt worden ist.

Wir halten also fest: Beim direkten Regler nur Meßwerk, das entweder direkt auf die Regelgröße einwirkt oder ein nicht zum Regler gehöriges Verstellwerk beeinflusst, beim indirekten Regler Meßwerk und ein oder auch mehrere zum Regler gehörige Verstellwerke.

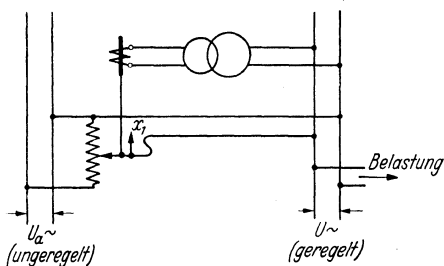


Abb. 3. Unmittelbare Regelung.

2. Verschiedene Regelungsarten.

Wir unterscheiden zwischen *unmittelbarer* und *mittelbarer* Regelung. Von unmittelbarer Regelung sprechen wir dann, wenn ein Meßwerk unmittelbar

die zu regelnde Größe oder eine zu dieser bei bestimmter Belastung in einem festen, konstanten, vor allem zeitunabhängigen Verhältnis stehenden Größe, verstellt. Abb. 3 z. B. entspricht einer unmittelbaren Regelung. Das Meßwerk verstellt unmittelbar einen Span-

nungsteiler und damit auch direkt die Regelgröße. Nach der Definition der unmittelbaren Regelung ist die unmittelbare Regelung, wie ohne weiteres zu übersehen ist, an das Vorhandensein eines direkten Reglers gebunden. Ist zwischen Meßwerk und Regelgröße noch ein zeitabhängiges Glied eingeschaltet, so sprechen wir von mittelbarer Regelung. Regeln wir mit einem direkten Regler die Spannung eines Generators, so haben wir eine mittelbare Regelung mit direktem Regler (Abb. 1). Der Generator wirkt hier, wie bereits gesagt, als Verstellwerk. Wir werden später sehen, daß die Regelungsverhältnisse fast genau die gleichen werden wie bei einer Regelung nach Abb. 4, wo wir bei einem indirekten Regler einen Gleichstrommotor als Verstellwerk haben. Auch Abb. 2 entspricht einer mittelbaren Regelung, allerdings mit zwei Verstellwerken. Der Servomotor als erstes Verstellwerk verstellt die Erregerspannung des Generators, der als zweites Verstellwerk anzusprechen ist. Wir können also hier von einer mittelbaren Regelung zweiter Ordnung sprechen. Je nach der Zahl der zwischengeschalteten Verstellwerke unterscheiden wir also mittelbare Regelungen 1., 2., 3., ... n -ter Ordnung. Abb. 5 und 6

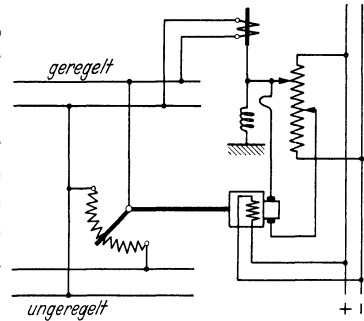


Abb. 4. Mittelbare Regelung 1. Ordnung mit indirektem Regler.

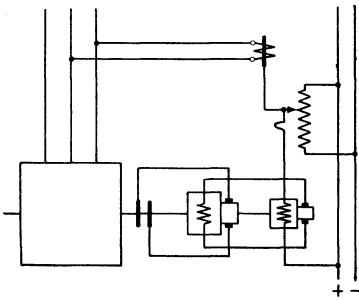


Abb. 5. Mittelbare Regelung 3. Ordnung mit direktem Regler.

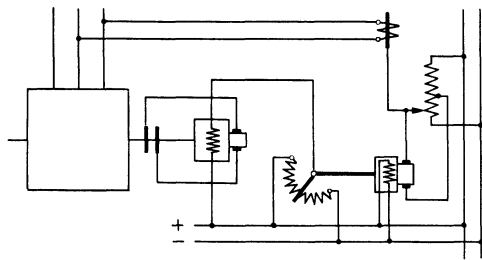


Abb. 6. Mittelbare Regelung 3. Ordnung mit indirektem Regler.

zeigen als Beispiele mittelbare Regelungen 3. Ordnung, einmal mit direktem Regler und 2 Erregermaschinen und dann mit indirektem Regler und 1 Erregermaschine.

Wir halten wieder fest:

Bei unmittelbarer Regelung verstellt Meßwerk direkt eine Größe, die in einem festen, zeitunabhängigen Verhältnis zur Regelgröße steht.

Bei mittelbarer Regelung sind zwischen Meßwerk und Regelgröße noch ein oder mehrere Zwischenglieder, Verstellwerke, geschaltet. Je nach der Zahl der Zwischenglieder sprechen wir von mittelbarer Regelung 1. und 2. ... n -ter Ordnung.

3. Statische und astatische Meßwerke.

Die Meßwerke können entweder statisch oder astatisch sein. Beim statischen Meßwerk ist die Meßwerkstellung abhängig von der Regelgröße, und zwar entspricht jeder Änderung der Regelgröße im stationären Zustand eine bestimmte Änderung der Meßwerkstellung.

Beim WATTschen Fliehkraftregler z. B. ist jeder Drehzahl eine ganz bestimmte Muffenstellung zugeordnet, oder beim Röhrenregler

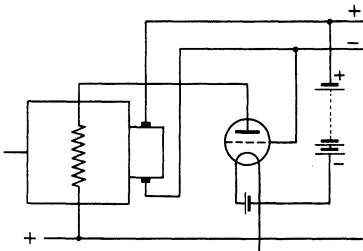


Abb. 7. Elektronenröhre als direkter Regler mit statischem Meßwerk.

etwa für die Regelung eines Gleichstromgenerators nach Abb. 7 wird jeder Generatorspannung eine bestimmte Gitterspannung entsprechen. (Die Röhre hat hier Reglereigenschaften.)

Das statische Meßwerk entspricht in seinen Eigenschaften einem normalen Meßinstrument mit ausschlagabhängiger Rückstellkraft. Jede Änderung der Meßgröße verursacht eine bestimmte Änderung des Ausschlags.

Im Gegensatz hierzu haben wir beim astatischen Meßwerk eine feste, ausschlagunabhängige Rückstellkraft. Wir können hier die 3 Fälle unterscheiden: 1. Die Regelgröße hat den richtigen Wert, 2. sie ist zu groß und 3. sie ist zu klein. Im 1. Fall befindet sich das Meßwerk in einem gewissen Bereich — im Regelbereich — im Gleichgewicht, es kann also innerhalb dieser Grenzen eine beliebige Stellung einnehmen.

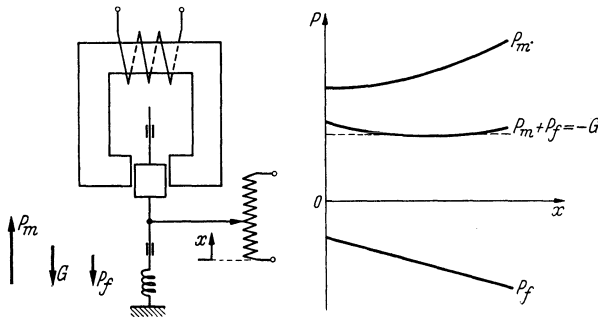


Abb. 8. Astatisches, elektromagnetisches Meßwerk mit den wirksamen Kräften.

Im 2. Fall bewegt sich das Meßwerk in einer Richtung, bis es schließlich, wenn wir an einen mechanischen Regler denken, an einen Anschlag kommt, im 3. Fall bewegt es sich in entgegengesetzter Richtung wieder bis an den entsprechenden Anschlag. Ein solches Verhalten läßt sich z. B. bei einem Elektromagneten durch entsprechende Ausbildung des Kernes erreichen. Die Hubkraft bleibt dann bei festem Magnetstrom über einen gewissen Hubweg konstant. Die gleiche Wirkung kann auch erzielt werden durch Zusammenwirken einer magnetischen Zugkraft P_m , die mit dem Hub ansteigt, und einer Federkraft P_f mit umgekehrter

Kennlinie. Die resultierende Kraft ist dann in einem bestimmten Bereich unabhängig vom Hub und muß in eingeregelterm Zustand gleich dem Gewicht des Kernes sein (Abb. 8).

Ein Ferraris-System, das mit einem konstanten Gegenmoment arbeitet, hat von sich aus ohne besondere Hilfsmaßnahmen astatische Kennlinie. Das konstante Gegenmoment kann z. B. durch ein Gewicht (nach Abb. 9) oder auch mit einer Feder und einer die Änderung der Federkraft bei Änderung des Hubes kompensierenden Gegenfeder erzielt werden.

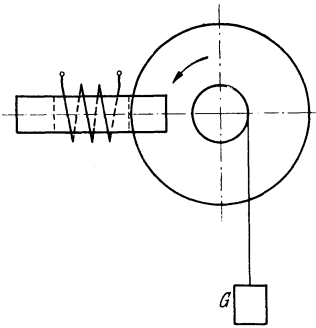


Abb. 9. Ferraris-System als astatisches Meßwerk.

Wir erkennen sofort, daß es immer sehr einfach möglich ist, aus einem astatischen Meßwerk ein statisches zu machen. Wir brauchen nur entsprechende Federn anzubringen, so daß mit Änderung des Hubes auch die Gegenkraft bzw. das Gegenmoment sich ändert. Befestigt man eine solche Feder nach Abb. 10 am Kolben einer Öldämpfungspumpe, so ist die Statik unseres Meßwerkes nur eine vorübergehende. Bei schnellen Änderungen wirkt das Meßwerk wie ein statisches, die Feder ist wie fest aufgehängt, der Kolben folgt verhältnismäßig langsam nach. Bei langsamen Änderungen kann der Kolben mitgehen, das Meßwerk hat also jetzt wieder seine astatischen Eigenschaften. An Stelle der Ölbremse kann z. B. bei Drehbewegung des Meßwerkes auch eine Wirbelstrombremse treten (Abb. 11). Da einerseits vielfach ein astatisches Meßwerk mit Rücksicht auf die konstant zu haltende Regelgröße, ein statisches mit Rücksicht auf stabile Regelungsverhältnisse erwünscht ist, wird von solchen Anordnungen, die eine vorübergehende Statik des Meßwerkes bedingen, sehr häufig Gebrauch gemacht.

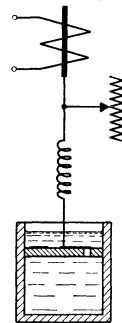


Abb. 10. Meßwerk mit vorübergehender Statik.

Vielfach werden in der Literatur Anordnungen nach Abb. 10 oder Abb. 11, die eine vorübergehende Statik bedingen, in Anlehnung an die Rückführung beim indirekten Regler auch beim direkten Regler als nachgiebige Rückführung bezeichnet. Während diese Bezeichnung beim indirekten Regler, wie wir sehen werden, vollkommen am Platz ist, gibt sie hier kein klares Bild, wir wollen sie daher hier nicht anwenden.

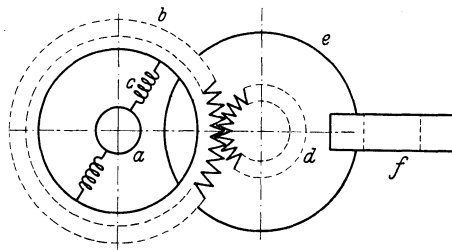
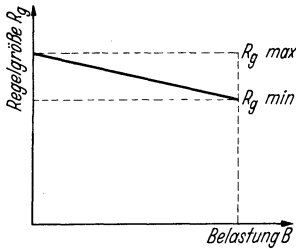


Abb. 11. Wirbelstrombremse elastisch mit dem Meßwerk gekoppelt (vorübergehende Statik).

a Meßwerkachse. *b* Zahnrad über Federn *c* mit *a* gekoppelt. *d* Zahnrad mit Bremsscheibe *e* gekoppelt. *f* Dauermagnet.

4. Statische und astatische Regelung, vorübergehende Statik, Rückführung beim indirekten Regler.

Wir nennen nun die *Regelung statisch*, wenn die Regelgröße abhängig von der Belastung verschiedene Werte annimmt. In Abb. 12 ist eine statische Regelkennlinie aufgezeichnet, wobei linearer Zusammenhang zwischen Regelgröße und Belastung angenommen ist. Als Ungleichförmigkeit oder Statik bezeichnen wir das Verhältnis



$$(1) \quad \delta = \frac{R_{g \max} - R_{g \min}}{R_{g_0}},$$

wobei R_g die Regelgröße und R_{g_0} den Sollwert der Regelgröße bedeutet. Haben wir einen direkten Regler mit statischem Meßwerk vor uns, so muß sich, wie wir an dem Beispiel Abb. 7 klar sehen, die Spannung bei Belastungsänderung ändern, da sich sonst die Gitterspannung und damit der Anodenstrom, der gleichzeitig Erregerstrom ist, nicht ändern kann. Es ist also

bei einer solchen Anordnung nicht möglich, vollkommen konstante Spannung bei allen Belastungen zu erzielen. Durch Wahl einer sehr steilen Röhrenkennlinie kann zwar die Spannungsänderung sehr gering gehalten werden, sie muß aber immer vorhanden sein.

Verwenden wir einen direkten Regler mit astatischem Meßwerk in einer Schaltung, etwa nach Abb. 1, so sehen wir sofort, daß jetzt eine Änderung des Erregerstromes auch möglich ist bei konstant bleibender Soll-Spannung. Der Kern des Meßwerkes befindet sich ja in einem ganzen Bereich bei der gleichen Spannung im Gleichgewicht und stellt immer die Erreger-Spannung so ein, daß gerade die richtige Generatorspannung vorhanden ist, unabhängig von Belastungsänderungen. Eine solche Regelung, bei der die Regelgröße vollkommen konstant bleibt unabhängig von der Belastung, nennen wir eine *astatische Regelung*. Bei Verwendung eines direkten Reglers können wir also sofort sagen: Direkter Regler mit statischem Meßwerk bedingt statische Regelung, mit astatischem Meßwerk astatische Regelung. Ist das Meßwerk nur vorübergehend statisch, so ist auch die Regelung nur vorübergehend statisch.

Etwas schwieriger liegen die Verhältnisse beim indirekten Regler. Wir sehen aber sofort, wenigstens bei einem Regler dem Beispiel Abb. 2 entsprechend, daß immer ein statisches oder wenigstens vorübergehend statisches Meßwerk verwendet werden muß. Bei richtigem Wert der Regelgröße muß das Meßwerk seine Mittellage einnehmen, weil ja sonst durch das Verstellwerk der richtige Wert wieder verstellt wird und der Regler überhaupt nicht zur Ruhe kommen kann. Trotzdem ist die Regelung hier astatisch, denn erst bei richtigem Wert der Regelgröße bleibt ja das Verstellwerk in Ruhe. In der einfachen, bisher behandelten Ausführung haben wir also beim indirekten Regler immer zwar ein statisches Meßwerk, aber eine astatische Regelung. Da nun aber eine statische Regelung, wie schon gesagt, günstige Stabili-

tätsverhältnisse ergibt, sind Anordnungen ausfindig gemacht worden, bei denen auch mit indirektem Regler eine dauernde oder vorübergehende Statik der Regelung erreicht wird. Denken wir uns in Abb. 13 vorläufig den Kolben der Ölbremse festgehalten, so sehen wir, daß je nach der Stellung des Verstellwerks, also auch je nach der Größe des Erregerstromes bei Nullage des Meßwerkes eine andere Federspannung an der Meßwerksfeder vorhanden ist und daß damit auch jeweils eine andere Spannung an der Meßwerkspule liegen muß. Die Spannung, die eingeregelt wird, ist also abhängig von der Stellung des Verstellwerkes und damit abhängig vom Erregerstrom bzw. von der Belastung. Da das Meßwerk bei einer solchen Anordnung nicht allein durch die Regelgröße, in unserem Fall durch die Generatorspannung, nach einer Störung in seine Ruhelage zurückgeführt wird, sondern auch mit durch die Verbindungsstange zwischen Verstellwerk und Meßwerkfeder (Abb. 13), spricht man

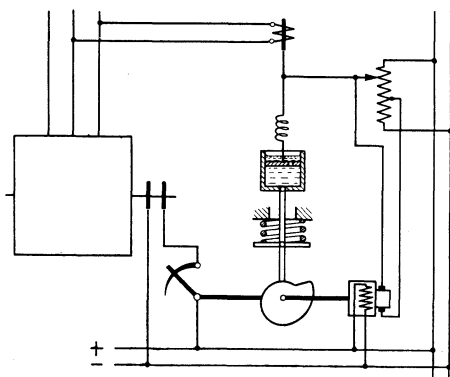


Abb. 13. Indirekter Regler mit nachgiebiger Rückführung (mittelbare Regelung 2. Ordnung).

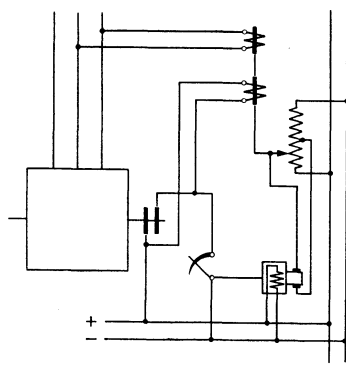


Abb. 14. Indirekter Regler mit elektrischer Rückführung.

von einem Regler mit *Rückführung*. Die Rückführung ist starr, wenn die Ölbremse durch eine starre Verbindung ersetzt wird, wir haben dann eine statische Regelung. Die Rückführung wird nachgiebig oder elastisch, wenn eine nachgiebige Ölbremse vorhanden ist. Wir haben dann eine astatistische Regelung mit vorübergehender Statik.

Die Rückführung zur Erzielung einer dauernden oder vorübergehenden Statik beim indirekten Regler kann bei der Generatorregelung auch auf rein elektrischem Wege ohne mechanische Verbindung zwischen Meß- und Verstellwerk erfolgen etwa nach Abb. 14. Die Rückführung ist hier starr, der Regler zeigt statisches Verhalten. Bei konstanter oder annähernd konstanter Klemmenspannung und konstanter Wirkleistung eines Drehstromgenerators steigt der erforderliche Erregerstrom etwa proportional mit dem Blindstrom. Eine Statik kann daher auch mit Hilfe des Primärblindstromes erreicht werden, Abb. 15 zeigt eine der üblichen Schaltungen. Der Regler selbst bleibt bei einer solchen Anordnung astatisch, und nur die Regelung wird erforderlichenfalls, wenn z. B. mehrere Generatoren parallel arbeiten, statisch gemacht. An der

Spannungsspule ist wirksam nach Diagramm (Abb. 16)

$$(2) \quad u_{sp} = u_{ST} + c \mathfrak{S}_R.$$

Bei reiner Blindleistung ist \mathfrak{S}_R in Phase mit u_{ST} , die Spannung an der Spule u_{sp} wird gegen u_{ST} stark vergrößert. Der Regler hält aber selbstverständlich die Spannung an der Spule u_{sp} konstant, die Klemmenspannung u_{ST} muß also mit wachsender Blindbelastung abnehmen. Sehr

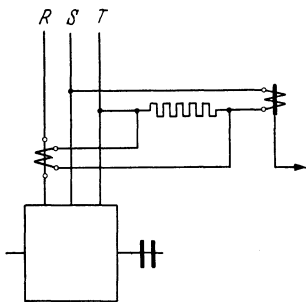


Abb. 15. Schaltung für statische Regelung bei direktem oder indirektem Regler.

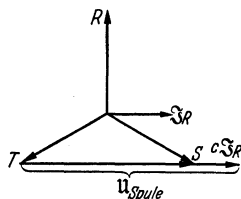


Abb. 16. Spannungsverhältnisse bei Schaltung nach Abb. 15.

geringen Einfluß hat im Gegensatz hierzu Wirklast. \mathfrak{S}_R steht dann senkrecht auf u_{ST} und vergrößert die wirksame Spulenspannung nur unwesentlich. Solche Schaltungen werden sowohl bei indirekten als auch direkten astatistischen Reglern verwendet.

5. Unempfindlichkeit und Genauigkeit der Regelung.

Elektromechanische Regler besitzen immer einen gewissen Unempfindlichkeitsbereich, innerhalb dessen sie noch nicht ansprechen. Dieser Bereich ist häufig erwünscht und wird dann durch entsprechende konstruktive Maßnahmen verwirklicht. Z. B. muß bei dem Meßwerk in der Schaltung nach Abb. 49 (indirekter Regler ohne Rückführung) zwischen oberer und unterer Kontaktgabe ein gewisser Spannungsbereich liegen, in dem der Verstellwerksmotor ausgeschaltet bleibt. Nur so wird ein dauerndes Auf- und Abregeln vermieden. Der Unempfindlichkeitsbereich wird bei einem solchen Meßwerk sehr einfach durch statische Charakteristik und entsprechenden Abstand der oberen von den unteren Kontakten erreicht. Durch mechanische Reibung, die der Bewegung entgegenwirkt, unabhängig von der Geschwindigkeit (also keine Flüssigkeitsreibung!), wie sie bei mechanischen Reglern natürlich immer vorhanden ist, ergibt sich bei diesen Reglern immer ganz von selbst ein bestimmter Unempfindlichkeitsbereich. Bei stetiger Verstellung des Regelorganes, also z. B. beim Kohledruckregler oder Tirillregler ist diese Unempfindlichkeit unerwünscht und muß möglichst klein gehalten werden. Bei einer Stufenregelung, wie wir sie z. B. beim Wälzregler (Abb. 147) vor uns haben, ist dagegen wieder ein bestimmter Unempfindlichkeitsbereich erwünscht, der mindestens so groß sein soll wie die Änderung der Regelgröße bei Verstellen des Reglers um einen Kontakt. Nur dann ist ein dauerndes Hin- und Herpendeln des Reglers zwischen zwei Kontakten immer vermieden. Es sei hier noch darauf aufmerksam gemacht,

daß die mechanische Reibung bei neuzeitlichen Reglern immer sehr klein ist; wir vernachlässigen sie daher auch später bei der theoretischen Untersuchung der Regelvorgänge. Praktisch beträgt bei guten modernen elektromechanischen Reglern der Unempfindlichkeitsbereich durch mechanische Reibung bedingt weit weniger als 1% des Sollwertes.

Mit Genauigkeit der Regelung wird die Abweichung der geregelten Größe vom Sollwert bei Durchlaufen des ganzen Regelbereiches bezeichnet. Die Genauigkeit hängt also erstens von der Statik der Regelung und dann auch von der Unempfindlichkeit des Meßwerkes ab.

B. Theorie der Regelung behandelt am Beispiel der Spannungsregelung.

I. Das Verhalten der Maschinen bei Spannungsregelung.

6. Vorgänge in Synchrongeneratoren bei Änderung der Belastung oder der Erregung. Wirksame Zeitkonstanten der Generatoren.

Wir wollen die Theorie der Regelung am Beispiel der Spannungsregelung in der Hauptsache von Synchrongeneratoren ableiten. Vorher müssen wir uns aber noch kurz mit dem Verhalten der Maschinen selbst, also der Generatoren und Erregermaschinen bei Belastungs- bzw. Erregungsänderung beschäftigen.

a) Spannungsgleichung des Erregerkreises, wirksame Zeitkonstante.

Abb. 17 zeigt schematisch eine Synchronmaschine in zweipoliger Ausführung, und zwar im Leerlauf übererregt, also bei Blindstromabgabe im Ständerkreis. Der Läufer und damit der Läuferstrombelag dreht sich mit der Winkelgeschwindigkeit $2\pi f_1$, wobei f_1 die Frequenz im Ständerkreis bedeutet. Mit der gleichen Geschwindigkeit bewegt sich aber bei der Drehstrommaschine auch der Ständerstrombelag; der Strom wandert von einer Phase immer zur nächsten weiter, so daß die gezeichnete relative Lage von Ständer- und Läuferstrombelag erhalten bleibt. Ist die Maschine untererregt, nimmt sie also Blindstrom auf, so ist die Stromrichtung im Ständer umgekehrt als in Abb. 17 gezeichnet, Ständer- und Läuferstrom unterstützen sich dann in ihrer Wirkung. Gibt die Maschine auch Wirklast ab, so stellt sich je nach der Belastung ein bestimmter Winkel zwischen Läufer- und Ständerstrombelag ein.

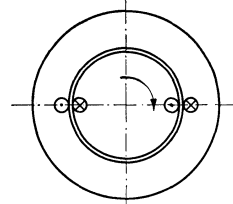


Abb. 17. Schematische Darstellung der Synchronmaschine im Leerlauf übererregt.

Wir untersuchen nun zunächst die Verhältnisse bei reiner Blindlast, wenn also Ständer- und Läuferstrombelag sich entweder voll unterstützen oder voll gegeneinander wirken. Es ist nach Abb. 17 sofort zu übersehen, daß durch diese Belastungsart das Hauptfeld in der Maschine, das durch den resultierenden Strombelag bestimmt wird, und damit die Spannung am stärksten beeinflusst wird.

Nach Abb. 18 kann die Synchronmaschine (S), die von einer Kraftmaschine (K) angetrieben und im Läufer von der Erregermaschine (EM) erregt wird, wahlweise durch Drosselspulen oder Kondensatoren belastet werden. Bei der Synchronmaschine ist immer die Leerlauf-

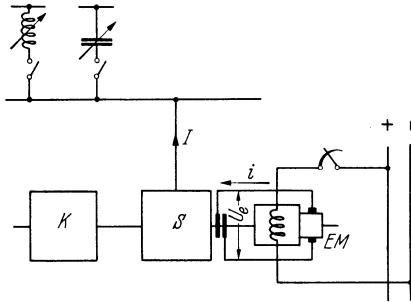


Abb. 18. Synchronmaschine mit Blindstrom belastet.

und Kurzschlußkennlinie und im allgemeinen auch das sog. Potierdreieck für Normalstrom (Abb. 19) bekannt. Das Potierdreieck zeigt für den Kurzschlußfall die Aufteilung des bei Normalstrom erforderlichen Erregerstromes in einen zur Erzeugung der Streuspannung ($E_{sn} = I_n \cdot x_s$, wobei x_s die Streuinduktivität der Ständerwicklung bedeutet) erforderlichen Anteil (i_a) und einen zur Aufhebung

der Ständerdurchflutung ($i_b = c_2 I_n$) notwendigen. Bei Belastung auf irgendeinen Blindwiderstand X läßt sich nach Abb. 20 bei bestimmtem Erregerstrom i_c unter Vernachlässigung des Ohmschen Ständerwiderstandes ohne weiteres die sich einstellende Klemmenspannung U und auch der Belastungsstrom I ermitteln. Es wird:

$$(3) \quad I(x_s + X) = E,$$

$$(4) \quad \sigma \operatorname{tg} \gamma = \frac{E}{c_2 \cdot I} = \frac{x_s + X}{c_2} \quad \left(\text{in } \Omega = \frac{\text{V}}{\text{A}}\right),$$

(σ ($\frac{\text{Volt/cm}}{\text{Amp/cm}}$) berücksichtigt die Maßstäbe der Abbildung), wobei

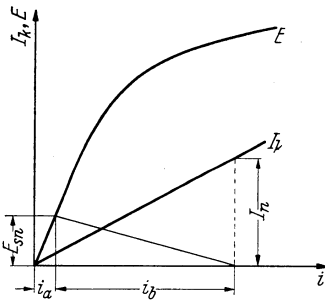


Abb. 19. Leerlauf- und Kurzschlußkennlinie der Synchronmaschine.

$$(5a) \quad c_2 = \frac{i_b}{I_n}$$

und

$$(5b) \quad x_s = \frac{E_{sn}}{I_n}$$

nach Abb. 19 gerechnet werden kann (I_n als Effektivstrom eingesetzt),

$$(6) \quad \sigma \operatorname{tg} \delta = \frac{E_s}{c_2 I} = \frac{x_s}{c_2} \quad \left(\frac{\text{V}}{\text{A}}\right),$$

$$(7) \quad U = E - E_s = E - I x_s.$$

Damit ist also die Klemmenspannung und, da X bekannt sein muß, auch der Belastungsstrom $I = \frac{U}{X}$ gefunden.

Bei Abb. 20 ist Belastung auf Drosselspulen angenommen. Wird auf Kondensatoren belastet, so wird X negativ, $\gamma > \frac{\pi}{2}$, und wir erhalten dann Verhältnisse, wie sie gestrichelt eingezeichnet sind.

Es interessieren nun bei der Spannungsregelung nicht nur die stationär sich einstellenden Größen, sondern noch mehr die beim Übergang von

einem Zustand auf den andern auftretenden Ausgleicherscheinungen, auf die nun eingegangen werden muß.

Die Spannungsgleichung für den Läuferkreis lautet unter Berücksichtigung von Ausgleichsvorgängen bei der Annahme einer ankerrückwirkungslosen Erregermaschine:

$$(8) \quad R i + w \frac{d\Phi}{dt} = U_e.$$

Dabei bedeutet R den Widerstand des Läuferkreises, w die Windungszahl der Läuferwicklung, Φ den magnetischen Fluß, der mit der Läuferwicklung verketet ist, und U_e nach Abb. 18 die Erregerspannung.

Die in der Ständerwicklung induzierte Spannung E ist proportional dem Fluß Φ , da die Drehzahl der Maschine konstant

ist (Verhältnis von $\frac{\text{Streufluß}}{\text{Hauptfluß}}$ im Läuferkreis konstant angenommen!).

Wir gehen vom geradlinigen Teil unserer Leerlaufkennlinie aus und bezeichnen den einer Spannung E_0 entsprechenden Fluß mit Φ_0 . Bei irgendeiner Spannung E bekommen wir dann

$$(9) \quad \Phi = \frac{\Phi_0}{E_0} \cdot E,$$

und wir können für Gl. (8) schreiben:

$$(10) \quad R i + w \frac{\Phi_0}{E_0} \frac{dE}{dt} = U_e.$$

Wir zerlegen nun unsere Leerlaufkennlinie in einzelne geradlinige Stücke (I, II, III) (Abb. 21) und nehmen vorläufig an, daß wir im Abschnitt II arbeiten. Wir können dann unter Berücksichtigung von Abb. 20 und 21 setzen

$$(11) \quad E = E_a + c_1 (i - c_2 I),$$

wobei

$$(12) \quad c_1 = \sigma \operatorname{tg} \beta \quad \left(\frac{\text{V}}{\text{A}} \right)$$

nach Abb. 21 wird. Der Strom I wird aber nach Gl. (3)

$$(13) \quad I = \frac{E}{x_s + X}$$

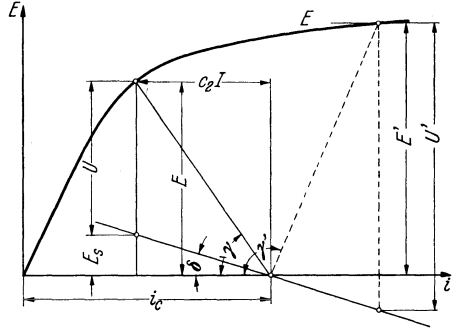


Abb. 20. Ermittlung von Strom und Spannung bei fester Erregung (i_c) auf bestimmten Blindwiderstand (X).

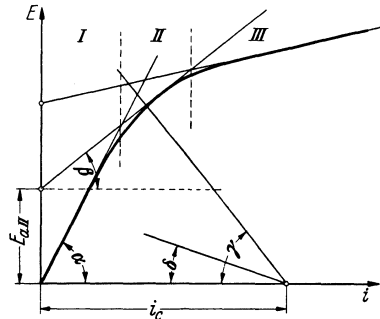


Abb. 21. Ermittlung der wirksamen Selbstinduktion der Läuferwicklung einer Synchronmaschine bei Blindstrombelastung.

(wobei die im Ständerkreis auftretenden mit der Streufeldzeitkonstante, also sehr schnell abklingenden Ausgleichsströme vernachlässigt sind)

und wir erhalten

$$(15) \quad E = \frac{E_a}{1 + \frac{c_1 c_2}{x_s + \bar{X}}} + \frac{c_1 \cdot i}{1 + \frac{c_1 c_2}{x_s + \bar{X}}}$$

und

$$(16) \quad \frac{dE}{dt} = \frac{c_1}{1 + \frac{c_1 c_2}{x_s + \bar{X}}} \frac{di}{dt}.$$

Gl. (10) wird nun, wenn wir noch für

$$(17) \quad E_0 = c_3 i_0$$

setzen, wobei nach Abb. 21

$$(17a) \quad c_3 = \sigma \operatorname{tg} \alpha \quad \left(\frac{\text{V}}{\text{A}} \right)$$

wird:

$$(18) \quad R i + \frac{w \Phi_0}{i_0} \frac{c_1}{c_3} \frac{1}{1 + \frac{c_1 c_2}{x_s + \bar{X}}} \frac{di}{dt} = U_e.$$

$$(19) \quad \frac{w \Phi_0}{i_0} = L_0$$

entspricht dem Selbstinduktionskoeffizienten der Läuferwicklung bei offener Ständerwicklung solange noch im geradlinigen Teil der Charakteristik gearbeitet wird. Wir können für Gl. (18) jetzt auch schreiben:

$$(20) \quad R i + L \frac{di}{dt} = U_e,$$

wobei

$$(21) \quad L = L_0 \cdot \frac{\operatorname{tg} \beta}{\operatorname{tg} \alpha} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\operatorname{tg} \beta}{\operatorname{tg} \gamma}}$$

den wirksamen Selbstinduktionskoeffizienten darstellt, der sehr einfach aus den Maschinenkennlinien ($\sphericalangle \alpha, \beta, \gamma$) gerechnet werden kann, wenn L_0 bekannt ist. L_0 muß allerdings entweder aus den Daten der Maschine ($\frac{w \cdot \Phi_0}{i_0}$) gerechnet oder bei der fertigen Maschine durch oszillographische Aufnahme eines Einschaltvorganges gemessen werden.

Bei Leerlauf wird $\gamma = \pi/2$ also $\operatorname{tg} \gamma = \infty$ und damit

$$(22) \quad L_{\text{leer}} = L_0 \cdot \frac{\operatorname{tg} \beta}{\operatorname{tg} \alpha}.$$

Bezeichnet man die Zeitkonstante im geradlinigen Teil der Kennlinie bei Leerlauf mit

$$(23) \quad T_0 = \frac{L_0}{R},$$

so wird die wirksame Zeitkonstante in irgendeinem andern Teil der Kennlinie und bei irgendeiner Blindbelastung:

$$(24) \quad T = T_0 \cdot \frac{L}{L_0} = T_0 \frac{\operatorname{tg} \beta}{\operatorname{tg} \alpha} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\operatorname{tg} \beta}{\operatorname{tg} \gamma}}.$$

Bevor auf die Lösung bzw. Diskussion der Gl. (20) eingegangen wird, soll auch noch eine Beziehung für die ebenso interessierende Ständer-
spannung U gefunden werden. Es ist nach Gl. (7)

$$U = E - I \cdot x_s.$$

Berücksichtigen wir Gl. (15) u. (13) so wird:

$$(25) \quad U = \frac{E_a + \sigma \operatorname{tg} \beta i}{1 + \frac{\operatorname{tg} \beta}{\operatorname{tg} \gamma}} \cdot \left(1 - \frac{\operatorname{tg} \delta}{\operatorname{tg} \gamma}\right).$$

b) Verlauf von Erregerstrom, Spannung und Belastungsstrom bei plötzlicher Belastung.

Es sei zunächst der Verlauf von Erregerstrom, Spannung und Belastungsstrom bei plötzlicher Änderung der Belastung, also bei plötzlicher Änderung von X , aber konstant gehaltener Erreger-spannung U_e ermittelt.

Die Belastungsänderung soll nicht sehr groß sein, so daß wir ohne großen Fehler die Leerlaufkennlinie in dem in Betracht kommenden Bereich durch eine Gerade ersetzen können. Der Belastungswiderstand soll sich von X_I entsprechend dem Winkel γ_I ($\sigma \operatorname{tg} \gamma_I = \frac{x_s + X_I}{c_2}$) auf X_{II} entsprechend dem Winkel γ_{II} verringern. Der stationär sich einstellende Erregerstrom ist konstant $i_I = i_{II}$, die stationär sich einstellenden Spannungen U_I und U_{II} können dem Diagramm (Abb. 22) entnommen werden.

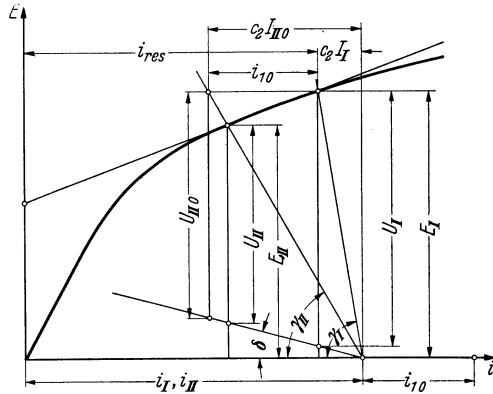


Abb. 22. Spannungen und Ströme bei einem Belastungsstoß.

Wir sehen aus dieser Abb. 22, daß durch die Belastungsänderung, die dem Fluß Φ proportionale Spannung E sich von E_I auf E_{II} ändern muß. Da nun eine plötzliche Flußänderung aus physikalischen Gründen nicht möglich ist, wird der Zustand II sich nicht sofort einstellen, sondern erst nach einer gewissen Zeit erreicht werden.

Im Augenblick der Laständerung ($t = 0$) hat die Spannung E noch ihren alten Wert E_I und wir bekommen sofort einen Belastungsstrom $I_{II0} = \frac{E_I}{x_s + X_{II}}$. Kurz vorher war noch der Strom $I_I = \frac{E_I}{x_s + X_I}$ vorhanden.

Für die Aufrechterhaltung des der Spannung E_I entsprechenden Flusses ist ein resultierender Erregerstrom $i_{res} = i_I - c_2 I_I$ erforderlich. Da der Ständerstrom den Wert I_{II0} angenommen hat, muß sich, wenn der Fluß konstant bleiben soll, i ändern. Es wird:

$$(26) \quad i_{II0} = i_I + c_2 (I_{II0} - I_I) = i_I + c_2 \left(\frac{E_I}{x_s + X_{II}} - \frac{E_I}{x_s + X_I} \right) = i_I + i_{I0}.$$

Der Erregerstrom muß sich also bei Einsetzen der größeren Belastung um einen bestimmten Betrag plötzlich ändern, so daß die Änderung des Ständerstromes wieder kompensiert wird und die resultierende Durchflutung die gleiche wie vor dem Belastungsstoß bleibt. Die Klemmenspannung U geht nach Abb. 22 sofort von U_I auf U_{II0} . Der augenblickliche Spannungsabfall $(\Delta U)_0$ wird

$$(27) \quad \left\{ \begin{aligned} (\Delta U)_0 &= U_I - U_{II0} = E_I \cdot x_s \left(\frac{1}{x_s + X_{II}} - \frac{1}{x_s + X_I} \right) \\ &= E_I \operatorname{tg} \delta \left(\frac{1}{\operatorname{tg} \gamma_{II}} - \frac{1}{\operatorname{tg} \gamma_I} \right). \end{aligned} \right.$$

Der endgültige Spannungsabfall $\Delta U = U_I - U_{II}$ wird am zweckmäßigsten aus dem Diagramm (Abb. 22) entnommen.

Wir lösen nun die Differentialgleichung (20) durch den Ansatz

$$(28) \quad i_{II} = i_I + i_1.$$

Dabei bedeutet i_I den stationären aus Erregerspannung U_e und Widerstand R sich ergebenden Strom und i_1 den Ausgleichsstrom, der durch die Belastungsänderung verursacht ist. Setzen wir i aus Gl. (28) in Gl. (20) ein und berücksichtigen wir, daß $i_I \cdot R = U_e$ ist, so bekommen wir für den Ausgleichsstrom i_1 die einfache Gleichung

$$(29) \quad R i_1 + L \frac{d i_1}{d t} = 0$$

mit der Lösung

$$(30) \quad i_1 = i_{10} \cdot e^{-\frac{t}{T}}.$$

Darin bedeutet i_{10} den Ausgleichsstrom zur Zeit $t = 0$ und T nach Gl. (24) die wirksame Zeitkonstante im Erregerkreis. Der Gesamtstrom i_{II} wird also

$$(31) \quad i_{II} = i_I + i_{10} \cdot e^{-\frac{t}{T}},$$

Abb. 23 zeigt den Verlauf. Nach Gl. (25) kann nun auch die Spannung U abhängig von der Zeit gerechnet werden. Es wird

$$(32) \quad U = \frac{1 - \operatorname{tg} \delta}{\operatorname{tg} \gamma} \left(E_a + i_I \sigma \operatorname{tg} \beta + i_{10} \cdot e^{-\frac{t}{T}} \sigma \operatorname{tg} \beta \right) = U_{II} + (U_{II0} - U_{II}) \cdot e^{-\frac{t}{T}}.$$

Wir sehen (Abb. 23), daß die Spannung zunächst plötzlich von U_I auf U_{II0} und dann erst allmählich nach einer Exponentialfunktion auf U_{II} abfällt.

Wir können nach Abb. 22 die Spannungsabfälle, den augenblicklichen $(\Delta U)_0$ und den dauernden ΔU rechnen. Bezeichnen wir mit ΔI die Änderung des Belastungsstromes, bezogen auf die konstant zu haltende Spannung U_I , also die Änderung, die sich nach Ausregelung des Spannungsabfalls tatsächlich einstellen wird, so bekommen wir

$$(33) \quad (\Delta U)_0 = \Delta I \frac{U_{II0}}{U_I} \cdot x_s = \Delta I \frac{[U_I - (\Delta U)_0]}{U_I} \cdot x_s$$

und daraus

$$(34) \quad (\Delta U)_0 = \Delta I \cdot x_s \frac{U_I}{U_I + \Delta I \cdot x_s}.$$

Berücksichtigen wir nur verhältnismäßig kleine Belastungsänderungen, so daß $\Delta I \cdot x_s \ll U_I$ so können wir auch schreiben

$$(35) \quad \boxed{(\Delta U)_0 \cong \Delta I \cdot x_s.}$$

Der dauernde Spannungsabfall (ohne Regelung) wird

$$(36) \quad \Delta U = \Delta I \frac{U_{II}}{U_I} (c_2 \sigma \operatorname{tg} \beta + x_s) = \Delta I \frac{U_I - \Delta U}{U_I} (c_2 \sigma \operatorname{tg} \beta + x_s)$$

und daraus

$$(37) \quad \Delta U = \frac{U_I}{U_I + \Delta I (c_2 \sigma \operatorname{tg} \beta + x_s)} \cdot \Delta I (c_2 \sigma \operatorname{tg} \beta + x_s).$$

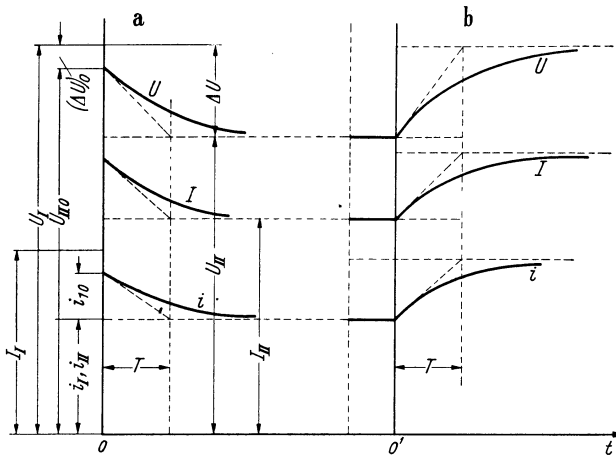


Abb. 23. Zeitlicher Verlauf von Erregerstrom, Klemmenspannung und Belastungsstrom bei plötzlicher Änderung des Belastungswiderstandes bzw. der Erregerspannung.

Ist $\Delta I (c_2 \sigma \operatorname{tg} \beta + x_s) \ll U_I$, so wird

$$(38) \quad \boxed{\Delta U \cong \Delta I (c_2 \sigma \operatorname{tg} \beta + x_s) = \Delta I (x_h + x_s),}$$

wobei für $c_2 \sigma \operatorname{tg} \beta = x_h$ (Hauptreaktanz) gesetzt ist.

Der Belastungsstrom, der zunächst den Wert $I_I = \frac{U_I}{X_I}$ hat, geht augenblicklich auf $\frac{U_{II0}}{X_{II}}$ und fällt dann mit der Spannung allmählich auf

$$I_{II} = \frac{U_{II}}{X_{II}}. \quad (\text{Abb. 23})$$

Erhöht man nun, nachdem alle Größen ihren stationären Wert erreicht haben, plötzlich die Erregerspannung, so daß sich im stationären Betrieb der Erregerstrom i_{III} und damit wieder die richtige Spannung $U_{III} = U_I$ einstellt, so kann auch jetzt der Fluß in der Maschine, damit

die Spannung E und damit der Belastungsstrom I sich nicht plötzlich ändern. Das bedeutet aber, daß auch der Erregerstrom i zunächst noch seinen früheren Wert i_{II} besitzen muß. Da der stationäre Strom i_{III} wird, bekommen wir somit im Augenblick der Erregerspannungserhöhung einen Ausgleichsstrom $i_{10} = i_{II} - i_{III}$, der wieder mit der Zeitkonstante T abklingt. Entsprechend steigt die Spannung und der Belastungsstrom an (Abb. 23). Kann die Leerlaufkennlinie in dem in Frage kommenden Stück nicht mehr als geradlinig betrachtet werden, so muß sie in zwei oder mehr geradlinige Stücke unterteilt werden und die Kurve für den Anstieg des Erregerstromes muß dann aus mehreren Teilkurven mit verschiedenen Zeitkonstanten zusammengesetzt werden.

Wird die Maschine nicht mit Blindstrom, sondern mit Wirkstrom belastet, so ist bei gleicher Stromänderung der Spannungsabfall ohne Regelung bzw. die erforderliche Erhöhung des Erregerstromes bei Regelung wesentlich geringer als bei Blindstrombelastung. Die Verhältnisse lassen sich dann nicht mehr so übersichtlich darstellen. Da aber grundsätzlich Neues bei Wirkbelastung nicht auftritt und die für die Spannungshaltung gefährlichen Belastungsstöße ja die Blindstromstöße darstellen, soll auf die Ermittlung von Spannungsabfall u. dgl. bei Wirkbelastung verzichtet werden.

Wir haben bisher angenommen, daß nur *ein* Generator auf ein Netz arbeitet und haben für diesen Fall einwandfrei die Abhängigkeit der Erregerzeitkonstante von der Blindbelastung und dann die Abhängigkeit der Generatorspannung vom Erregerstrom ermitteln können. Praktisch arbeiten aber sehr häufig mehrere Generatoren parallel, und es arbeitet dann meist nur ein Generator mit Spannungsregelung, während bei den anderen die Blindlast von Hand eingestellt wird, oder sie erhalten alle Spannungsregelung, aber es wird nur ein Generator astatisch und die andern statisch geregelt. Die Vorgänge, wie sie sich in diesem Fall bei der Spannungsregelung abspielen, lassen sich nicht mehr so einfach übersehen wie im oben behandelten Fall des Betriebes mit nur einem Generator.

Wird z. B. die Erregerspannung eines der parallellaufenden Generatoren verstellt, so werden dadurch alle parallellaufenden Maschinen mit beeinflußt. Die Blindstrombelastung im Ständerkreis ändert sich, und außerdem treten in den Läuferkreisen Ausgleichsströme auf. Die Erfassung all dieser Vorgänge führt zu ziemlich verwickelten Beziehungen, und ihre volle Berücksichtigung bei Behandlung der Regelvorgänge ist praktisch nicht möglich. Es zeigt sich aber, daß die wirksame Zeitkonstante und auch der Regelbereich bei Parallelarbeiten wesentlich kleiner wird, und daß damit die Regelverhältnisse, wie die später behandelte Theorie zeigt, immer besser werden als bei Alleinbetrieb. Im Grenzfall, wenn ein Generator auf ein starres Netz arbeitet, dessen Spannung durch den Generator praktisch nicht beeinflußt werden kann, wird die wirksame Selbstinduktion kleiner als im Kurzschlußfall, nämlich nach Gl. (21)

$$(39) \quad L_p = L_0 \frac{\operatorname{tg} \beta}{\operatorname{tg} \alpha} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\operatorname{tg} \beta}{\operatorname{tg} \delta}}.$$

Bei Blindlastregelung einer Maschine am starren Netz kann z. B. mit dieser Selbstinduktion und der entsprechenden Zeitkonstante gerechnet werden. Auch die praktische Erfahrung zeigt, daß der Alleinbetrieb eines Generators immer die höchsten Anforderungen an die Regelung stellt. Wir können es uns daher sparen, näher auf die Verhältnisse bei Parallelbetrieb einzugehen.

7. Wirksame Zeitkonstante von Gleichstrom-Erregermaschinen [3]¹.

Eine Spannungsregelung von Drehstromgeneratoren durch Veränderung des Läuferwiderstandes, sog. Hauptstromregelung, wird nur bei sehr kleinen Maschinen angewendet. Die heute ganz allgemein übliche Regelung ist die über eine besondere zum Generator zugehörige Erregermaschine, die Nebenschlußregelung. Der Hauptvorteil der Nebenschlußregelung gegenüber der Hauptstromregelung ist die wesentlich geringere Reglerleistung im Erregerkreis der Erregermaschine, so daß auch noch bei sehr großen Drehstromgeneratoren einfache direkte Spannungsregler Verwendung finden können. Die Erregermaschinen werden meist mit Selbsterregung und nur bei besonders schwierigen Regelbedingungen mit Fremderregung betrieben [4b].

a) Fremderregung.

Zunächst soll im einfacheren Fall der Fremderregung die wirksame Zeitkonstante im Erregerkreis bei verschiedener Erregung bestimmt werden. Abb. 24 zeigt die Spannungskennlinie einer Erregermaschine bei Belastung auf den OHM'schen Widerstand R der Erregerwicklung des zugehörigen Drehstromgenerators $U_e = f(i_e)$. Die EMK. im Anker E_e ist um den Spannungsabfall im Anker größer. Es wird im stationären Betrieb $E_e = U_e \frac{R + R_a}{R}$, wobei R_a den Ankerwiderstand bedeutet, die

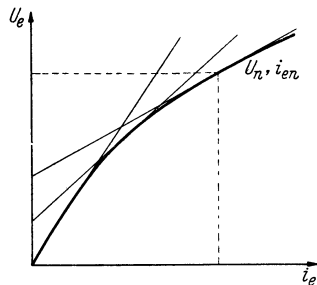


Abb. 24. Spannungskennlinie einer Gleichstrom-Erregermaschine.

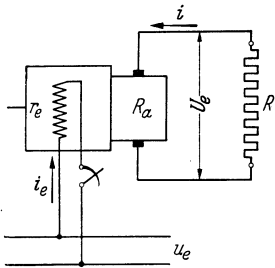
EMK ist also proportional der Spannung U_e . Infolge der immer wirksamen Hysterisis ergeben sich beim Aufregen bei gleichem Erregerstrom niedrigere Werte als beim Entregen, die Kurve (Abb. 24) gibt die mittleren Werte der Spannung wieder. Die Wirkung der Hysterisis, deren Erfassung nicht ohne weiteres möglich ist, sei also, ebenso wie die Wirkung von im massiven Stahlguß auftretenden Wirbelströmen, vernachlässigt.

Mit den Bezeichnungen nach Abb. 25 können wir für den Erregerkreis unter Berücksichtigung von auftretenden Ausgleichsvorgängen eine Spannungsgleichung entsprechend Gl. (8) ansetzen:

$$(40) \quad r_e i_e + w_e \frac{d\Phi_e}{dt} = u_e,$$

¹ Die schräg zwischen Klammern gedruckten Ziffern beziehen sich auf das Literaturverzeichnis am Schluß dieses Buches.

r_e bedeutet dabei den Gesamtwiderstand im Erregerkreis, w_e die Windungszahl der Erregerwicklung und Φ_e den Fluß in der Maschine.



Da die EMK im Anker E_e bei konstant angenommener Drehzahl proportional dem Fluß Φ_e sein muß, können wir auch hier wie bei Gl. (9) setzen

$$(41) \quad \Phi_e = \frac{\Phi_{e0}}{E_{e0}} \cdot E_e,$$

wobei Φ_{e0} und E_{e0} zwei zusammengehörige Werte von Fluß und EMK bedeuten. Es wird dann aus Gl. (40):

$$(42) \quad r_e \cdot i_e + w_e \cdot \frac{\Phi_{e0}}{E_{e0}} \cdot \frac{dE_e}{dt} = u_e.$$

Abb. 25. Erregermaschine fremderregt.

Ersetzen wir die Kennlinie (Abb. 24) wieder durch gerade Linienstücke, so wird entsprechend Abb. 26 z. B. in Abschnitt III

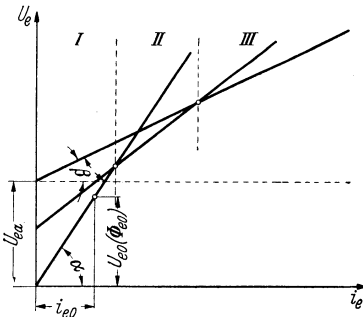
$$(43) \quad E_e = (U_{ea} + c_1 \cdot i_e) \frac{R + R_a}{R},$$

wobei

$$(44) \quad c_1 = \sigma \operatorname{tg} \beta \quad \left(\frac{V}{A} \right).$$

Aus Gl. (43) wird weiter:

$$(45) \quad \frac{dE_e}{dt} = c_1 \cdot \frac{di_e}{dt} \cdot \frac{R + R_a}{R}.$$



Setzen wir

$$(46) \quad U_{e0} = i_{e0} \cdot c_3$$

mit

$$(47) \quad c_3 = \sigma \operatorname{tg} \alpha \quad \left(\frac{V}{A} \right),$$

bezeichnen wir mit

$$(48) \quad L_{e0} = \frac{w_e \cdot \Phi_{e0}}{i_{e0}}$$

die Selbstinduktion der Erregerwicklung im geradlinigen Teil der Kennlinie, so wird Gl. (42)

Abb. 26. Spannungs-kennlinie der Erregermaschine durch geradlinige Stücke ersetzt.

$$(49) \quad r_e i_e + L_{e0} \frac{\operatorname{tg} \beta}{\operatorname{tg} \alpha} \frac{di_e}{dt} = u_e.$$

Da im stationären Zustand $r_e \cdot i_e = u_e$ sein muß, erhalten wir für jeden stationären Strom i_e den zugehörigen Widerstand $r_e = u_e/i_e$, und die wirksame Zeitkonstante bei Fremderregung wird somit:

$$(50) \quad T_{ef} = \frac{L_{e0} \operatorname{tg} \beta}{u_e} \cdot i_e = \frac{L_{e0} \operatorname{tg} \beta}{\sigma \operatorname{tg} \gamma} = T_{e0} \frac{\operatorname{tg} \beta \cdot \operatorname{tg} \gamma_0}{\operatorname{tg} \alpha \cdot \operatorname{tg} \gamma}.$$

Dabei ist $T_{e0} = L_{e0} \frac{1}{\sigma \operatorname{tg} \gamma_0}$ die Zeitkonstante im geradlinigen Teil der Kennlinie, gemessen bei einer Fremdspannung $u_{e0} = i_{e0}/\sigma \operatorname{tg} \gamma_0$. Macht

man $u_{e0} = U_{e0}$, so wird $\operatorname{tg} \gamma_0 = \operatorname{tg} \alpha$ (Abb. 27) und damit

$$T_{ef} = T_{e0} \cdot \frac{\operatorname{tg} \beta}{\operatorname{tg} \gamma}.$$

Wir sehen also, daß die Zeitkonstante außer von den Maschinenkonstanten und der Kennlinie auch noch von der Fremderregerspannung u_e abhängt. Je größer die Erregerspannung gewählt wird, desto größer muß auch bei der gleichen Maschinenspannung U_e

der Widerstand im Erregerkreis gewählt werden, desto größer wird der Winkel γ und desto kleiner wird somit die Zeitkonstante.

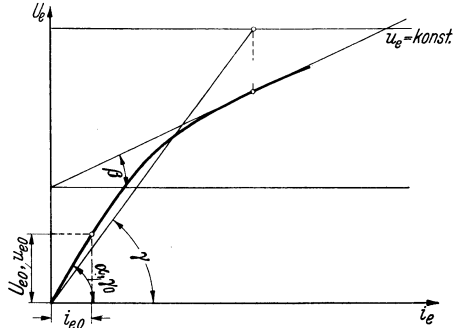


Abb. 27. Bestimmung der wirksamen Zeitkonstante bei Fremderregung.

b) Selbsterregung.

Wir wollen nun auch für den sehr wichtigen Fall der Selbsterregung die wirksame Zeitkonstante T_{es} ermitteln. Abb. 28 zeigt die entsprechende Schaltung. Es wird hier im stationären Betrieb

$$(51) \quad u_e = U_e = E_e \frac{R}{R + R_a}.$$

Wir setzen vorläufig $R_a = 0$, vernachlässigen also den Spannungsabfall im Anker bzw. nehmen an, daß die Maschine durch eine besondere Reihenschlußwicklung oder auch durch Bürstenverschiebung so aufkompoundiert ist, daß der Spannungsabfall Null wird. Außerdem sei die Selbstinduktion des Erregermaschinenankers vernachlässigt. Es wird dann $U_e = E_e$, und damit können wir für Gl. (42) unter Berücksichtigung von Gl. (43) schreiben:

$$(52) \quad r_e \cdot i_e + \frac{w_e \Phi_{e0}}{E_{e0}} \cdot \frac{dE_e}{dt} = E_{ea} + c_1 \cdot i_e$$

oder

$$(53) \quad (r_e - c_1) i_e + L_{e0} \frac{\operatorname{tg} \beta}{\operatorname{tg} \alpha} \frac{di_e}{dt} = E_{ea}.$$

Die wirksame Zeitkonstante T_{es} wird hier

$$(54) \quad T_{es} = \frac{L_{e0} \frac{\operatorname{tg} \beta}{\operatorname{tg} \alpha}}{r_e - c_1} = \frac{L_{e0} \frac{\operatorname{tg} \beta}{\operatorname{tg} \alpha}}{\sigma \operatorname{tg} \delta - \sigma \operatorname{tg} \beta} = T_{e0} \frac{\operatorname{tg} \beta}{(\operatorname{tg} \delta - \operatorname{tg} \beta)}.$$

T_{e0} ist wieder wie bei Gl. (50) die im geradlinigen Teil der Kennlinie bei Fremderregung, so daß $u_{e0} = U_{e0}$ ist, gemessene Zeitkonstante. Die verschiedenen Winkel sind Abb. 29 zu entnehmen.

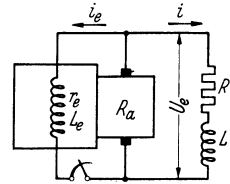


Abb. 28. Selbsterregte Erregermaschine.

Wir sehen, daß bei $\beta = \delta$, d. h. im geradlinigen Teil der Kennlinie, die Zeitkonstante unendlich groß wird und nur im gesättigten Teil endlich bleibt. Sie kann nur über einen verhältnismäßig kleinen Bereich der Spannungskurve als konstant angenommen werden. Bei größeren Spannungsänderungen muß mit verschiedenen Werten, entsprechend der Änderung der Tangentenrichtung ($\text{tg}\beta$, $\text{tg}\delta$) gerechnet werden.

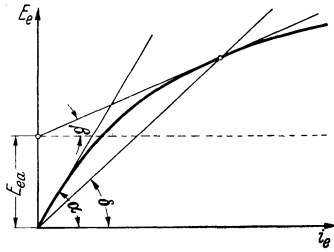


Abb. 29. Bestimmung der wirksamen Zeitkonstante bei Selbsterregung.

Abb. 30 zeigt abhängig von U_e das Verhältnis

$$\frac{T_{ef}}{T_{e0}} = \frac{\text{tg}\beta}{\text{tg}\gamma}$$

bei Fremderregung und

$$\frac{T_{es}}{T_{e0}} = \frac{\text{tg}\beta}{\text{tg}\delta - \text{tg}\beta}$$

bei Selbsterregung, und zwar bei einer Kennlinie nach Abb. 24. Dabei ist angenommen, daß die Fremderregerspannung 120% der Normalspannung U_{en} der Maschine beträgt.

Da für die Regelung eine möglichst kleine Zeitkonstante erwünscht ist, sehen wir, daß besonders bei geringen Spannungen die Fremderregung wesentlich günstiger wird als die Selbsterregung. Fremderregung bedeutet aber Verwendung einer besonderen Hilfserrergermaschine für Erregung der Haupterregemaschine oder Ausführung der Haupterregemaschine als sog. Spaltpolmaschine (Ossanna-Maschine). In beiden Fällen wird die Anlage teurer, und aus wirtschaftlichen Gründen wird man daher doch in den meisten Fällen mit selbsterregter Erregemaschine zu rechnen haben. Durch besondere Maßnahmen, wie z. B. Anwendung eines sog. Isthmus — (Eisenquerschnittsverringering im magnetischen Kreis der Maschine und damit frühzeitiges Einsetzen von Sättigung) —, gelingt es, den geradlinigen Teil der Magnetisierungskurve sehr klein zu halten oder ganz zu vermeiden, so daß dann die Maschine schon von sehr kleinen Spannungen an stabil arbeitet und damit die Zeitkonstante endlich wird. Wie bei der Behandlung der einzelnen Regler gezeigt wird, haben außerdem die nach dem Vibrationsprinzip arbeitenden Regler (z. B. Tirillregler) die Eigenschaft, die wirksame Zeitkonstante der Erregemaschine beträchtlich zu verkleinern, so daß mit Vibrationsregler und Selbsterregung ähnlich günstige Verhältnisse wie mit andern Reglern und Fremderregung auftreten.

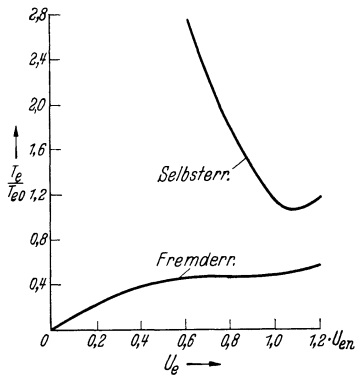


Abb. 30. Abhängigkeit der Zeitkonstante von der Maschinenspannung bei Fremd- und Selbsterregung.

bei Fremderregung und

bei Selbsterregung, und zwar bei einer Kennlinie nach Abb. 24. Dabei ist angenommen, daß die Fremderregerspannung 120% der Normalspannung U_{en} der Maschine beträgt. Da für die Regelung eine möglichst kleine Zeitkonstante erwünscht ist, sehen wir, daß besonders bei geringen Spannungen die Fremderregung wesentlich günstiger wird als die Selbsterregung. Fremderregung bedeutet aber Verwendung einer besonderen Hilfserrergermaschine für Erregung der Haupterregemaschine oder Ausführung der Haupterregemaschine als sog. Spaltpolmaschine (Ossanna-Maschine). In beiden Fällen wird die Anlage teurer, und aus wirtschaftlichen Gründen wird man daher doch in den meisten Fällen mit selbsterregter Erregemaschine zu rechnen haben. Durch besondere Maßnahmen, wie z. B. Anwendung eines sog. Isthmus — (Eisenquerschnittsverringering im magnetischen Kreis der Maschine und damit frühzeitiges Einsetzen von Sättigung) —, gelingt es, den geradlinigen Teil der Magnetisierungskurve sehr klein zu halten oder ganz zu vermeiden, so daß dann die Maschine schon von sehr kleinen Spannungen an stabil arbeitet und damit die Zeitkonstante endlich wird. Wie bei der Behandlung der einzelnen Regler gezeigt wird, haben außerdem die nach dem Vibrationsprinzip arbeitenden Regler (z. B. Tirillregler) die Eigenschaft, die wirksame Zeitkonstante der Erregemaschine beträchtlich zu verkleinern, so daß mit Vibrationsregler und Selbsterregung ähnlich günstige Verhältnisse wie mit andern Reglern und Fremderregung auftreten.

Bei der Ermittlung der Zeitkonstante mit Selbsterregung haben wir den Spannungsabfall im Anker der Erregermaschine bis jetzt nicht berücksichtigt, es soll daher noch kurz der Einfluß des Ankerspannungsabfalls, der sich unter Umständen sehr ungünstig auswirkt, gezeigt werden [1].

Gl. (53) wird unter Annahme eines fiktiven Ankerwiderstandes R_a , bei dem außer dem tatsächlichen Widerstand auch noch ein dem Spannungsabfall durch Ankerrückwirkung und der Bürstenspannung entsprechender Widerstand berücksichtigt sein soll, bei Vernachlässigung der Selbstinduktion des Erregermaschinenankers:

$$(55) \quad \text{I: } (r_e + R_a - c_1) i_{e1} + R_a \cdot i_1 + L_e \cdot \frac{di_{e1}}{dt} = 0.$$

(Nur die Ausgleichsströme berücksichtigt, L_e für $L_{e0} \cdot \frac{\text{tg } \beta}{\text{tg } \alpha}$ gesetzt.)

Der Erregerstrom i_{e1} ist also jetzt nach dieser Gleichung auch vom Belastungsstrom i_1 abhängig. Wir brauchen daher noch eine Beziehung für diesen Strom. Nach Abb. 28 können wir für den Belastungsstrom, den Erregerstrom der Hauptmaschine, setzen:

$$(56) \quad \text{II: } -c_1 \cdot i_{e1} + R_a i_{e1} + R_a i_1 + R i_1 + L \cdot \frac{di_1}{dt} = 0.$$

Aus diesen zwei Gleichungen läßt sich i_1 eliminieren, und wir erhalten für i_{e1} :

$$(57) \quad T \cdot T_e i_{e1}'' + \left[T \frac{R_a + r_e - c_1}{r_e} + T_e \left(1 + \frac{R_a}{R} \right) \right] i_{e1}' + \left(\frac{R_a}{R} + \frac{R_a + r_e - c_1}{r_e} \right) i_{e1} = 0.$$

Dabei ist $T = L/R$ die Hauptfeld- und $T_e = L_e/r_e$ die Erregerfeldzeitkonstante.

Der zeitliche Verlauf einer Abweichung des Erregerstromes vom stationären Wert i_{e1} entspricht nach dieser Gl. (57) einer gedämpften Schwingung. Setzen wir $R_a = 0$, so verschwindet im Gegensatz hierzu nach Gl. (55) die Abweichung nach einer Exponentialfunktion

$$(58) \quad i_{e1} = i_{e10} \cdot e^{-t \frac{r_e - c_1}{L_e}}$$

wie nach Gl. (30) i_1 , wobei zu berücksichtigen ist, daß bei stabiler Selbsterregung nach Abb. 29 $r_e = \sigma \text{tg } \delta > c_1 = \sigma \text{tg } \beta$ sein muß, so daß also $(r_e - c_1)$ immer positiv bleibt. Die Schwingung nach Gl. (57) ist praktisch auch immer gedämpft, in den meisten Fällen wird der Vorgang überhaupt aperiodisch. Bei geringer Spannung, also Arbeiten in der Nähe des geradlinigen Teiles der Kennlinien und nicht zu kleinem Ankerwiderstand kann allerdings, da jetzt mit Rücksicht auf Selbsterregung nicht

mehr unbedingt $r_e > c_1$, sondern nur $r_e + R_a \left(1 + \frac{r_e}{R} \right) > c_1$ sein muß, die Schwingung auch ungedämpft oder sogar angefacht verlaufen. In diesem Fall ist die Anordnung selbstverständlich unter allen Umständen unbrauchbar. Aber auch bei gedämpft periodischem oder aperiodischem Verlauf können die Verhältnisse ungünstig werden. Bei Leerlauf der Hauptmaschine muß die Spannung der Erregermaschine sehr weit herabgeregelt werden, und man kommt in das Gebiet, in dem die Selbsterregungsverhältnisse ungünstig bzw. überhaupt unsicher werden.

Schwingt nun bei plötzlicher Schwächung der Erregung die Spannung über den stationär tiefsten Wert hinaus, so kommt man leicht in das labile Gebiet der Kennlinie, und es kann dann unter Umständen ein stoßartiges Umpolen bzw. Entregen der Erregermaschine eintreten. Diese Erscheinung wird bekanntlich für die Schnellentregung großer Generatoren mit Erfolg ausgenutzt. Für selbsttätige Spannungsregelung ist im Gegensatz hierzu dieses labile Verhalten, auch wenn es noch nicht zum Umpolen oder Entregen führt, natürlich denkbar ungünstig, weil auf jeden Fall dadurch unangenehme Pendelungen des Erregerstromes und damit der Generatorspannung verursacht werden können.

Man muß daher mit Rücksicht auf die Regelung bestrebt sein, den Ankerspannungsabfall möglichst klein zu halten. Häufig kann man sich hier durch Bürstenverschiebung im Sinne einer Aufkompoundierung (entgegen der Drehrichtung) sehr einfach helfen.

II. Eigenschaften der mittelbaren Regelung erster Ordnung mit direktem Regler bei masselosem Meßwerk des Reglers.

Wir beginnen gleich mit der mittelbaren Regelung erster Ordnung, weil einmal die unmittelbare Regelung sehr selten vorkommt und weil wir aus den Ergebnissen der Untersuchung der mittelbaren Regelung erster Ordnung sofort auf die Eigenschaften der unmittelbaren Regelung schließen können. Wir brauchen nur in den verschiedenen Gleichungen die Verstellzeit des Verstellwerkes gleich Null zu setzen und haben damit sofort die Verhältnisse bei unmittelbarer Regelung.

8. Direkter astatischer Regler mit direkter Ölbremse.

Erläuterung der für die theoretischen Regelungsuntersuchungen gemachten Annahmen und Voraussetzungen: Kleine Abweichungen der Regelgröße vom Sollwert, keine Beeinflussung der Regelgröße während des Regelvorganges von außen.

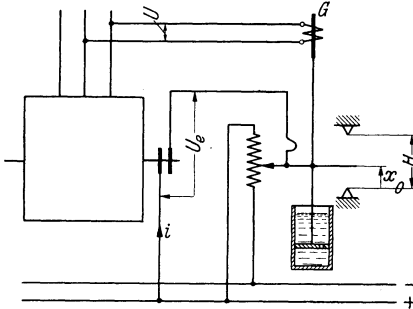


Abb. 31. Direkter Regler mit direkter Ölbremse (mittelbare Regelung 1. Ordnung).

Abb. 31 zeigt die grundsätzliche Schaltung für Spannungsregelung eines Generators. Die verschiedenen Bezeichnungen, die wir bei der Rechnung später brauchen, gehen aus der Abbildung hervor. Die eingezeichnete Ölbremse ist mit Rücksicht auf Stabilität erforderlich, wie wir später bei der Untersuchung mit Berücksichtigung der Masse sehen werden. Die Erregerspannung soll an einem Spannungsteiler abgegriffen werden.

Wir können zwei Gleichungen aufstellen, eine für die im Erregerkreis des Generators wirksamen Spannungen und eine für die auf den Meßwerkskern wirkenden Kräfte. Die erste Gleichung ist die Gl. (20)

$$(59) \quad I: \quad R i + L \frac{d i}{d t} = U_e .$$

Dabei ist R der Widerstand und L die vom Erregerstrom und der Belastung abhängige Selbstinduktion der Erregerwicklung (nach Abschn. 6). Wenn wir nur einen verhältnismäßig kleinen Spannungsbereich untersuchen, können wir L als konstant annehmen.

U_e ist die am Spannungsteiler abgegriffene Erregerspannung. Wir wollen vorläufig annehmen, daß der Spannungsteiler gleichmäßig gestuft ist, so daß die Erregerspannung proportional mit dem Hub abnimmt. Wir können dann setzen:

$$(60) \quad U_e = U_{e\max} - k_1 \cdot x$$

und bekommen für Gl. (59)

$$(61) \quad \text{I: } R i + L \frac{di}{dt} = U_{e\max} - k_1 \cdot x.$$

Am Meßwerkskern sind folgende drei Kräfte wirksam: 1. Das Kerngewicht G , 2. die Bremskraft der Ölbremse B und 3. die magnetische Zugkraft des Magneten P . (Von der Beschleunigungskraft sehen wir vorläufig ab, weil wir ja die Masse vernachlässigen. Außerdem vernachlässigen wir die von der Geschwindigkeit unabhängige, der Bewegung entgegenwirkende mechanische Reibungskraft, die — wie in Abschn. 5 bereits gesagt — bei ausgeführten Reglern immer sehr klein ist. Eine Berücksichtigung dieser Reibung verhindert eine zusammenhängende analytische Behandlung der Regelvorgänge überhaupt, da bei Änderung der Bewegungsrichtung des Reglers un stetig diese Reibungskraft ihr Vorzeichen ändert. Ihr Einfluß ist praktisch immer sehr klein.) Die Summe der drei Kräfte muß Null sein, also

$$(62) \quad G + B + P = 0.$$

Das Gewicht G ist selbstverständlich konstant und wirkt immer nach unten. Die Zugkraft P des Magneten wirkt immer nach oben, sie ist proportional U^2 . Wir können also setzen:

$$(63) \quad P = c_2 \cdot U^2.$$

(Die Zugkraft eines Magneten steigt quadratisch mit der Induktion, letztere ändert sich aber linear mit dem Spulenstrom, solange noch keine Sättigung vorhanden ist und damit linear mit der angelegten Spannung. Da die Zeitkonstante solcher Meßwerkspulen sehr klein ist — Größenordnung 10^{-3} sec —, wird angenommen, daß der Spulenstrom augenblicklich den Spannungsänderungen folgt.)

Die Bremskraft wirkt der Bewegung entgegen. Wir können bei einer Bremse, wie sie in der Zeichnung angedeutet ist, erfahrungsgemäß sehr genau bei den in Frage kommenden Geschwindigkeiten die Bremskraft proportional der Kolbengeschwindigkeit setzen [8] (S. 489). Es wird also

$$(64) \quad B = -c_k \cdot \frac{dx}{dt},$$

und unsere Gl. (62) wird

$$(65) \quad \text{II: } c_2 \cdot U^2 - G - c_k \cdot \frac{dx}{dt} = 0.$$

Nun interessiert eigentlich nicht der Absolutwert des Erregerstroms i oder der Spannung U oder des Verstellwerkhubes x , sondern nur die Abweichung all dieser Größen von ihrem Sollwert bei bestimmter Belastung, also vom Endwert nach Beendigung der Regelung. Man untersucht daher in der Regeltechnik immer nur die Abweichungen der verschiedenen Größen von ihrem Sollwert. Man ermittelt also nicht die Spannung U , sondern $U - U_0$, nicht i , sondern $i - i_0$, nicht x , sondern $x - x_0$ usw., wobei die Größen mit dem Index 0 die Sollwerte bedeuten. Die Abweichungen vom Sollwert bezeichnen wir mit dem Index 1.

Es wird also $U = U_0 + U_1$; $i = i_0 + i_1$; $x = x_0 + x_1$ usw. Führen wir diese Bezeichnungen in unsere Gl. (61) und (65) ein, so bekommen wir:

$$(66) \quad \text{I: } R i_0 + R i_1 + L \frac{d i_0}{d t} + L \frac{d i_1}{d t} = U_{e \max} - k_1 \cdot x_0 - k_1 \cdot x_1,$$

$L \frac{d i_0}{d t}$ wird 0, weil i_0 zeitunabhängig ist. Im stationären Betrieb muß $R \cdot i_0 = U_{e \max} - k_1 \cdot x_0$ sein. Unsere Gleichung vereinfacht sich daher zu

$$(67) \quad \text{I: } R i_1 + L \frac{d i_1}{d t} = -k_1 \cdot x_1.$$

Aus Gl. (65) wird:

$$(68) \quad \text{II: } c_2 (U_0^2 + 2 U_0 U_1 + U_1^2) - G - c_k \frac{d x_0}{d t} - c_k \frac{d x_1}{d t} = 0.$$

Zunächst können wir hier sagen, daß $d x_0 / d t$ wieder 0 wird, weil ja x_0 konstant ist. Dann muß im stationären Betrieb die magnetische Kraft gleich dem Gewicht des Meßwerkernes sein. Es ist also

$$c_2 \cdot U_0^2 - G = 0.$$

Wir haben dann noch die Restgleichung

$$(69) \quad \text{II: } c_2 (2 U_0 U_1 + U_1^2) - c_k \frac{d x_1}{d t} = 0,$$

$c_2 (2 U_0 U_1 + U_1^2) = P_1$ ist die Abweichung der Zugkraft des Meßwerkes vom Sollwert.

Wir wollen nun auch hier, wie bei der Bestimmung von L die Einschränkung machen, daß die Abweichung vom Sollwert nicht groß ist gegenüber dem Sollwert, so daß $U_1 \ll U_0$. Wir können dann die Kurve $P = c_2 \cdot U^2$

ersetzen durch die Tangente im Punkt U_0, P_0 und bekommen damit einen linearen Zusammenhang zwischen den beiden Größen.

Haben wir irgendeine beliebige Abhängigkeit der Meßwerkskraft von der Regelgröße, die beispielsweise versuchsmäßig ermittelt worden ist, etwa nach Abb. 32, so ersetzen wir diese Kurve durch die Tangente im Punkt U_0, P_0 und bekommen dann

$$(70) \quad P_1 = U_1 \cdot \operatorname{tg} \beta_0.$$

Wächst die Zugkraft P einfach proportional mit der Regelgröße U , so wird $\operatorname{tg} \beta_0 = \operatorname{tg} \alpha = P_0 / U_0$.

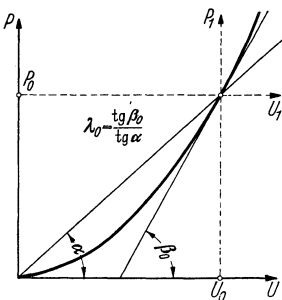


Abb. 32. Abhängigkeit der Zugkraft des Meßwerkes (P) von der Regelgröße (U).

Wir führen nun das Verhältnis $\text{tg } \beta_0 / \text{tg } \alpha = \lambda_0$ ein und können dann allgemein schreiben:

$$(71) \quad P_1 = U_1 \cdot \lambda_0 \cdot \frac{P_0}{U_0}.$$

Bei linearer Abhängigkeit der Zugkraft von der Regelgröße wird selbstverständlich $\lambda_0 = 1,0$, bei quadratischer dagegen 2,0.

λ_0 gibt also an, wie die Zugkraft im Betriebspunkt ansteigt abhängig von der Regelgröße im Vergleich zum Fall der einfachen Proportionalität zwischen Zugkraft und Regelgröße.

Allgemein sei hier festgehalten, daß die Annahme eines linearen Zusammenhanges zweier direkt voneinander abhängigen Größen in der Nähe des Betriebspunktes, also Ersatz der entsprechenden Kurve, die die tatsächliche Abhängigkeit zeigt, durch die Tangente im Betriebspunkt, in der Reglertheorie immer gemacht werden muß, wenn man überhaupt zu brauchbaren rechnerischen Lösungen kommen will. Wir haben daher auch angenommen, daß die Magnetisierungskennlinie im untersuchten Bereich durch die Tangente im Punkt U_0, i_0 ersetzt werden kann, so daß L konstant bleibt. Für U_1 können wir dann nach Gl. (25) auch einfach $U_1 = k_2 \cdot i_1$ setzen. Denn es ist

$$(72) \quad U = U_0 + U_1 = \frac{E_a + (i_0 + i_1) \sigma \text{tg } \beta}{1 + \frac{\text{tg } \beta}{\text{tg } \gamma}} \left(1 - \frac{\text{tg } \delta}{\text{tg } \gamma} \right),$$

also

$$(73) \quad U_1 = \frac{\sigma \text{tg } \beta}{1 + \frac{\text{tg } \beta}{\text{tg } \gamma}} \left(1 - \frac{\text{tg } \delta}{\text{tg } \gamma} \right) \cdot i_1 = k_2 \cdot i_1.$$

Die Einschränkung, daß nur kleine Abweichungen vom Sollwert betrachtet werden sollen, befriedigt zunächst nicht und läßt eine gewisse Unsicherheit aufkommen. Man weiß nach der Rechnung zwar, wie sich das System bei kleineren Abweichungen verhält, weiß aber nicht, ob nicht etwa bei einem starken Belastungsstoß, also bei einer großen Abweichung, doch wieder andere Verhältnisse auftreten. Dazu ist folgendes zu sagen: Erfahrungsgemäß wird man niemals einen Regler für einen bestimmten Zweck bis in die letzten Einzelheiten nachrechnen und dann den Regler so konstruieren, daß alle seine charakteristischen Größen unveränderlich festliegen. Vielmehr werden möglichst alle diese Größen in einem bestimmten Bereich einstellbar gemacht, und es ist dann nur wichtig zu wissen, welche Größen maßgebend sind und in welchem Sinn eine Verstellung der einen oder anderen Größe wirkt. Und um das beurteilen zu können, kann man wohl ohne Zweifel von den Ergebnissen, die man bei der Annahme von kleinen Ausschlägen erhalten hat, auch auf den allgemeinen Fall schließen.

Wenn wir uns also auf kleine Abweichungen beschränken, und für $i_1 = U_1/k_2$ einsetzen, so vereinfachen sich die Gl. (67) und (69) zu

$$(74) \quad \text{I: } R U_1 + L \frac{dU_1}{dt} = -k_1 \cdot k_2 \cdot x_1,$$

$$(75) \quad \text{II: } \lambda_0 \frac{P_0}{U_0} U_1 - c_k \frac{dx_1}{dt} = 0.$$

Dies sind nun unsere endgültigen Differentialgleichungen mit den Unbekannten x_1 und U_1 . Durch Eliminieren von x_1 erhalten wir die Differentialgleichung für U_1 . Aus Gl. (74) wird:

$$\frac{dx_1}{dt} = -\frac{L}{k_1 k_2} \frac{d^2 U_1}{dt^2} - \frac{R}{k_1 k_2} \frac{dU_1}{dt}.$$

Dieser Wert in Gl. (75) eingesetzt, ergibt die gesuchte Gleichung für U_1 :

$$(76) \quad \frac{c_k L}{k_1 \cdot k_2} U_1'' + \frac{c_k R}{k_1 k_2} U_1' + \lambda_0 \frac{P_0}{U_0} U_1 = 0.$$

Wir sehen aus dieser Gleichung sofort, daß der zeitliche Verlauf von U_1 , einer gedämpften Schwingung entspricht. Bevor wir uns aber weiter mit diesem Ergebnis beschäftigen, wollen wir die Gleichung noch in eine etwas andere Form bringen. Es stören die vielen verschiedenen Konstanten, die es sehr erschweren, allgemeine Schlüsse aus dem Ergebnis zu ziehen. Man ist in der Reglertheorie daher schon lange dazu übergegangen, die verschiedenen Konstanten durch spezifische Konstanten

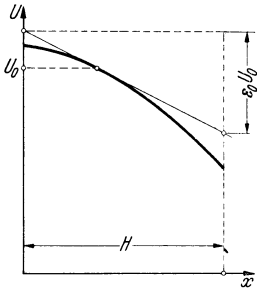


Abb. 33. Ermittlung des scheinbaren Regelbereiches ($\epsilon_0 U_0$).

zu ersetzen. Alle Größen werden auf den Reglerhub H bzw. auf den Sollwert der Regelgröße U_0 bezogen. Der Vorteil dieser Maßnahme wird besonders bei später zu behandelnden schwierigen Regelvorgängen sehr klar in Erscheinung treten.

Wir führen ein:

$$(77) \quad \frac{L}{R} = T_{Ig}$$

magnetische Zeitkonstante des Erregerkreises. (Index I bezieht sich auf das Verstellwerk I , g auf den Generator.)

$$(78) \quad T_k = \frac{H}{2} \cdot \frac{c_k}{P_0}$$

entspricht der Zeit, die zum Durchlaufen des halben Reglerhubes erforderlich ist, wenn die der Sollspannung U_0 an der Spule entsprechende magnetische Kraft $P_0 = G$ auf den Bremskolben wirkt. Daraus:

$$(79) \quad c_k = \frac{T_k \cdot 2 P_0}{H}.$$

Außerdem bezeichnen wir mit

$$(80) \quad \epsilon_0 \cdot U_0 = \frac{k_1 \cdot k_2 \cdot H}{R}$$

den scheinbaren Regelbereich, also die fiktive Spannungsänderung am Generator, die beim Durchlaufen des Reglerhubes H auftreten würde, wenn die magnetische Charakteristik überall die gleiche Neigung wie im Punkt U_0 besäße. Wir können ϵ_0 auch experimentell einfach ermitteln. Wir brauchen nur bei bestimmter Belastung die Spannung abhängig von der Reglerstellung x zu messen und erhalten dann nach Abb. 33 ohne weiteres $\epsilon_0 U_0$. Ersetzen wir die verschiedenen Konstanten durch die neu gewonnenen, so wird aus Gl. (76):

$$(81) \quad T_k T_{Ig} U_1'' + T_k U_1' + \lambda_0 \frac{\epsilon_0}{2} U_1 = 0$$

oder, da im vorliegenden Fall $\lambda_0 = 2,0$ ist:

$$(82) \quad T_k T_{I_g} U_1'' + T_k U_1' + \varepsilon_0 U_1 = 0.$$

Unter den jetzt noch vorkommenden Konstanten können wir uns sofort etwas vorstellen, wir können auch sofort übersehen, wie wir die einzelnen Konstanten beeinflussen können.

Die Lösung dieser Gleichung lautet nun:

$$(83) \quad U_1 = C \cdot e^{-\frac{t}{T_d}} \sin(\omega_p t + \xi).$$

Dabei sind C und ξ die Integrationskonstanten,

$$(84) \quad T_d = 2 T_{I_g}$$

die Dämpfungszeitkonstante der Schwingung und

$$(85) \quad \omega_p = \pm \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{T_{I_g} \cdot T_k} - \frac{1}{4 T_{I_g}^2}} = \pm \frac{1}{T_{I_g}} \sqrt{\frac{\varepsilon_0 \cdot T_{I_g}}{T_k} - \frac{1}{4}}$$

die Schwingungsfrequenz.

Wird $\omega_p = 0$, so bekommen wir einen aperiodischen Vorgang von der Form:

$$(86) \quad U_1 = e^{-\frac{t}{T_d}} (C_1 + C_2 \cdot t).$$

Wird $\omega_p = \pm j\gamma$, wobei $j = \sqrt{-1}$ und γ eine reelle Zahl sein soll, so daß also ω_p imaginär wird, so bekommen wir die Lösung

$$(87) \quad U_1 = C_1 \cdot e^{-\frac{t}{T_d} + \gamma t} + C_2 \cdot e^{-\frac{t}{T_d} - \gamma t},$$

also auch einen aperiodischen Vorgang.

Zur Bestimmung der Integrationskonstanten nehmen wir den immer unangenehmen Fall eines plötzlichen Blindbelastungsstoßes I_b an und rechnen die Zeit von diesem Moment ab. Nach Abschn. 6 (Abb. 23) wissen wir, daß damit ein plötzlicher Spannungssprung entsprechend dem Streuspannungsabfall der Ständerwicklung auftritt. Für $t = 0$ wird also

$$(88) \quad U_1 = U_{10} = -I_b \cdot x_s = C \cdot \sin \xi.$$

Außerdem können wir noch den Differentialquotienten $(dU_1/dt)_0$ ermitteln.

Da der Meßwerkskern infolge der Wirkung der Bremse keine ruckartigen Bewegungen machen kann (ruckartige Bewegung würde eine unendlich große Kraft an der Bremse bedeuten, da $B = -c_k \frac{dx}{dt}$), wird er im Augenblick des Belastungsstoßes seine Stellung noch nicht verändert haben. Die Maschine verhält sich vorläufig einfach so, wie wenn keine Regelung vorhanden wäre, also so wie in Abschn. 6 (Abb. 23) dargestellt. Aus dieser Abbildung können wir sofort ablesen, daß im Augenblick des Belastungsstoßes wird:

$$(89) \quad \left(\frac{dU_1}{dt}\right)_0 = \left(\frac{dU}{dt}\right)_0 = \frac{\Delta U - (\Delta U)_0}{T_{I_g}} = -\frac{I_b \cdot x_h}{T_{I_g}}.$$

(Für T in Abschn. 6 ist T_{I_g} gesetzt.) Da $U_{10} = -I_b \cdot x_s$ war, können wir auch schreiben:

$$(90) \quad \left(\frac{dU_1}{dt}\right)_0 = \frac{U_{10}}{T_{I_g}} \cdot \frac{x_h}{x_s} = \operatorname{tg} \vartheta.$$

Wenn wir Gl. (83) differenzieren und den Wert für $(dU_1/dt)_0$ einsetzen, haben wir zusammen mit Gl. (88) zwei Gleichungen für die Ermittlung der Integrationskonstanten C und ξ . Es wird

$$\operatorname{tg} \xi = \omega_p \cdot T_{I_g} \frac{1}{\frac{x_h}{x_s} + \frac{1}{2}}, \quad C = \frac{U_{10}}{\sin \xi}.$$

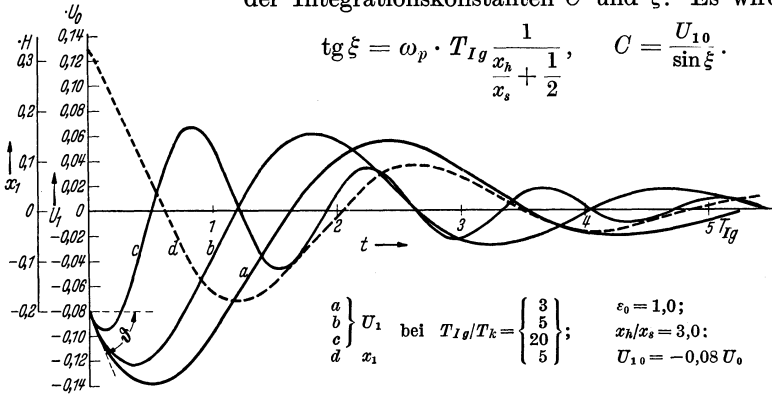


Abb. 34. *Gerechnete* Regelkurven bei Regelung eines Generators durch einen direkten Regler mit direkter Ölbremse nach Abb. 31.

In Abb. 34 sind nun verschiedene, nach Gl. (83) gerechnete Regelkurven aufgezeichnet für bestimmtes Verhältnis x_h/x_s und verschiedene Werte von T_{I_g}/T_k . Da in Gl. (83) nur T_{I_g} und das Verhältnis T_{I_g}/T_k vorkommt, können wir als Abszisse Vielfache der Zeitkonstante T_{I_g} auftragen und sind damit unabhängig vom Absolutwert der Zeitkonstante. In der Abb. 34 ist für einen Wert von T_{I_g}/T_k auch der Verlauf von x_1 aufgezeichnet. Wir werden später noch auf diese Kurve zurückkommen.

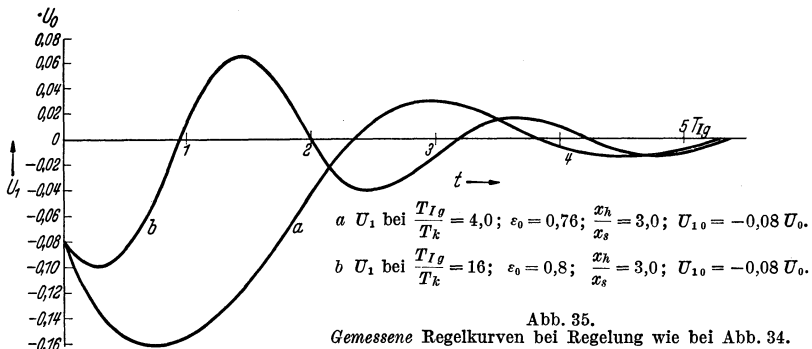


Abb. 35. *Gemessene* Regelkurven bei Regelung wie bei Abb. 34.

Abb. 35 zeigt gemessene Kurven, aufgenommen allerdings an einer Ersatzschaltung mit einer mechanischen Zeitkonstante an Stelle der magnetischen des Generators (Abschn. 36), bei Regelung durch einen Kohledruckregler. Wir sehen aus den Kurven, wie ja auch schon aus Gl. (84), daß die Dämpfungszeitkonstante immer die gleiche bleibt. Sie

entspricht einfach der doppelten magnetischen Zeitkonstante des Generators. Durch Veränderung der Bremse, also der Konstante T_k kann lediglich die Frequenz der Regelschwingung verändert werden und damit allerdings auch die größte Spannungsabweichung. Da ein Regler nach der bisher behandelten Ausführung — astatischer Regler mit direkter Ölbremse — keinen Einfluß auf die Dämpfungszeitkonstante des Regelvorganges hat, wird er in der Literatur [4a] als *Trägregler* bezeichnet. Im Gegensatz hierzu bildet das grundsätzliche Merkmal des Schnellreglers die Eigenschaft, die Dämpfung des Regelvorganges maßgeblich zu beeinflussen. Wir werden auch solche Regler noch kennenlernen.

9. Direkter statischer Regler ohne Ölbremse.

Die Schaltung soll wieder Abb. 31 entsprechen. Die Ölbremse am Meßwerkskern soll aber wegfallen und durch Anbringen einer Feder nach Abb. 36 soll das Meßwerk und damit die ganze Regelung statisch gemacht werden.

Die Spannungsgleichung für den Erregerkreis Gl. (74) bleibt selbstverständlich die gleiche. An Stelle von Gl. (65) für die am Meßwerkskern angreifenden Kräfte tritt die folgende

$$(91) \quad c_2 U^2 - G - (P_{f \max} - c_f \cdot x) = 0.$$

Bei $x = 0$ drückt also die Feder mit der Kraft $P_{f \max}$ nach oben, und diese Kraft nimmt dann im untersuchten Bereich proportional mit x ab.

Wir gehen nun wieder so vor wie im letzten Abschnitt. Wir untersuchen also nur die Abweichungen vom Sollwert, die außerdem nur klein sein sollen. Wir bekommen dann die zwei Gleichungen:

$$(92) \quad \text{I: } R U_1 + L \frac{dU_1}{dt} = -k_1 k_2 x_1,$$

$$(93) \quad \text{II: } \lambda_0 \frac{P_0}{U_0} U_1 - c_f x_1 = 0,$$

und daraus die Differentialgleichung für U_1 :

$$(94) \quad L U_1' + \left(R + \frac{k_1 \cdot k_2}{c_f} \cdot \lambda_0 \frac{P_0}{U_0} \right) U_1 = 0.$$

Bevor wir uns weiter mit dieser Gleichung beschäftigen, setzen wir wieder die die Übersichtlichkeit stark erleichternden spez. Konstanten (S. 26) ein. Außerdem führen wir für die Federkonstante c_f eine neue Konstante ein, zu der wir auf folgendem Wege kommen:

Bewegt sich der Meßwerkskern von ganz unten bis ganz oben, durchläuft er also den ganzen Hub H , so muß die Spannung an der Spule sich entsprechend ändern, wenn Gleichgewicht der Kräfte vorhanden sein soll. Abb. 37 zeigt den Verlauf von x abhängig von der Regelgröße U , wie er beispielsweise bei der Anordnung nach Abb. 36 auftreten kann. Wir ersetzen wieder die Kurve durch die Tangente im Punkt x_0 , U_0 und

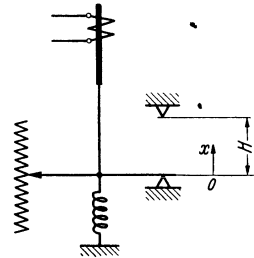


Abb. 36. Statisches Meßwerk.

bezeichnen nach Abb. 37 die Spannungsänderung, die scheinbar erforderlich ist, um den Meßwerkskern um seinen ganzen Hub H zu bewegen, mit $\delta_0 \cdot U_0$. Da wir nach Gl. (91) Proportionalität zwischen Federkraft und Verstellweg x angenommen haben und die magnetische Kraft, die der Federkraft das Gleichgewicht halten muß, $P_1 = U_1 \cdot \lambda_0 \frac{P_0}{U_0}$ nach Gl. (71) ist, bekommen wir den Zusammenhang zwischen $\delta_0 U_0$ und H .

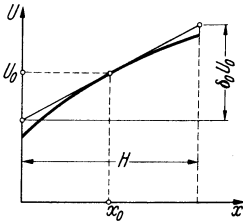


Abb. 37. Ermittlung der scheinbaren Ungleichförmigkeit (Statik) ($\delta_0 U_0$).

Es wird

$$(95) \quad U_1 \cdot \lambda_0 \frac{P_0}{U_0} = c_f \cdot x_1$$

bzw. bei $x_1 = H$

$$(96) \quad \delta_0 \cdot U_0 \lambda_0 \frac{P_0}{U_0} = c_f \cdot H$$

und daraus die Federkonstante:

$$(97) \quad c_f = \frac{\delta_0 \cdot U_0 \lambda_0 \frac{P_0}{U_0}}{H}$$

allgemein bzw.

$$(98) \quad c_f = \frac{\delta_0 \cdot 2 P_0}{H}$$

bei quadratischem Zusammenhang zwischen Regelgröße und Zugkraft. Je größer also die Federkonstante, desto größer δ_0 . Wir nennen wie früher δ_0 die Statik oder die Ungleichförmigkeit des Meßwerkes bzw. der Regelung, bezogen auf den Betriebspunkt.

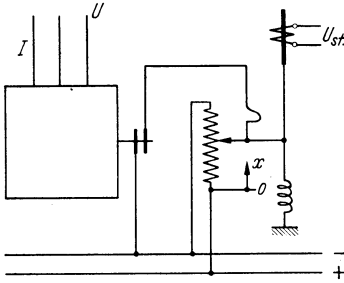


Abb. 38. Fremdspannung der Meßwerkspule zur Ermittlung des Verstärkungsfaktors ($\kappa = \varepsilon_0 / \delta_0$).

Unsere Gl. (94) wird nun:

$$(99) \quad T_{I_g} U'_1 + \left(1 + \frac{\varepsilon_0}{\delta_0}\right) U_1 = 0.$$

(Gilt allgemein, unabhängig davon, wie die Zugkraft von der Regelgröße abhängt.)

Das Verhältnis ε_0 / δ_0 können wir nun als „Verstärkungsfaktor“ bezeichnen. $\varepsilon_0 / \delta_0 = \kappa_0$ gibt an, wie vielfach eine Spannungsabweichung, die am Meßwerk auftritt, durch die Regel-

anordnung verstärkt wird. Allerdings muß selbstverständlich die verstärkte Spannungsabweichung der ursprünglichen am Meßwerk entgegenwirken. Wenn wir bei der Schaltung nach Abb. 38 mit statischem Regler die Spule des Meßwerkes von einer besonderen Stromquelle mit der Spannung U_{st} speisen, bekommen wir abhängig von der Stellung x des Meßwerkskerns den Verlauf der Spannungen U und U_{st} , wie er in Abb. 39 aufgezeichnet ist.

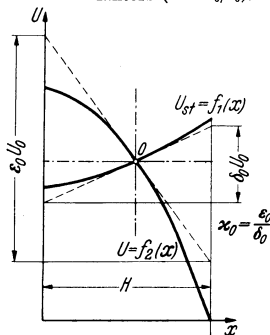


Abb. 39. Ermittlung des Verstärkungsfaktors ($\kappa = \varepsilon_0 / \delta_0$).

Wenn sich die Spannung U_{st} um $\delta_0 U_0$ ändert, ändert sich \bar{U} um $\varepsilon_0 U_0$. Das Verhältnis $\varepsilon_0 U_0 / \delta_0 U_0 = \varepsilon_0 / \delta_0$ gibt also den Ver-

stärkungsgrad der Regelung an. Wenn die Spule wieder an die Generatorklemmen gelegt wird, stellt sich die dem Schnittpunkt von $U_{st} = f_1(x)$ und $U = f_2(x)$ entsprechende Spannung ein (Punkt 0).

Die Lösung der Gl. (99) lautet:

$$(100) \quad U_1 = C \cdot e^{-t \frac{1 + \frac{\epsilon_0}{\delta_0}}{T_{1g}}}$$

Wir haben also hier einen aperiodisch abklingenden Verlauf für U_1 . Die Integrationskonstante C ist hier einfach gleich dem Anfangswert U_{10} . In Abb. 40 ist für verschiedene Werte von δ_0 wieder der Kurvenverlauf aufgetragen. Dabei ist wieder ein Blindlaststoß angenommen. Die bleibende Spannungsänderung läßt sich wie folgt rechnen: Der Spannungsabfall — verringert um die durch Verstellung des Reglers erzielte Spannungserhöhung — entspricht der dauernden Spannungsabweichung

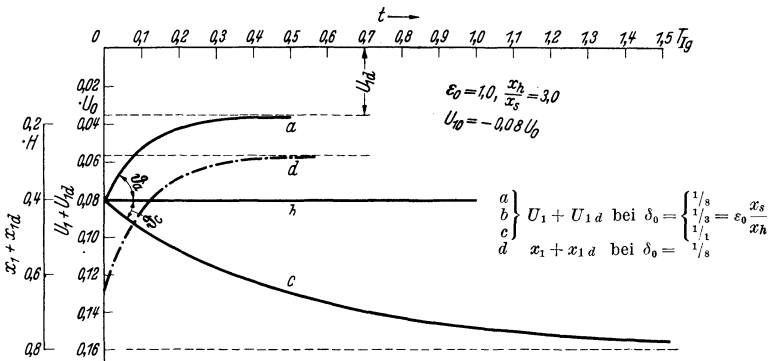


Abb. 40. Gerechnete Regelkurven bei statischer Regelung.

U_{1d} . Diese Spannungsabweichung bedingt aber mit Rücksicht auf Gleichgewicht der Kräfte am Meßwerkskern eine ganz bestimmte Verstellung x_{1d} . Wir haben also zwei Gleichungen:

$$(101) \quad \text{I: } I_b(x_h + x_s) - \frac{x_{1d}}{H} \cdot \epsilon_0 U_0 = U_{1d},$$

$$(102) \quad \text{II: } \frac{x_{1d}}{H} \cdot \delta_0 U_0 = U_{1d}.$$

Daraus

$$(103) \quad U_{1d} = \frac{I_b(x_h + x_s)}{1 + \frac{\epsilon_0}{\delta_0}} = \frac{\Delta U}{1 + \frac{\epsilon_0}{\delta_0}}.$$

Damit $U_{1d} = I_b \cdot x_s$, also gleich dem Spannungssprung wird, und somit nur der Spannungsabfall durch die Ankerrückwirkung ausgeregelt wird, muß $\delta_0 = \epsilon_0 \cdot x_s/x_h$ sein.

Wir sehen nach Gl. (100), je kleiner δ_0 ist, je geringer also die Ungleichförmigkeit des Reglers ist, desto kleiner ist die Zeitkonstante des Abklingvorgangs. Bei $\delta_0 = 0,0$ würde die Zeitkonstante sogar Null werden, der Regler würde also augenblicklich wieder die richtige Span-

nung einstellen. $\delta_0 = 0$ bedeutet aber Arbeiten ohne Feder. Wie früher schon angedeutet, muß aber mit Rücksicht auf Stabilität, die durch die Wirkung der Massenkräfte am Meßwerkskern sonst nicht vorhanden ist, eine wenn auch schwache Ölbremse vorgesehen werden. Diesen Grenzfall, in dem die Ölbremse dann die Verhältnisse maßgeblich beeinflusst, wollen wir daher bei unseren Betrachtungen außer acht lassen. Außerdem wird bei kleinerem δ_0 der Meßwerkskern auch bald am oberen oder unteren Anschlag je nach der Richtung des Belastungsstoßes anliegen. Es ist dann die Voraussetzung für unsere Rechnung — kleine Abweichungen vom Sollwert — nicht mehr erfüllt. Wenn wir annehmen, daß bei Eintreten des Belastungsstoßes der Meßwerkskern sich in seiner Mittellage befindet, so können wir sehr einfach ausrechnen, bei welchem positiven Belastungsstoß der Kern eben den unteren Anschlag erreicht. Es ist in diesem Fall: $I_b \cdot x_s = \frac{\delta_0}{2} U_0$.

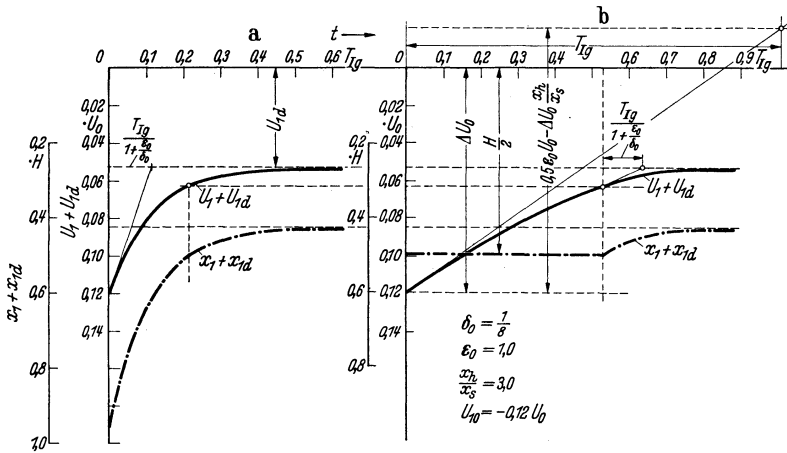


Abb. 41. Statische Regelung a) ohne und b) mit begrenztem Arbeitsbereich (Anschlag) des Meßwerks.

Nehmen wir an $\delta_0 = 0,05$, also eine Ungleichförmigkeit von 5%, so wird $I_b \cdot x_s = 0,025 U_0$. Schon bei einer Belastung, die einem Spannungsabfall von über 2,5% entspricht, liegt in diesem Fall der Kern — wenigstens vorübergehend — am Anschlag an. Der Regelvorgang wird damit selbstverständlich ein wesentlich anderer. Wir haben dann vorübergehend eine konstante Erregerspannung, und erst, wenn die Generatorspannung entsprechend gestiegen ist, so daß der Kern sich wieder frei bewegen kann, gilt dann wieder die alte Regelgleichung (99). Ein solcher Regelvorgang von Leerlauf und der Mittellage des Meßwerkskerns ausgehend, ist in Abb. 41 mit allen für die Konstruktion der Kurve erforderlichen Angaben aufgezeichnet. Man sieht, daß die Endspannung sehr viel langsamer erreicht wird, als nach der Rechnung sich ergeben würde.

Die Anstiegsgeschwindigkeit der Spannung wird, wenn wir ange-nähert auch bei größeren Änderungen noch linearen Zusammenhang aller

Größen voneinander annehmen, sofort nach dem Belastungsstoß, wenn der Kern von der Mittellage bis an seinen unteren Anschlag kommt nach Abb. 41:

$$(104) \quad \left(\frac{dU_1}{dt}\right)_0 = \frac{\varepsilon_0 \cdot U_0 - (\Delta U)_0 \cdot \frac{x_h}{x_s}}{T_{I_0}}.$$

[[$(\Delta U)_0$ ist der nach Abschn. 6 dem Belastungsstoß entsprechende Streuspannungsabfall.]

Wir sehen, daß diese Anstiegsgeschwindigkeit vollkommen unabhängig von den Eigenschaften unseres Reglers geworden ist. Der Regler hat allerdings vorher sein Äußeres getan, er hat die maximale Erregerspannung eingestellt. Der Spannungsanstieg hängt aber nunmehr lediglich vom Regelbereich unserer Anordnung (ε_0) und von der Größe des Belastungsstoßes ($(\Delta U)_0$) und dem Verhältnis x_h/x_s , also dem Verhältnis von Spannungsabfall durch Ankerrückwirkung zum Streuspannungsabfall ab. Wenn wir nur den Regelbereich genügend groß machen, können wir auch bei großen Belastungsstößen noch einen starken Spannungsanstieg erzielen. Mit Rücksicht auf die Wirtschaftlichkeit ist man aber selbstverständlich an gewisse Grenzen gebunden, über die man in normalen Fällen nicht hinausgeht. Wesentlich für uns ist hier nur die Tatsache, daß bei größeren Belastungsstößen der Spannungsverlauf am Anfang des Vorganges nur durch die Dimensionierung des Erregerkreises, vor allem der Erregermaschine, bestimmt ist, die ja normal an Stelle des bisher eingezeichneten Spannungsteilers tritt, unabhängig vom Regler. Allerdings ist dabei vorausgesetzt, daß der Regler sehr schnell bis an seinen Endanschlag geht, was bei der beschriebenen statischen Anordnung mit Feder (Abb. 36) möglich ist, nicht aber bei direkter Bremse, etwa nach Abb. 31.

Während bei den Kurven (Abb. 34) die Anfangstangente an $U_1 = f(t)$ konstant ist, unabhängig von den Reglergrößen ($\text{tg } \vartheta = \text{const} = \frac{U_{10}}{T_{I_0}} \cdot \frac{x_h}{x_s}$) und immer erst ein Anstieg von U_1 über den Anfangswert hinaus vorhanden ist, die maximale Spannungsabweichung also immer größer als die dem Streuspannungsabfall entsprechende wird, hat man es jetzt, solange der Meßwerkskern noch nicht an seinen Anschlag kommt, vollkommen in der Hand, durch geeignete Wahl von δ_0 der Tangente eine bestimmte Richtung zu geben. Sobald $\delta_0 < \varepsilon_0 \cdot x_s/x_h$, wird ϑ negativ, die Spannungsabweichung nimmt sofort schon von der Zeit 0 an ab. Gl. (103).

Dieses unterschiedliche Verhalten der beiden Anordnungen, astatische Regelung mit direkter Bremse und statische Regelung ohne Bremse, wird sofort klar, wenn man die Bewegung des Meßwerkskerns verfolgt. Im ersten Fall kann das Meßwerk keine ruckartigen Bewegungen machen, bei Beginn des Belastungsstoßes steht also der Regler vorläufig noch in der der früheren Belastung entsprechenden Stellung. In der ganz ersten Zeit wird sich also die Spannung so verhalten, wie wenn überhaupt kein Regler vorhanden wäre. Im zweiten Fall wird aber der Meßwerkskern, dessen Masse wir ja vorläufig noch vernachlässigt haben, entsprechend der augenblicklichen Spannungsänderung bei der Belastung ruckartig auf die dieser Spannungsänderung entsprechende Gleichgewichtsstellung

springen. Der Regeleingriff erfolgt also hier im Gegensatz zum ersten Fall augenblicklich. Man sieht den Unterschied sehr schön und deutlich an der in Abb. 34 und 40 für einen Fall aufgezeichneten Meßwerkskernstellung x_1 . Wesentlich ist dabei der Anfangswert von x_1 .

Die behandelte statische Regelung bringt also sehr große Vorteile: Erstens haben wir keine Pendelungen, sondern einen aperiodischen Vorgang, und dann kann wegen des sofortigen Regeleingriffes die Spannungsabweichung in sehr schneller Zeit zum Verschwinden gebracht werden. Andererseits will man in den meisten Fällen eine möglichst konstante Spannung, also eine astatische Regelung. Es liegt nun sehr nahe, die günstigen Eigenschaften der statischen Regelung trotzdem auszunützen und die Statik eben nur vorübergehend wirken zu lassen. Wir haben in Abschn. 4 gesehen, daß wir bei Verwendung einer Ölbremse, deren Kolben über eine Feder mit dem Meßwerkskern verbunden ist, diese gewünschte vorübergehende Statik erreichen. In einem besonderen Abschnitt soll diese sehr wichtige Anordnung ebenfalls rechnerisch untersucht werden. Vorher wollen wir aber noch kurz die statische Regelung nach Abb. 7, also eine Spannungsregelung durch eine Elektronenröhre behandeln.

10. Statische Spannungsregelung eines Gleichstromgenerators mittels Elektronenröhre.

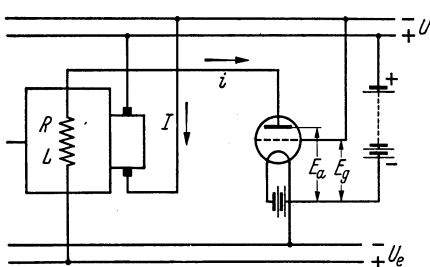
In Abb. 42 ist die Schaltung (Abb. 7) nochmals aufgezeichnet mit den bei der Rechnung verwendeten Bezeichnungen.

Für den Erregerkreis gilt:

$$(105) \quad U_e - E_a - Ri - L \frac{di}{dt} = 0.$$

Wir führen die Abweichungen der verschiedenen Größen vom Sollwert ein und erhalten:

$$(106) \quad U_e - E_{a0} - E_{a1} - Ri_0 - Ri_1 - L \frac{di_1}{dt} = 0,$$



und weil
(107) $U_e - E_{a0} - Ri_0 = 0$
wird

$$(108) \quad E_{a1} + Ri_1 + L \frac{di_1}{dt} = 0.$$

Es muß nun noch die Abhängigkeit der Anodenspannung E_{a1} von der Gitterspannung und vom Anodenstrom i_1 gefunden werden. Nach der Theorie der Elektronenröhren [7] können wir setzen:

$$(109) \quad di = \left(\frac{\partial i}{\partial E_g} \right)_{E_a = \text{const}} \cdot dE_g + \left(\frac{\partial i}{\partial E_a} \right)_{E_g = \text{const}} \cdot dE_a = S \cdot dE_g + \frac{1}{R_i} dE_a.$$

Abb. 42. Statische Spannungsregelung eines Gleichstromgenerators durch eine Elektronenröhre.

Da unsere Abweichungen vom Sollwert klein sein sollen, können wir mit genügender Annäherung auch schreiben:

$$(110) \quad i_1 = S_0 E_{g1} + \frac{1}{R_{i0}} \cdot E_{a1}.$$

Dabei bedeutet S_0 die Steilheit der Röhrenkennlinie in $\frac{\text{Amp. Anodenstr.}}{\text{Volt Gittersp.}}$ und R_{i0} den inneren Röhrenwiderstand in $\frac{\text{Volt Anodensp.}}{\text{Amp. Anodenstr.}}$, beide Werte für den Betriebspunkt aus der Kennlinie entnommen.

Aus Gl. (110) bekommen wir nun unsere Gleichung für die Abhängigkeit der Anodenspannung E_a vom Strom und der Gitterspannung. Es wird

$$(111) \quad E_{a1} = i_1 \cdot R_{i0} - S_0 \cdot E_{g1} \cdot R_{i0}.$$

Die Gitterspannung E_g wird nach unserer Schaltung:

$$(112) \quad E_g = U_b - U$$

und damit die Abweichungen vom Sollwert:

$$(113) \quad E_{g1} = -U_1.$$

(Sollwert U_0 soll gleich der Batteriespannung U_b sein.) Für die Maschinenkennlinie nehmen wir für den untersuchten Spannungsbereich wieder geradlinigen Verlauf an, so daß wir setzen können:

$$(114) \quad U_1 = k_2 \cdot i_1.$$

Aus den Gl. (108), (111), (113) und (114) bekommen wir nun unsere endgültige Differentialgleichung:

$$(115) \quad LU'_1 + [(R + R_{i0}) + S_0 k_2 R_{i0}] \cdot U_1 = 0$$

oder mit spez. Konstanten:

$$(116) \quad T_{I_g} U'_1 + (1 + \kappa_0) U_1 = 0.$$

Die Gleichung entspricht vollkommen Gl. (99) bei Regelung mit statischem direkten Regler, auch die Lösung wird also dieselbe Gl. (100). Es bedeuten wieder $T_{I_g} = \frac{L}{R + R_{i0}}$ die Zeitkonstante des Erregerkreises und κ_0 den Verstärkungsfaktor, der hier

$$(117) \quad \kappa_0 = \frac{S_0 R_{i0} \cdot k_2}{R + R_{i0}}$$

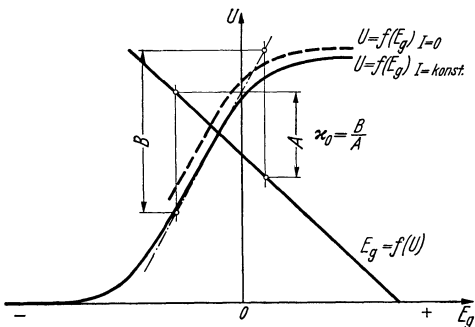


Abb. 43. Ermittlung des Verstärkungsfaktors bei der Röhrenregelung nach Abb. 42.

wird. In Abb. 43 ist gezeigt, wie der Verstärkungsfaktor einfach gefunden werden kann. κ_0 wird B/A . Obwohl die Begriffe „Regelbereich“ ε_0 und „Statik“ δ_0 , so wie sie beim elektromagnetischen Regler mit Rücksicht auf den Hub des Meßwerkes festgelegt worden sind, hier, soweit wir bisher sehen können, keinen Sinn haben, führen wir sie mit Rücksicht auf die später zu behandelnden Stabilitätsbedingungen hier ebenfalls ein.

Da es bei der Stabilitätsuntersuchung nur auf das Verhältnis ε_0/δ_0 , also den Verstärkungsfaktor \varkappa_0 ankommt, können wir ε_0 beliebig annehmen, es wird dann aber $\delta_0 = \varepsilon_0/\varkappa_0$, wobei \varkappa_0 nach Abb. 43 ermittelt werden kann.

Eine Anordnung nach Abb. 42 kann wegen der beschränkten Leistung von Elektronenröhren nur für ganz kleine Maschinen in Frage kommen. Will man aber auch größere Maschinen regeln, so wird man zweckmäßigerweise die Elektronenröhre nur zum Steuern von gasgefüllten Gefäßen, also Glühkathodenröhren oder Quecksilberdampfgleichrichtern, verwenden und die Erregerleistung aus einem Drehstromnetz entnehmen. Da auch solche gasgefüllten Gefäße praktisch ohne Verzögerung arbeiten — die Zeitdauer von 1 Halbwelle des speisenden Wechselstromes, also von 0,01 sec bei 50 Hz, die als maximale Verzögerung auftreten kann, ist im allgemeinen gegenüber der Zeitkonstante der Erregerwicklung zu vernachlässigen — können solche Anordnungen ebenso behandelt werden wie die einfache Anordnung nach Abb. 42, mit der Gl. (116) für den Regelvorgang. Es ist also auch hier nur erforderlich, den Verstärkungsfaktor \varkappa_0 und die Zeitkonstante der Erregerwicklung zu ermitteln.

11. Direkter astatischer Regler mit vorübergehender Statik.

Das Meßwerk entspricht bei dieser Regelung Abb. 44. Den Weg des oberen Aufhängepunktes der Feder bezeichnen wir wie bisher mit x , den des unteren mit y . Für das Meßwerkssystem müssen wir in diesem Fall zwei Gleichungen ansetzen:

$$(118) \quad c_2 \cdot U^2 - G - c_f(x - y) = 0,$$

$$(119) \quad c_f(x - y) = c_{kf} \frac{dy}{dt}.$$

$c_f(x - y)$ ist die Federkraft, die das Gewicht des Kernes unterstützt, wenn $x > y$. $c_{kf} \cdot \frac{dy}{dt}$ ist die der Geschwindigkeit proportionale Reibungskraft der Ölbremse, die der Federkraft das Gleichgewicht hält. Wenn wir wieder nur die Abweichung vom Sollwert und kleine Abweichungen berücksichtigen, bekommen wir (quadratischer Zusammenhang zwischen Zugkraft und Regelgröße angenommen)

$$(120) \quad \text{II: } 2 \frac{P_0}{U_0} \cdot U_1 - c_f(x_1 - y_1) = 0,$$

$$(121) \quad \text{III: } c_f(x_1 - y_1) = c_{kf} \frac{dy_1}{dt}.$$

Zusammen mit Gl. (74) haben wir drei Gleichungen mit den drei Veränderlichen x_1 , y_1 und U_1 . Wir eliminieren x_1 und y_1 und erhalten:

$$(122) \quad \frac{L}{k_1 k_2} U_1'' + \left(2 \frac{P_0}{U_0 \cdot c_f} + \frac{R}{k_1 k_2} \right) U_1' + 2 \frac{P_0}{U_0 c_k} U_1 = 0.$$

Bezeichnen wir hier mit

$$(123) \quad \delta_{00} = \frac{c_f \cdot H}{P_0 2}$$

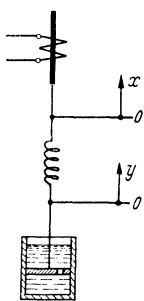


Abb. 44. Meßwerk mit vorübergehender Statik.

die vorübergehende Ungleichförmigkeit, also die Ungleichförmigkeit, die sich ergeben würde, wenn der Bremskolben vollkommen festgebremst wäre, wenn wir also die gleichen Verhältnisse wie beim statischen Regler (Abschn. 9) hätten, und setzen wir wieder die gefundenen spez. Konstanten ein (Zeitkonstante der Bremse bezeichnen wir hier, wo die Bremse über eine Feder gekuppelt ist, mit T_{kf}), so bekommen wir allgemein:

$$(124) \quad T_{kf} T_{I_g} U_1'' + T_{kf} \left(1 + \frac{\varepsilon_0}{\delta_{v_0}}\right) U_1' + \lambda_0 \frac{\varepsilon_0}{2} U_1 = 0,$$

bzw. hier, wo $\lambda_0 = 2,0$ wird:

$$(125) \quad T_{kf} T_{I_g} U_1'' + T_{kf} \left(1 + \frac{\varepsilon_0}{\delta_{v_0}}\right) U_1' + \varepsilon_0 U_1 = 0.$$

Wir haben wieder wie bei astatischem Regler mit direkter Bremse eine gedämpfte Schwingung mit der Lösung entsprechend Gl. (83):

$$(126) \quad U_1 = C \cdot e^{-\frac{t}{T_d}} \sin(\omega_p t + \xi).$$

Während aber dort die Dämpfungszeitkonstante $T_d = 2 T_{I_g}$, also fest durch die Generatorzeitkonstante gegeben war, wird sie hier

$$(127) \quad T_d = \frac{2 T_{I_g}}{1 + \frac{\varepsilon_0}{\delta_{v_0}}}$$

Sie ist jetzt nicht mehr allein vom Generator, sondern auch von Konstanten unseres Reglers abhängig. Während ε_0 im allgemeinen durch den erforderlichen Regelbereich gegeben ist und, wie in Abschn. 9 bereits gesagt, aus rein wirtschaftlichen Gründen nur in gewissen Grenzen vergrößert werden kann, haben wir ohne weiters die Möglichkeit durch Verwendung verschiedener Federn δ_{v_0} in weiten Grenzen zu verändern. Der Wert $\delta_{v_0} = 0$ und Werte um 0 müssen allerdings wieder ausscheiden wegen der in diesem Fall durch die Massewirkung verursachten Instabilität. Natürlich besteht aber auch hier bei kleinem δ_{v_0} die Gefahr, daß bei größeren Laststößen der Meßwerkskern gegen seinen oberen oder unteren oder beim Pendeln auch abwechselnd gegen den oberen und unteren Anschlag anstößt. Selbstverständlich gilt dann auch unsere Gl. (124), die ja ohnedies nur für kleine Schwingungen richtige Ergebnisse liefert, auf keinen Fall mehr. Wir bekommen dann ganz ähnliche Verhältnisse, wie wir sie bei der statischen Regelung bei vorübergehendem Anliegen des Meßwerkskerns am Anschlag kennengelernt haben. Der Regelvorgang verläuft dann wesentlich langsamer. Immerhin können wir festhalten, daß wir bei dieser Anordnung mit vorübergehender Statik durch Reglerkonstante die Dämpfung des Regelvorganges maßgeblich beeinflussen können. Wie früher schon gesagt, wird ein solcher Regler als *Schnellregler* bezeichnet. Neuzzeitliche Regler arbeiten daher fast immer mit vorübergehender Statik, zumal sich ja konstruktiv diese vorübergehende Statik mit sehr einfachen, billigen Mitteln erzielen läßt.

Die Frequenz der Regelschwingung wird:

$$(128) \quad \omega_p = \pm \frac{1}{T_{I_g}} \sqrt{\frac{\varepsilon_0 T_{I_g}}{T_{kf}} - \frac{1}{4} \left(1 + \frac{\varepsilon_0}{\delta_{v_0}}\right)^2},$$

also abgesehen vom 2. Glied unter der Wurzel, das die Dämpfung berücksichtigt, die gleiche wie bei direkter Ölbremse [Gl. (85)]. Der aperiodische Grenzfall wird erreicht bei

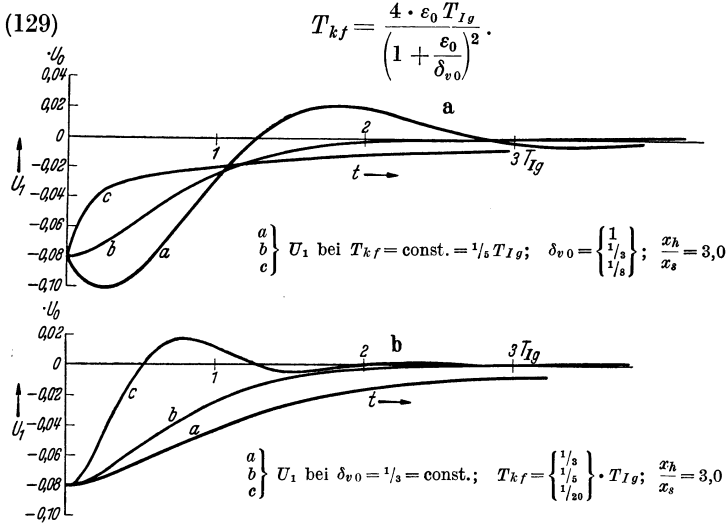


Abb. 45. Gerechnete Regelkurven bei astatischer Regelung mit vorübergehender Statik.

Wir können festhalten: Beim Regler mit vorübergehender Statik kann die Dämpfung der Reglerschwingung durch die Feder zwischen

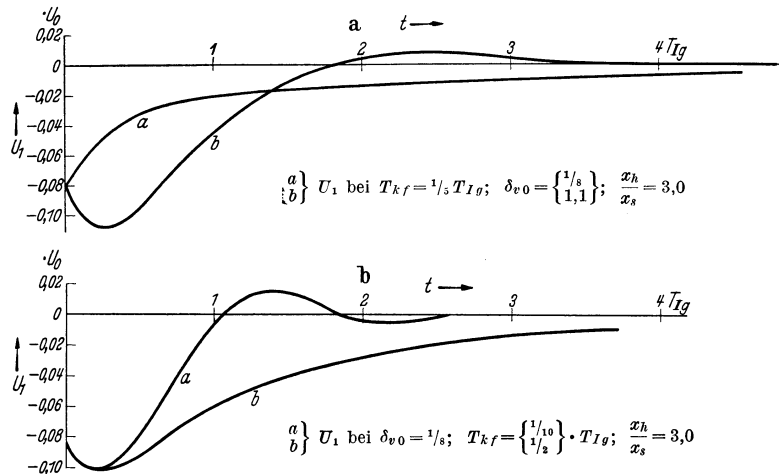


Abb. 46. Gemessene Regelkurven bei Regelung wie bei Abb. 45.

Meßwerkskern und Bremse, die Frequenz durch die Bremskonstante der Ölbremse beeinflusst werden. Abb. 45a und b zeigt gerechnete, Abb. 46a und b gemessene Kurven bei einer solchen Regelung.

Die maximale Spannungsabweichung geht auch hier, sobald $\delta_{v0} < \varepsilon_0 \frac{x_s}{x_h}$ nicht über den Streuspannungsabfall, der aus physikalischen Gründen immer auftreten muß, hinaus.

Die Integrationskonstanten C und ξ in Gl. (126) lassen sich wie folgt ermitteln: Nehmen wir zur Zeit $t = 0$ wieder einen Blindlaststoß (I_b) an, so wird die Spannungsabweichung zur Zeit $t = 0$:

$$(130) \quad U_{10} = -I_b \cdot x_s = C \cdot \sin \xi .$$

Würde nach dem Stoß der Regler die dem Streuspannungsabfall (U_{10}) entsprechende ruckartige Bewegung machen, dann aber festgehalten werden, so würde die Spannungsabweichung von U_{10} nach einer Exponentialkurve mit der Zeitkonstante T_{I_g} um den Wert:

$$U_{10} \frac{x_h}{x_s} - \frac{\varepsilon_0 U_0}{\delta_{v0} U_0} U_{10}$$

hochgehen (Spannungsabfall durch Ankerrückwirkung verringert um die durch Änderung der Reglerstellung bedingte Spannungserhöhung). Der Differentialquotient wird daher:

$$(131) \quad \left(\frac{dU_1}{dt} \right)_0 = \frac{U_{10} \left(\frac{x_h}{x_s} - \frac{\varepsilon_0}{\delta_{v0}} \right)}{T_{I_g}} .$$

Differenzieren wir Gl. (126) und setzen wir den Wert aus Gl. (131) ein, so haben wir zusammen mit Gl. (130) zwei Gleichungen zur Ermittlung von C und ξ .

III. Eigenschaften der mittelbaren Regelung erster Ordnung mit indirektem Regler bei masselosem Meßwerk.

12. Indirekter Regler mit veränderlicher Verstellgeschwindigkeit ohne Rückführung mit direkter Ölbremse.

Regeln wir mit einem indirekten Regler die Spannung eines Generators (Abb. 2), so haben wir es nach unseren Festsetzungen (Abschn. 2) schon mit einer mittelbaren Regelung 2. Ordnung zu tun. Um trotzdem eine mittelbare Regelung 1. Ordnung zu bekommen, wollen wir hier nicht eine Generatorregelung, sondern eine Spannungsregelung nach Abb. 47 untersuchen. Der indirekte Regler verstellt einen Einphasendrehregler. Der Drehregler hat im Ständer und Läufer je eine Einphasenwicklung. Je nach der Stellung des Läufers zum

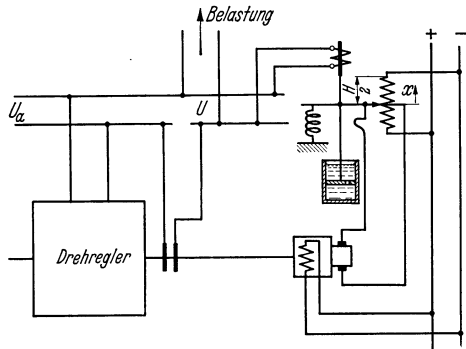


Abb. 47. Spannungsregelung durch Drehregler mit indirektem Regler ohne Rückführung und mit veränderlicher Verstellgeschwindigkeit.

Ständer wird eine verschiedene Spannung im Läufer induziert. Nach Abb. 48 können wir die Läuferspannung

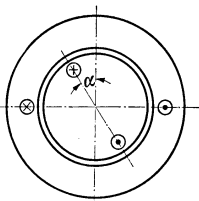


Abb. 48. Schematische Darstellung eines Einphasendrehreglers.

$$(132) \quad U_l = k_3 \cdot U_{st} \cdot \sin \alpha = k_3 \cdot U_a \cdot \sin \alpha$$

setzen und bekommen damit

$$(133) \quad U = U_a + k_3 \cdot U_a \cdot \sin \alpha.$$

Wir wollen nun in der Nähe von $\alpha = 0$ arbeiten, so daß der Sinus des Winkels noch mit hinreichender Annäherung gleich dem Winkel selbst gesetzt werden kann. Wir bekommen dann

$$(134) \quad U = U_a + k_3 \cdot U_a \cdot \alpha.$$

(Wird nicht bei $\alpha = 0$, sondern bei irgendeinem andern Winkel α_0 gearbeitet, so kann auch dort in einem gewissen Bereich ein linearer Zusammenhang zwischen U und α angenommen werden. Es wird dann $U_l = k_3 \cdot U_{st} \cos \alpha_0 (\alpha - \alpha_0)$.) Da das Meßwerk erst das Verstellwerk beeinflusst, dessen Stellung aber im vorliegenden Fall in einem festen Verhältnis zur Regelgröße U steht, haben wir es nach unserer Definition mit einer mittelbaren Regelung 1. Ordnung zu tun.

Wir können zunächst zwei Gleichungen aufstellen, eine für die Bewegung des Verstellwerkes, also des Hilfs- oder Servomotors und eine zweite Gleichung für die Bewegung des Meßwerkerns

$$(135) \quad \text{I: } \frac{d\alpha}{dt} = -c_t \cdot x.$$

(Dabei sind Beschleunigungs- und Verzögerungszeiten, sowie die Belastung des Regelmotors vernachlässigt, was im allgemeinen zulässig ist.)

$$(136) \quad \text{II: } c_2 U^2 - G + (P_{f\max} - c_f \cdot x) - c_k \frac{dx}{dt} = 0.$$

Bei der Bewegungsgleichung I für das Verstellwerk ist eine der Abweichung des Meßwerks vom Stellwerk proportionale Verstellgeschwindigkeit ($c_t \cdot x$) angenommen. Die Gleichung II entspricht der Gl. (91) beim direkten statischen Regler, nur kommt noch das Glied für die Bremswirkung hinzu, das in Gl. (75) bereits eingesetzt wurde. Außerdem erhalten wir aus Gl. (134), wenn wir während des Regelvorganges U_a als konstant annehmen, eine dritte Gleichung:

$$(137) \quad \text{III: } \alpha = \frac{U - U_a}{k_3 U_a}.$$

Wenn wir nun wieder nur kleine Abweichungen vom Sollwert annehmen (U_1, x_1, α_1) und außerdem x_1 und α_1 eliminieren, bekommen wir die Differentialgleichung für die Abweichung U_1 :

$$(138) \quad \frac{c_k}{k_3 \cdot c_t \cdot U_a} U_1'' + \frac{c_f}{k_3 c_t U_a} U_1' + 2 \frac{P_0}{U_0} U_1 = 0.$$

Wir ersetzen nun wieder die Konstanten $k_3 \cdot c_t \cdot U_a$ durch eine neue, und zwar nach folgender Überlegung:

Wir nehmen an, daß sich erst sowohl Meßwerk als auch Verstellwerk in ihrer Mittellage befinden. Dann bewegen wir ruckartig das Meßwerk in die unterste Lage ($x_1 = -H/2$). Der Verstellmotor wird dann mit seiner größten Geschwindigkeit die Spannung verstellen. Die Zeit, bis das Verstellwerk bei dieser Geschwindigkeit von der Mittellage in seine Endlage kommt, also die *halbe Schlußzeit*, bezeichnen wir mit T_{sh} . Die Spannungsänderung dabei ist nach den bisherigen Bezeichnungen $\frac{\varepsilon_0}{2} U_0$. Wir können nun nach Gl. (135) und (137) schreiben:

$$(139) \quad \left(\frac{dU_1}{dt}\right)_{\max} \cdot T_{sh} = \frac{H}{2} \cdot k_3 c_t \cdot U_a \cdot T_{sh} = \frac{\varepsilon_0 U_0}{2}$$

und daraus

$$(140) \quad k_3 \cdot c_t \cdot U_a = \frac{\varepsilon_0 \cdot U_0}{H \cdot T_{sh}}$$

Wenn wir weiter auch noch die früher abgeleiteten spez. Konstanten für die in Gl. (138) vorkommenden einsetzen, bekommen wir endgültig die Gl. (138) in einer übersichtlichen allgemeinen Form. (Im Gegensatz zum direkten Regler, bei dem der Hub H , auf den die verschiedenen spez. Konstanten bezogen werden, meist einwandfrei festliegt, ist das beim Meßwerk des indirekten Reglers nicht immer ohne weiteres der Fall. Man muß dann eben einen ganz bestimmten Kernhub herausgreifen und auf diesen die verschiedenen Konstanten beziehen.) Gl. (138) wird:

$$(141) \quad T_k T_{sh} U_1'' + T_{sh} \delta_0 U_1' + \lambda_0 \frac{\varepsilon_0}{2} U_1 = 0$$

bzw. hier, wo $\lambda_0 = 2,0$ ist:

$$(142) \quad T_k T_{sh} U_1'' + T_{sh} \delta_0 U_1' + \varepsilon_0 U_1 = 0.$$

Wir haben also wieder die Gleichung einer gedämpften Schwingung, die ganz ähnlich aufgebaut ist wie Gl. (81), die den Regelvorgang bei Arbeiten mit astatischem direktem Regler wiedergibt. An Stelle der Generatorzeitkonstanten T_{I_g} tritt hier die halbe Schlußzeit des Reglers T_{sh} auf, sonst sind die in der Hauptsache die Regelfrequenz bestimmenden Koeffizienten des 1. und 3. Gliedes die gleichen. Dort war

$$\omega_p = \pm \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{T_{I_g} \cdot T_k} - \frac{1}{4 T_{I_g}^2}},$$

hier

$$(143) \quad \omega_p = \pm \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{T_{sh} \cdot T_k} - \frac{\delta_0^2}{4 T_k^2}}.$$

Nur die Dämpfung wird hier durch ganz andere Faktoren beeinflusst als dort. Während dort die Dämpfungszeitkonstante $T_d = 2 T_{I_g}$ war, wird sie hier

$$(144) \quad T_d = \frac{2 T_k}{\delta_0}.$$

Die Dämpfungszeitkonstante wird also um so größer, je kleiner wir die Ungleichförmigkeit des Meßwerkes (die aber hier keine Ungleichförmigkeit der Regelung bedingt) und außerdem je größer wir die Bremskonstante der Ölbremse wählen. Wir sehen also, daß hier die Dämpfung

durch die Ölbremse, die aber mit Rücksicht auf die Massenwirkung vorhanden sein muß, verschlechtert wird. Deshalb wird man versuchen müssen, mit möglichst schwach eingestellter Bremse zu arbeiten. Außerdem erkennen wir, daß wir ohne Ungleichförmigkeit des Meßwerkes nicht auskommen, die Dämpfungszeitkonstante würde ∞ , die Dämpfung also Null werden.

Könnten wir die Ölbremse weglassen, so hätten wir ganz ähnliche Verhältnisse wie beim direkten statischen Regler ohne Ölbremse Gl. (99). Nur ist die Zeitkonstante des dann abklingenden aperiodischen Vorganges $(U_1 = C \cdot e^{-\frac{t}{T}})$ hier $\frac{T_{sh}}{\frac{\epsilon_0}{\delta_0}}$, während sie dort $\frac{T_{Ig}}{1 + \frac{\epsilon_0}{\delta_0}}$ war, also größer, wenn $T_{Ig} = T_{sh}$ angenommen wird.

Der Vorgang klingt hier langsamer ab als dort, dafür ist die Regelung aber hier astatisch, was dort nicht der Fall war.

Es sei hier noch darauf aufmerksam gemacht, daß mit indirektem Regler bei Verwendung eines statischen Meßwerks ohne Ölbremse bei mittelbarer Regelung 2. Ordnung also z. B. bei Regelung eines Generators, sich ähnliche Verhältnisse ergeben wie bei astatischer mittelbarer Regelung 1. Ordnung durch direkten Regler mit direkter Ölbremse. Wir bekommen dieselbe Differentialgleichung wie dort [Gl. (82)], nur müssen wir für die Bremszeitkonstante des direkten Reglers T_k hier $\delta_0 T_{sh}$, also die entsprechend der Ungleichförmigkeit δ_0 verkleinerte halbe Schlußzeit einsetzen. Wir erhalten also bei einer Anordnung nach Abb. 2 die Differentialgleichung:

$$(145) \quad \delta_0 T_{sh} T_{Ig} U_1' + \delta_0 T_{sh} U_1 + \epsilon_0 U_1 = 0$$

mit der in Abschn. 8 ausführlich behandelten Lösung.

13. Indirekter Regler mit konstanter Verstellgeschwindigkeit ohne Rückführung mit Ölbremse.

Wir wollen unserer Untersuchung wieder die Spannungsregelung nach Abb. 47 zugrunde legen. Die Schaltung für Meß- und Verstellwerk muß allerdings etwas geändert werden, so daß bei Abweichung der Regelgröße vom Sollwert nach der einen oder andern Seite das Verstellwerk, also unser Servomotor, mit konstanter Verstellgeschwindigkeit, unabhängig von der Abweichung arbeitet. Mit der Schaltung (Abb. 49) ist diese Forderung erfüllt. Während bei der veränderlichen Verstellgeschwindigkeit auch beim Durchgang des Meßwerkes durch die Nullage die Stetigkeit des Regelvorganges nicht gestört wurde, ist dies hier der Fall. Wenn wir vorläufig annehmen, daß die Unempfindlichkeit des Reglers 0 ist, so springt die Drehzahl des Verstellmotors beim Durch-

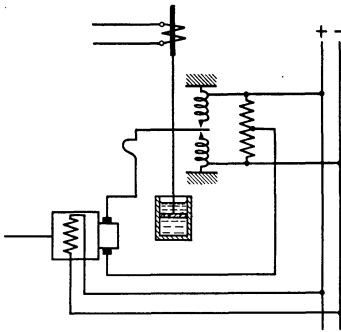


Abb. 49. Indirekter Regler ohne Rückführung und mit konstanter Verstellgeschwindigkeit.

gang des Meßwerks durch Null von voller Drehzahl in einer Richtung auf volle Drehzahl in entgegengesetzter Richtung. Es ist sofort einzusehen, daß ein solcher Regelvorgang mit Unstetigkeitsstellen nicht zusammenhängend mathematisch erfaßt werden kann. Man kann immer nur für den Regelverlauf zwischen zwei Unstetigkeitsstellen mit einer Gleichung rechnen und muß nach jeder Unstetigkeitsstelle auf eine andere übergehen.

Während die Gl. (136) für die Meßwerkkräfte auch hier gilt, bekommen wir an Stelle von Gl. (135)

$$(146) \quad \frac{d\alpha}{dt} = \pm c_t \cdot \frac{H}{2}.$$

Bei Abweichung der Regelgröße in einer Richtung haben wir, wenn wir die gleichen Konstanten wie im vorigen Abschnitt verwenden, sofort die maximale Winkelgeschwindigkeit $+ c_t \frac{H}{2}$, bei Abweichung in entgegengesetzter Richtung $- c_t \cdot \frac{H}{2}$.

Wir erhalten somit auch für die Spannung einen konstanten positiven oder negativen Anstieg:

$$(147) \quad \frac{dU_1}{dt} = \pm k_3 \cdot U_a \cdot c_t \cdot \frac{H}{2}.$$

Setzen wir diesen Wert in Gl. (136) (nur die Abweichungen aller Größen vom Sollwert berücksichtigt), nachdem wir sie einmal differenziert haben, ein, so bekommen wir mit den zweckmäßigen spez. Konstanten, wobei $\lambda_0 = 2,0$ bereits eingesetzt ist:

$$(148) \quad \frac{2 T_{sh} \cdot T_k}{H} x_1'' + \frac{2 T_{sh} \cdot \delta_0}{H} x_1' = \pm \varepsilon_0.$$

Die Lösung lautet:

$$(149) \quad x_1 = \pm \frac{\varepsilon_0}{\delta_0} \frac{1}{2 T_{sh}} \cdot H \cdot t + K_1 \cdot e^{-\frac{t}{\delta_0}} + K_2.$$

Die Integrationskonstanten K_1 und K_2 können aus den Anfangswerten x_{10} und U_{10} zur Zeit $t = 0$ ermittelt werden. Für T_k/δ_0 wird T_R , die sog. Rückführzeitkonstante der Bremse eingeführt, also $T_k/\delta_0 = T_R$. Der Begriff der Rückführzeitkonstante sei an Abb. 44 etwas näher erläutert. Wird der Meßwerkern in seiner obersten Stellung festgehalten, der Bremskolben dann um den halben Hub $H/2$ nach unten gebracht, so daß $(x - y) = H/2$ wird, und dann Bremse und Feder sich selbst überlassen, so wird der Bremskolben, entsprechend der dauernd abnehmenden Federkraft, mit dauernd abnehmender Geschwindigkeit, nach einer Exponentialfunktion

$$(150) \quad (x - y) = \frac{H}{2} e^{-\frac{t}{T_R}}$$

um den Hub $H/2$ nach oben wandern. Allgemein wird

$$(151) \quad T_R = \frac{T_k \cdot 2}{\delta_0 \cdot \lambda_0}.$$

Wir erhalten:

$$(152) \quad \begin{cases} \frac{x_1}{H} = \pm \frac{\varepsilon_0}{\delta_0} \frac{1}{2 T_{sh}} t + \left(\frac{U_{10}}{\delta_0 U_0} \mp \frac{\varepsilon_0}{\delta_0} \frac{T_R}{2 T_{sh}} \right) \\ + \left(x_{10} - \frac{U_{10}}{\delta_0 U_0} \pm \frac{\varepsilon_0}{\delta_0} \cdot \frac{T_R}{2 T_{sh}} \right) \cdot e^{-\frac{t}{T_R}}. \end{cases}$$

Da immer dann, wenn $x_1 = 0$ ist, die Vorzeichen wechseln, weil in diesem Augenblick der Servomotor seine Drehrichtung umkehrt, können wir $x_{10} = 0$ setzen, und die Gleichung bekommt dann die einfache Form:

$$(153) \quad \frac{x_1}{H} = \pm \frac{\varepsilon_0}{\delta_0} \frac{1}{2 T_{sh}} t + \left(\frac{U_{10}}{\delta_0 U_0} \mp \frac{\varepsilon_0 T_R}{\delta_0 2 T_{sh}} \right) \left(1 - e^{-\frac{t}{T_R}} \right).$$

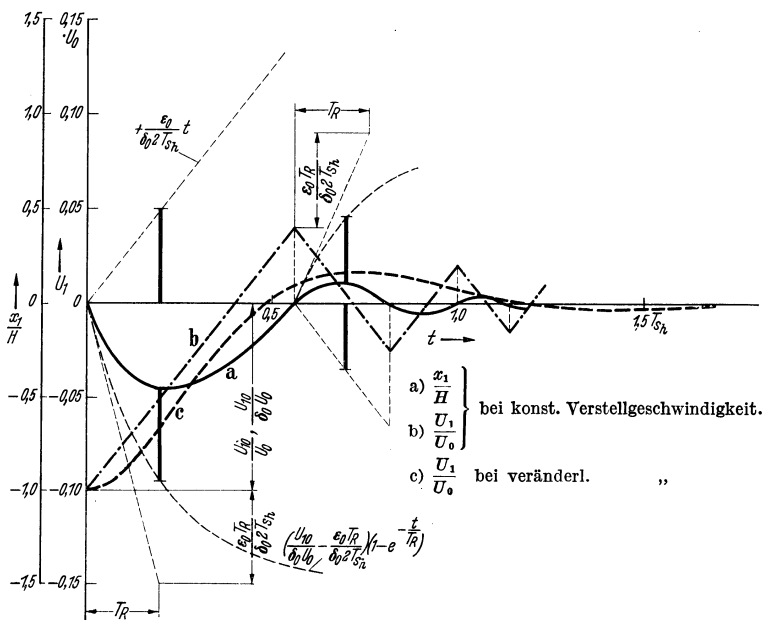


Abb. 50. Gerechnete Regelkurven bei Spannungsregelung nach Abb. 47 mit indirektem Regler ohne Rückführung mit konstanter Verstellgeschwindigkeit, ohne Unempfindlichkeitsbereich.

(Für U_1 gilt die Gl. (147), U_1 ändert sich mit konstanter, positiver oder negativer Verstellgeschwindigkeit, je nachdem x_1 negativ oder positiv wird.) Abb. 50 zeigt den Verlauf von x_1/H und U_1/U_0 bei folgenden Annahmen:

$$\delta_0 = 0,1; \quad \frac{U_{10}}{U_0} = -0,1; \quad \frac{\varepsilon_0}{\delta_0} = 5,0; \quad \frac{T_R}{T_{sh}} = 0,2.$$

U_1/U_0 wird nach Gl. (147):

$$(154) \quad \frac{U_1}{U_0} = \frac{U_{10}}{U_0} \pm \frac{t}{T_{sh}} \cdot \frac{\varepsilon_0}{2}.$$

Rechnet man das gleiche Beispiel mit veränderlicher Verstellgeschwindigkeit nach Gl. (142), so erhält man den gestrichelt eingezeich-

neten Spannungsverlauf. Wir sehen, daß zwar die Spannungsabweichung hier etwas langsamer verschwindet, aber dafür wird der Ausschlag nach der entgegengesetzten Seite geringer. Für die Beurteilung der Regelung brauchen wir also im allgemeinen keinen großen Unterschied zu machen zwischen Regelung mit konstanter oder veränderlicher Verstellgeschwindigkeit.

Nehmen wir eine gewisse Unempfindlichkeit des Reglers, also einen gewissen Spannungsbereich, in dem weder oben noch unten Kontakt gegeben wird, wie sie bei einer Anordnung nach Abb. 49 immer vorhanden sein muß, so erhalten wir bei sonst gleichen Annahmen wie bei Abb. 50 einen Verlauf für x_1/H und U_1/U_0 , wie er in Abb. 51 aufgezeichnet ist.

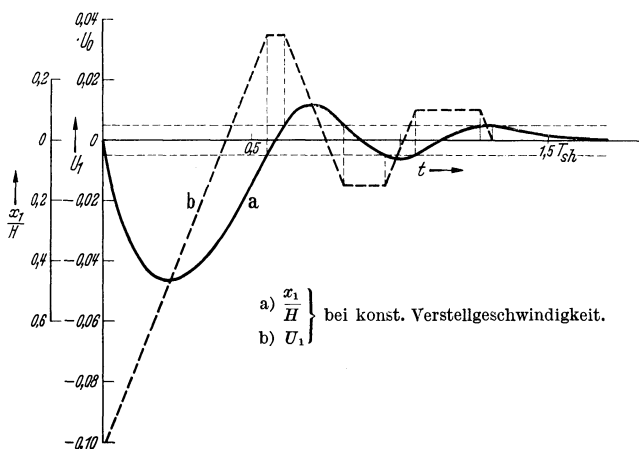


Abb. 51. Gerechnete Regelkurve bei gleichen Verhältnissen wie bei Abb. 50, aber mit einem Unempfindlichkeitsbereich von 5% des Meßwerkhubes bzw. 0,5% der Sollspannung.

Der Unempfindlichkeitsbereich ist mit $\pm 0,05 H$, also 5% des gesamten Reglerhubes angenommen. Wir sehen, daß in diesem Fall der Regler schneller zur Ruhe kommt.

14. Indirekter Regler mit veränderlicher Verstellgeschwindigkeit und nachgiebiger Rückführung.

Wir regeln wieder die Spannung nach Abb. 47. Die Anordnung von Meß- und Verstellwerk soll aber hier der Abb. 52 entsprechen. Bei einer Verstellung des Hilfsmotors wird zwangsläufig auch der Zylinder der Ölbremse mit verstellt. Jeder Hilfsmotorstellung entspricht also eine feste Zylinderstellung. Es sei angenommen, daß innerhalb des untersuchten Bereiches der Verschiebungsweg z des Zylinders direkt proportional ist dem Verdrehungswinkel α des Verstellwerkes.

Wir setzen also

$$(155) \quad z = c_r \cdot \alpha .$$

Die Verstellgeschwindigkeit der Spannung ergibt sich wieder nach Gl. (135) und (137) zu:

$$(156) \quad \frac{dU_1}{dt} = -c_t \cdot k_3 \cdot U_a \cdot x_1.$$

Für das Meßwerk können wir setzen, wobei wieder nur kleine Abweichungen berücksichtigt werden:

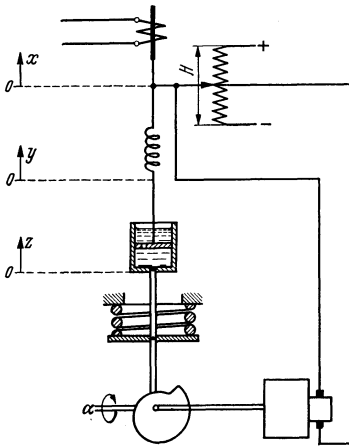


Abb. 52. Meß- und Verstellwerk bei indirektem Regler mit nachgiebiger Rückführung und veränderlicher Verstellgeschwindigkeit.

$$(157) \quad 2 \frac{P_0}{U_0} U_1 - c_f(x_1 - y_1) = 0$$

und außerdem

$$(158) \quad c_f(x_1 - y_1) = c_k \left(\frac{dy_1}{dt} - \frac{dz_1}{dt} \right).$$

Wir müssen also bei der Kraft der Ölbremse berücksichtigen, daß nur die Relativgeschwindigkeit von Kolben gegen Zylinder maßgebend ist. Wir führen weiter ein:

$$(159) \quad r_1 = x_1 - z_1$$

und

$$(160) \quad s_1 = y_1 - z_1$$

und untersuchen diese Größen. Wir betrachten also nicht mehr die Absolutbewegung des Meßwerkkes (x₁) bzw. des Bremskolbens (y₁), sondern ihre Relativbewegung zum Bremszylinder.

An Stelle von Gl. (156), (157) und (158) erhalten wir dann:

$$(161) \quad \text{I: } \frac{dU_1}{dt} = -c_t k_3 U_a (r_1 + z_1),$$

$$(162) \quad \text{II: } 2 \frac{P_0}{U_0} U_1 - c_f (r_1 - s_1) = 0$$

$$(163) \quad \text{III: } c_f (r_1 - s_1) = c_k \frac{ds_1}{dt}.$$

Berücksichtigen wir weiter Gl. (155) und (137), so wird Gl. (161):

$$(164) \quad \text{I: } \frac{dU_1}{dt} = -c_t k_3 U_a \left(r_1 + \frac{c_r}{k_3 \cdot U_a} \cdot U_1 \right),$$

und wir haben jetzt drei Gleichungen mit den drei Unbekannten U₁, r₁ und s₁. Durch Elimination von s₁ und r₁ erhalten wir unsere endgültige Differentialgleichung für U₁:

$$(165) \quad \frac{c_k}{c_f \cdot k_3 \cdot U_a} U_1'' + \left(\frac{c_k \cdot 2P_0}{c_f \cdot U_0} + \frac{c_k \cdot c_r}{k_3 \cdot U_a} \right) U_1' + 2 \frac{P_0}{U_0} U_1 = 0.$$

Wir führen nun für $\frac{c_r}{k_3 \cdot U_a}$ eine neue spez. Konstante ein. Es ist nach Gl. (137) und (155)

$$(166) \quad U_1 = z_1 \cdot \frac{k_3 \cdot U_a}{c_r}.$$

Den Wert, den U_1 annimmt bei $z_1 = H/2$, wenn also der Zylinder der Bremse um $H/2$ sich bewegt hat, bezeichnen wir mit $\frac{\epsilon_{v0}}{2} \cdot U_0$, also

$$(167) \quad \frac{\epsilon_{v0}}{2} \cdot U_0 = \frac{H}{2} \frac{k_3 U_a}{c_r}$$

und daraus

$$(168) \quad \frac{c_r}{k_3 \cdot U_a} = \frac{H}{\epsilon_{v0} \cdot U_0}.$$

$\frac{\epsilon_{v0}}{2} \cdot U_0$ entspricht dem Spannungsbereich, den der Regler durchfahren kann, wenn wir die Rückführstange ohne Feder und Bremse direkt mit dem Meßwerkern nach Abb. 53 verbinden und annehmen, daß in der Anfangsstellung des Verstellwerkes $x_1 = -H/2$ ist. Die Kurve, die uns den tatsächlichen Verlauf der Spannung, abhängig von der Reglerstellung gibt, muß natürlich auch hier wieder durch die Tangente im Betriebspunkt ersetzt werden. Das Verstellwerk arbeitet dann so lange, bis $x_1 = 0$ ist. Die dabei auftretende Änderung der Regelgröße bezeichnen wir mit $\frac{\epsilon_{v0}}{2} \cdot U_0$. Da wegen der nachgiebigen Rückführung dieser Bereich nur vorübergehend gilt, bezeichnen wir ihn mit *vorübergehendem Regelbereich*. Unsere Differentialgleichung (165) wird jetzt:

$$(169) \quad T_{kf} T_{sh} U_1'' + T_{kf} \left(\frac{\epsilon_0}{\delta_{v0}} + \frac{\epsilon_0}{\epsilon_{v0}} \right) U_1' + \epsilon_0 U_1 = 0.$$

Wir dividieren noch durch ϵ_0/ϵ_{v0} und bezeichnen mit

$$(170) \quad T_{Ir} = T_{sh} \cdot \frac{\epsilon_{v0}}{\epsilon_0}.$$

T_{Ir} ist die Zeitkonstante des Verstellwerkes I , also unseres Servomotors, und zwar unter Berücksichtigung der vorhandenen Rückführung. Gehen wir von dem in Abb. 53 gezeichneten Fall aus, daß bei starrer Rückführung der Meßwerkern sich bei $x_1 = -H/2$ befindet, nehmen wir außerdem an, daß hier $U_1 = 0$ ist und betrachten nun den Verlauf der Spannung, wenn der Regler jetzt anfängt zu arbeiten. Wir bekommen dann für U_1 bei geradlinigem Verlauf der Spannung abhängig von der Reglerstellung die in Abb. 54 gezeichnete Kurve, also eine normale Exponentialkurve mit der Zeitkonstante T_{Ir} . Zum Vergleich sei noch der entsprechende Vorgang bei Arbeiten mit direktem Regler und Generatorregelung, also auch mittelbare Regelung 1. Ordnung, behandelt. Befindet sich (Abb. 31) dort der Meßwerkern in der Mitte des Regelbereichs und ist dabei die Spannungsabweichung 0, und man bewegt jetzt ruckartig von Hand den Meßwerkern in die unterste Lage, so bekommen

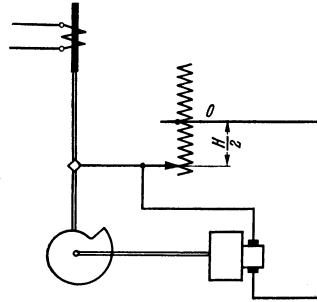


Abb. 53. Meß- und Verstellwerk eines indirekten Reglers mit Rückführung ohne Feder und Bremse.

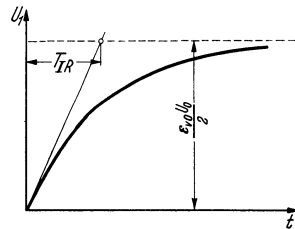


Abb. 54. Spannungsverlauf bei einer Anordnung nach Abb. 53.

wir den Verlauf für U_1 , wie er in Abb. 55 aufgezeichnet ist. Vergleichen wir Abb. 54 mit Abb. 55, so sehen wir, daß die Kurven sich vollkommen entsprechen, wenn für $\varepsilon_0 \rightarrow \varepsilon_{v0}$ und für $T_{Ig} \rightarrow T_{Ir}$ gesetzt wird.

Gl. (169) wird nun

$$(171) \quad T_{kf} T_{Ir} U_1'' + T_{kf} \left(1 + \frac{\varepsilon_{v0}}{\delta_{v0}}\right) U_1' + \varepsilon_{v0} U_1 = 0$$

oder allgemein:

$$(172) \quad T_{kf} T_{Ir} U_1'' + T_{kf} \left(1 + \frac{\varepsilon_{v0}}{\delta_{v0}}\right) U_1' + \lambda_0 \cdot \frac{\varepsilon_{v0}}{2} U_1 = 0.$$

Sie entspricht vollkommen Gl. (124) bei mittelbarer Regelung mit direktem astatischem Regler und vorübergehender Statik.

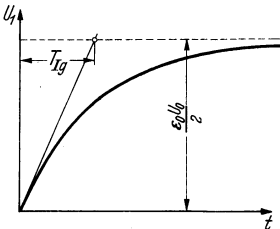


Abb. 55. Spannungsverlauf bei Generatorspannungsregelung und plötzlicher Änderung der Erregerspannung.

Wir sehen nun auch, daß wir bei $T_{kf} = \infty$, also festgestellter Bremse und damit statischer Regelung, eine der Gl. (99) entsprechende, bei $T_{kf} \neq \infty$, dafür aber $\delta_{v0} = \infty$ (d. h. Rückführung nur mit Ölbremse, ohne Feder) eine der Gl. (81) entsprechende Gleichung bekommen.

Wir können also feststellen, daß wir bei mittelbarer Regelung I. Ordnung mit direktem Regler die vollkommen gleichen Verhältnisse bekommen wie bei mittelbarer Regelung I. Ordnung mit indirektem Regler.

Interessant ist nun noch zu untersuchen, wie die Regelung mit indirektem Regler ohne Rückführung in unser allgemeines System der mittelbaren Regelung paßt bzw. wie der entsprechende Fall bei direktem Regler aussieht. Wir gehen von der Anordnung (Abb. 52) aus, lassen aber die Rückführung weg, nehmen also an, daß der Bremszylinder festliegt. Es wird dann: $\varepsilon_{v0} = \infty$ und $T_{Ir} = \infty$ (Regler würde mit konstanter voller Geschwindigkeit immer weiter laufen bis er gegen seinen Endanschlag anläuft, wenn wir $x_1 = H/2$ machen!) —, damit wird Gl. (169)

$$(173) \quad T_{kf} \frac{T_{sh}}{\varepsilon_0} U_1'' + T_{kf} \left(\frac{1}{\delta_{v0}}\right) U_1' + U_1 = 0.$$

T_{sh}/ε_0 entspricht der Zeit, die erforderlich ist, bis bei voller Geschwindigkeit des Verstellwerkes, also bei $x_1 = H/2$, von Null aus die Spannung $U_0/2$ erreicht wird.

Wir können den Begriff „halbe Schlußzeit“ auch auf unsere Generatorregelung übertragen. Bringen wir hier den Meßwertkern von der Mittellage, in der die Spannungsabweichung Null sein soll, ruckartig in die tiefste Stellung, so wird die Spannung erst sehr schnell und dann allmählich immer langsamer ansteigen (Abb. 55). Wir bezeichnen nun die Zeit, in der die Spannung $\frac{\varepsilon_0}{2} \cdot U_0$ erreicht würde, wenn der anfängliche schnelle Anstieg bestehen bliebe, mit halber Schlußzeit T_{sh} . Wir sehen, daß diese Zeit hier identisch ist mit der Zeitkonstante T_{Ig} .

Nehmen wir nun an, daß der Widerstand der Erregwicklung Null sei, so wird $\varepsilon_0 = \infty$, außerdem aber auch $T_{Ig} = T_{sh} = \infty$. Gl. (125)

wird damit die gleiche wie (173). Dabei ist zu beachten, daß $\frac{T_{lg}}{\varepsilon_0} = \frac{T_{sh}}{\varepsilon_0} = \frac{L}{k_1 k_2 H}$ wird, also durchaus endlich bleibt. Wir sehen somit, daß der mittelbaren Regelung mit indirektem Regler ohne Rückführung die mittelbare Regelung mit direktem Regler und einem Generator mit widerstandsloser Erregerwicklung entspricht. Ein solcher Generator läßt sich selbstverständlich nicht verwirklichen; aber wir werden später bei der Untersuchung von Drehzahlregelungen auf Anordnungen kommen, die diesem Fall entsprechen.

Bringen wir an unserem Meßwerkern nach Abb. 52 noch eine Feder an, so daß auch eine dauernde Statik δ_0 des Meßwerkes vorhanden ist, so bekommen wir die Differentialgleichung

$$(174) \quad T_{kf} T_{sh} \left(1 + \frac{\delta_0}{\delta_{v0}}\right) U_1'' + \left[T_{kf} \left(\frac{\varepsilon_0}{\varepsilon_{v0}} + \frac{\varepsilon_0}{\varepsilon_{v0}}\right) + T_{sh} \delta_0\right] U_1' + \varepsilon_0 U_1 = 0.$$

Ein Vergleich mit Gl. (171) ergibt, daß mit dieser Feder nichts gewonnen ist. Im Gegenteil, die Dämpfungszeitkonstante wird bei nicht zu kleiner Bremskonstante T_{kf} sogar größer und außerdem wird die Pendelfrequenz kleiner.

IV. 15. Zusammenfassung der Ergebnisse bei mittelbarer Regelung 1. Ordnung ohne Berücksichtigung der Masse des Meßwerkes.

Zusammenfassend kann über die mittelbare Regelung 1. Ordnung ohne Berücksichtigung der Masse des Meßwerkes folgendes gesagt werden:

Bei astatischer Regelung bekommen wir für die Abweichung der Regelgröße vom Sollwert eine Differentialgleichung 2. Ordnung, und zwar die Gleichung einer gedämpften Schwingung. Die Frequenz der Schwingung ist abhängig erstens von der Zeitkonstante des Verstellwerkes und dann von spezifischen Größen des Reglermeßwerkes. Die Dämpfungszeitkonstante der Schwingung ist bei astatischer Regelung ohne vorübergehende Statik nur von der Zeitkonstante des Verstellwerkes abhängig (Trägeregler), bei Regelung mit vorübergehender Statik dagegen auch von spezifischen Größen des Reglers (Schnellregler). Bei statischer Regelung reduziert sich die Differentialgleichung auf eine solche 1. Ordnung; eine Abweichung der Regelgröße verschwindet dann immer aperiodisch. Die Verhältnisse bei der mittelbaren Regelung mit direktem Regler und einem Generator als Verstellwerk sind vollkommen die gleichen wie mit indirektem Regler mit zugehörigem Servomotor als Verstellwerk und nachgiebiger Rückführung.

V. Einfluß der Masse des Meßwerkernes auf den Regelvorgang.

Da wir bei der mittelbaren Regelung 1. Ordnung unter Berücksichtigung der Beschleunigungskräfte für den Meßwerkern auf Differentialgleichungen 3. und 4. Ordnung kommen und der Regelvorgang sich demnach nicht so ohne weiteres mehr übersehen läßt, wollen wir hier zunächst die unmittelbare Regelung betrachten.

16. Einfluß der Masse bei der unmittelbaren Regelung.

Wir legen der Untersuchung eine Regelung nach Abb. 3 zugrunde und können, wenn wir nur die Abweichungen vom Sollwert berücksichtigen, sofort folgende Gleichungen ansetzen:

$$(175) \quad \text{I: } U_1 = -k_1 \cdot x_1,$$

$$(176) \quad \text{II: } 2 \frac{P_0}{U_0} U_1 - M \frac{d^2 x_1}{dt^2} = 0.$$

M ist dabei die Masse des Kernes. Aus den zwei Gleichungen bekommen wir die Differentialgleichung:

$$(177) \quad \frac{M}{k_1} U_1'' + 2 \frac{P_0}{U_0} U_1 = 0.$$

Wir führen wieder spezifische Konstanten ein. Wie früher bezeichnen wir mit $\varepsilon_0 U_0$ die Spannungsänderung beim Durchlaufen des ganzen Reglerhubes H , die hier $\varepsilon_0 U_0 = k_1 \cdot H$ wird. Dann bezeichnen wir mit $2 T_f$ die Zeit, die bei gleichmäßiger Beschleunigung des Meßwerkkes (mit den direkt mit ihm verbundenen Teilen) durch die Kraft P_0 für das Durchlaufen des Reglerhubes H erforderlich ist. Wir setzen also:

$$(178) \quad T_f^2 = \frac{H \cdot M}{2 P_0}$$

und daraus

$$(179) \quad M = T_f^2 \cdot \frac{2 P_0}{H}.$$

Bei Reglern mit Vertikalbewegung des Meßwerkkes, wo $P_0 = G$ ist, bedeutet T_f einfach die „halbe Fallzeit“ der Kernmassen. Gl. (177) wird nun:

$$(180) \quad T_f^2 U_1'' + \varepsilon_0 U_1 = 0.$$

Der Regelvorgang entspricht einer ungedämpften Schwingung von der Frequenz

$$\omega_p = \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{T_f^2}}.$$

Da sie durch die Masse verursacht ist, nennen wir sie die Masseschwingung des direkten Reglers bei unmittelbarer Regelung. Die Schwingung wird gedämpft, sobald wir noch eine Öldämpfungspumpe etwa nach Abb. 31 anbringen. Gl. (176) wird dann:

$$(181) \quad \frac{2 P_0}{U_0} U_1 - c_k \frac{dx_1}{dt} - M \frac{d^2 x_1}{dt^2} = 0$$

und Gl. (180)

$$(182) \quad T_f^2 U_1'' + T_k U_1' + \varepsilon_0 U_1 = 0.$$

Sobald also überhaupt eine, wenn auch noch so geringe Öldämpfung vorhanden ist, verschwindet eine irgendwie verursachte Abweichung der Regelgröße vom Sollwert, und zwar im allgemeinen in der Form gedämpfter Schwingungen.

Interessant und wichtig für die weiteren Untersuchungen ist nun die Größenordnung der Frequenz dieser Schwingung. Wenn wir von der Beeinflussung durch die Dämpfung absehen, ist sie nur von der halben Fallzeit T_f und ε_0 , dem relativen Regelbereich, abhängig. Aus Stabilitätsgründen, die wir später noch sehr eingehend untersuchen werden, macht man T_f bei allen Reglern möglichst klein. TOLLE [8] rechnet bei Kraftmaschinenreglern Beispiele durch mit $T_f = 0,0173$ bzw. $0,0283$ sec. EINSELE [4] hat bei einem Wälzregler $T_f = 0,022$ bzw. $0,0315$ sec gemessen und LANG [6] hat bei einem Tirillregler $T_f = 0,011$ sec, bei einem Kohledruckregler $0,019$, bei einem Wälzregler $0,021$ und einem Öldruckregler $0,018$ sec festgestellt.

ε_0 wird im allgemeinen in der Größenordnung von $0,5$ bis $1,0$ liegen. Damit wird die Pendelfrequenz

$$\omega_p \approx \sqrt{\frac{0,5}{0,028^2}} \quad \text{bis etwa} \quad \sqrt{\frac{1}{0,011^2}} \left(\frac{1}{\text{sec}} \right) \\ \approx 25 \text{ bis } 100 \left(\frac{1}{\text{sec}} \right)$$

und wir bekommen somit 4 bis 16 Schwingungen je sec.

Diese Schwingungszahl ist nun sehr hoch im Vergleich zu den Schwingungszahlen, die bei mittelbarer Regelung und üblichen Zeitkonstanten des Verstellwerkes bei Vernachlässigung der Masse des Meßwerkernes im allgemeinen auftreten. Die Pendelfrequenz war dort (von dem Einfluß der Dämpfung abgesehen):

$$(183) \quad \omega_p = \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{T_I \cdot T_k}}$$

Erfahrungsgemäß bietet nun eine Regelung bei $T_I < 1,0$ sec kaum irgendwelche Schwierigkeiten. Die Bremszeitkonstante T_k dürfte selten unter $0,1$ sec kommen. Rechnen wir also mit $T_I = 1,0$ sec und $T_k = 0,1$ sec, so ergibt sich eine Schwingungszahl von maximal etwa $0,5$ Schwingungen je sec gegenüber mindestens 4 Schwingungen je sec bei der Masseschwingung des direkten Reglers bei unmittelbarer Regelung, wie wir sie oben abgeleitet haben.

17. Einfluß der Masse bei mittelbarer Regelung 1. Ordnung mit direktem Regler und vorübergehender Statik.

Wir untersuchen wie in Abschn. 11 einen direkten Regler für Generatorregelung und ergänzen zunächst unsere Gl. (120) durch Einführung der Beschleunigungskraft:

$$(184) \quad 2 \frac{P_0}{U_0} U_1 - c_f(x_1 - y_1) - M \frac{d^2 x_1}{dt^2} = 0.$$

Aus dieser Gleichung und Gl. (74) und (121) bekommen wir mit spezifischen Konstanten:

$$(185) \quad \begin{cases} T_f^2 T_{kf} T_{Ig} U_1^{IV} + (T_f^2 T_{Ig} \delta_{v0} + T_f^2 T_{kf}) U_1''' \\ \quad + (T_f^2 \delta_{v0} + T_{kf} T_{Ig} \delta_{v0}) U_1'' \\ \quad + T_{kf} (\delta_{v0} + \varepsilon_0) U_1' + \varepsilon_0 \delta_{v0} U_1 = 0. \end{cases}$$

Die Lösung dieser Differentialgleichung 4. Ordnung erhalten wir, wenn wir die ihr entsprechende charakteristische Gleichung, eine algebraische Gleichung 4. Grades, lösen. Da aber bekanntlich die Auflösung von Gleichungen höheren als 3. Grades sehr mühselig und zeitraubend ist, wollen wir versuchen, auf anderem Wege uns einen Einblick in die Regelvorgänge in diesem verwickelteren Fall zu verschaffen.

Wir setzen zunächst $T_{kf} = \infty$, nehmen also den Fall der *statischen Regelung* (Abschn. 9) an. Damit reduziert sich die Gl. (185) auf:

$$(186) \quad \frac{T_f^2 T_{I_g}}{\delta_{v_0}} U_1''' + \frac{T_f^2}{\delta_{v_0}} U_1'' + T_{I_g} U_1' + \left(1 + \frac{\varepsilon_0}{\delta_{v_0}}\right) U_1 = 0.$$

Die zugehörige charakteristische Gleichung lautet:

$$(187) \quad \frac{T_f^2 T_{I_g}}{\delta_{v_0}} w^3 + \frac{T_f^2}{\delta_{v_0}} w^2 + T_{I_g} w + \left(1 + \frac{\varepsilon_0}{\delta_{v_0}}\right) = 0.$$

Die Gleichung 3. Grades läßt sich allgemein nicht mehr ohne weiteres lösen, da wir auf sehr unübersichtliche Ausdrücke kommen. Deshalb soll hier vorläufig nur die zahlenmäßige Lösung für ein praktisches Beispiel durchgeführt werden. Wir nehmen folgende Konstanten an, wie sie ohne weiteres bei einer ausgeführten Regelung (allerdings mit vorübergehender Statik, also $T_{kf} \neq \infty$) auftreten können:

$$T_{I_g} = 1,0 \text{ (sec)}; \quad T_f^2 = 10^{-4} \text{ (sec}^2\text{)}; \quad \delta_{v_0} = 0,5; \quad \varepsilon_0 = 0,5.$$

Durch Einsetzen in Gl. (187) erhalten wir:

$$(188) \quad 2 \cdot 10^{-4} w^3 + 2 \cdot 10^{-4} w^2 + w + 2,0 = 0.$$

Die Lösung dieser Gleichung lautet nun bei Rechenschiebergenauigkeit (am einfachsten nach JAHNKE-EMDE [10] oder Hütte, 1. Bd.)

$$\begin{aligned} w_1 &= -2,0, \\ w_2 &= 0,5 + j 70, \\ w_3 &= 0,5 - j 70, \end{aligned}$$

und die Lösung der Differentialgl. (186) wird damit (Hütte, 1. Bd.)

$$(189) \quad U_1 = C_1 \cdot e^{-2t} + e^{0,5 \cdot t} (C_2 \cos 70t + C_3 \sin 70t).$$

Außer einem aperiodisch verschwindenden Vorgang tritt also noch eine Schwingung mit dauernd anwachsenden Amplituden auf. Die Regelung ist somit in dieser Form nicht brauchbar, obwohl wir sonst bei Nichtberücksichtigung der Masse nach Abschn. 9 sehr günstige Regelbedingungen erzielt hätten. Rechnen wir unser Beispiel unter Vernachlässigung der Masse nach Abschn. 9, so erhalten wir

$$(190) \quad U_1 = C \cdot e^{-t \frac{1 + \frac{\varepsilon_0}{\delta_{v_0}}}{T_{I_g}}} = C \cdot e^{-2t}.$$

Die Lösung entspricht also dem ersten Glied der gefundenen Lösung Gl. (189) unserer Differentialgleichung 3. Ordnung.

Wir sehen somit, daß — vorläufig wenigstens bei unserem Beispiel — dem Hauptregelvorgang, der erhalten bleibt, sich nur noch ein zweiter Nebenvorgang, eben die Masseschwingung, überlagert.

Wenn nun etwa ganz allgemein der Fall so läge, daß der erst ohne Berücksichtigung der Masse ermittelte Hauptregelvorgang nicht beeinflusst würde durch die Nebenschwingung, so müßten die Wurzeln der charakteristischen Gleichung der Hauptschwingung auch Wurzeln der charakteristischen Gleichung für den Gesamtregelvorgang sein. Oder, was das gleiche bedeutet, die charakteristische Gleichung des Gesamtvorganges müßte ohne Rest teilbar sein durch die charakteristische Gleichung der Hauptschwingung. Um zu sehen, ob dies tatsächlich der Fall ist, führen wir diese Division durch, wir dividieren also Gl. (187) durch die charakteristische Gleichung von Gl. (99):

$$(191) \frac{\frac{T_f^2 T_{I_g}}{\delta_{v_0}} w^3 + \frac{T_f^2}{\delta_{v_0}} w^2 + T_{I_g} w + \left(1 + \frac{\varepsilon_0}{\delta_{v_0}}\right) : T_{I_g} w + \left(1 + \frac{\varepsilon_0}{\delta_{v_0}}\right) = \frac{T_f^2}{\delta_{v_0}} w^2 - \frac{T_f^2 \varepsilon_0}{T_{I_g} \delta_{v_0}^2} w + 1,0$$

$$- \frac{T_f^2}{\delta_{v_0}^2} \varepsilon_0 w^2 + T_{I_g} w + \left(1 + \frac{\varepsilon_0}{\delta_{v_0}}\right)$$

$$\left[T_{I_g} + \frac{T_f^2}{T_{I_g} \delta_{v_0}^2} \varepsilon_0 \left(1 + \frac{\varepsilon_0}{\delta_{v_0}}\right) \right] w + \left(1 + \frac{\varepsilon_0}{\delta_{v_0}}\right)$$

Die Division geht also praktisch auf, wenn

$$\frac{T_f^2}{T_{I_g} \delta_{v_0}^2} \cdot \varepsilon_0 \left(1 + \frac{\varepsilon_0}{\delta_{v_0}}\right) \ll T_{I_g},$$

so daß wir dieses Glied gegen T_{I_g} vernachlässigen können. Setzen wir die Werte unseres Beispiels ein, so bekommen wir

$$\frac{T_f^2}{T_{I_g} \delta_{v_0}^2} \cdot \varepsilon_0 \left(1 + \frac{\varepsilon_0}{\delta_{v_0}}\right) = 4 \cdot 10^{-4} \text{ (sec)}$$

gegenüber $T_{I_g} = 1,0$ (sec). Bei unserem Beispiel ist somit ohne weiteres diese Vernachlässigung zulässig. Ganz allgemein können wir aber auch sagen, daß die Vernachlässigung immer, solange T_{I_g} , die Verstellwerkszeitkonstante, nicht wesentlich kleiner als 1,0 ist und δ_{v_0} nicht unnatürlich klein gewählt wird, zulässig ist, da es, wie bereits S. 51 gezeigt, bei allen heute praktisch verwendeten Reglern gelungen ist, die „halbe Fallzeit“ auf sehr geringe Werte zu bringen. Wenn wir nun das Ergebnis unserer Division, also die rechte Seite unserer Gl. (191) betrachten, so sehen wir, daß wir für den Nebenvorgang die charakteristische Gleichung einer dauernd anwachsenden Schwingung bekommen. Bei unserm Beispiel wird die Frequenz dieser Schwingung

$$(192) \quad \omega_p = \sqrt{0,5 \cdot 10^4} = 70 \left(\frac{1}{\text{sec}}\right).$$

Der Wert stimmt also mit der Frequenz der Schwingung des zweiten Gliedes der Gl. (189) überein. Ebenso wird die Dämpfungszeitkonstante $T_d = -1/0,5$ wie bei Gl. (189). Wir wollen uns vorläufig nicht mit der Nebenschwingung beschäftigen, die selbstverständlich noch auf irgendeine Weise eine positive Dämpfung, z. B. durch eine direkte Ölbremse nach Abb. 31 erhalten muß. Die näheren Untersuchungen darüber werden in dem besonderen Kapitel über die Stabilität der Regelung angestellt. Das wesentliche Ergebnis ist aber, daß bei üblichen Reglerkonstanten die Hauptschwingung praktisch nicht durch die Neben-

schwingung beeinflusst wird. Unser Regelvorgang entspricht also in seinem hauptsächlichsten Verlauf dem Vorgang, den wir bei masslosem Meßwerkern ermittelt haben.

Gehen wir nun wieder auf Gl. (185) zurück, nehmen wir also *vorübergehende* Statik mit $T_{kf} \neq \infty$ an und dividieren ihre charakteristische Gleichung durch die charakteristische Gleichung der entsprechenden Regelung mit masslosem Regler Gl. (125), so ergibt sich, daß sich die Division auch hier, solange $T_f \ll T_I$ und δ_{v0} nicht sehr kleine Werte annimmt ($\delta_{v0} \geq 0,1$), glatt durchführen läßt. Die Hauptschwingung entspricht Gl. (125), die Nebenschwingung wird:

$$(193) \quad U_1'' + \left(\frac{\delta_{v0}}{T_{kf}} - \frac{1}{T_{I\theta}} \frac{\varepsilon_0}{\delta_{v0}} \right) U_1' + \frac{\delta_{v0}}{T_f^2} U_1 = 0.$$

Die Dämpfung ist hier positiv, wenn $\frac{\delta_{v0}}{T_{kf}} = \frac{1}{T_r} > \frac{1}{T_f} \frac{\varepsilon_0}{\delta_{v0}}$. Die Verhältnisse sind hier also günstiger als bei rein statischer Regelung [Gl. (186)], wo wir unter allen Umständen ungedämpfte Schwingungen bekommen haben.

Ganz allgemein kann somit festgestellt werden: Die Hauptschwingung des Regelvorganges wird durch die Wirkung der Masse des Meßwerkern praktisch nicht beeinflusst. Es tritt aber noch eine Nebenschwingung im allgemeinen wesentlich höherer Frequenz auf, die irgendwie gedämpft werden muß, damit die Regelung brauchbar wird.

Es sei hier noch darauf hingewiesen, daß bei Regelungen höherer Ordnung, also schon bei 2. Ordnung, durch die Wirkung der dann noch vorhandenen Verstellwerke die Masseschwingung praktisch immer gedämpft verläuft, so daß dann besondere Maßnahmen, wie etwa das Anbringen einer direkten Bremse, sog. Massebremse, nicht mehr erforderlich sind [6, 9].

C. Die Stabilität der Regelung bei mittelbarer Regelung beliebiger Ordnung.

I. 18. Beispiel einer mittelbaren Regelung 2. Ordnung mit allgemeinen Gesichtspunkten über den Einfluß der verschiedenen wirksamen Zeitkonstanten und Festlegung der Begriffe Stabilität und Labilität der Regelung.

Wir betrachten den Fall der Generatorregelung über eine fremd-erregte Erregermaschine durch einen direkten Regler (Abb. 56). Die Regelung soll astatisch und, wie in der Abbildung durch die über eine Feder gekuppelte Ölbremse angedeutet ist, vorübergehend statisch sein.

Für unser Meßwerk gilt, wenn wir nur kleine Abweichungen annehmen und hier von vornherein die Masse des Kernes mit berücksichtigen, die Gl. (184) und außerdem Gl. (121). Für den Erregerkreis des Hauptgenerators können wir Gl. (59) verwenden, die bei Berücksichtigung nur kleiner Abweichungen lautet:

$$(194) \quad R i_1 + L \frac{d i_1}{d t} = U_{e1}.$$

Wir müssen nun noch eine Beziehung zwischen x_1 und U_{e1} finden. Für den Erregerkreis der Erregermaschine bekommen wir mit den Bezeichnungen der Abb. 56 [nach Abschn. 7 Gl. (49)]

$$(195) \quad (r_e + r_v) i_e + L_e \frac{di_e}{dt} = u_e.$$

Da wir natürlich wieder nur kleine Abweichungen berücksichtigen wollen, ersetzen wir die Kennlinie der Erregermaschine durch die Tangente im Betriebspunkt. L_e entspricht dann $L_{e0} \frac{\operatorname{tg} \beta}{\operatorname{tg} \alpha}$ in Gl. (49). Nach Abb. 26 wird weiterhin U_{e1} proportional i_{e1} , also

$$(196) \quad U_{e1} = k_4 \cdot i_{e1}.$$

Wir nehmen vorläufig an, daß der Widerstand gleichmäßig mit x zunimmt. Wir können dann setzen:

$$(197) \quad r_v = r_{v0} + k_1 \cdot x.$$

Gl. (195) wird nun, wenn wir uns die verschiedenen Größen wieder zusammengesetzt denken aus den stationären Werten (Index 0) und den Abweichungen hiervon (Index 1):

$$(198) \quad \begin{cases} i_{e0} \cdot r_e + i_{e1} \cdot r_e + i_{e0} \cdot r_{v0} + i_{e1} \cdot r_{v0} + i_{e0} k_1 \cdot x_0 + i_{e1} k_1 \cdot x_0 \\ + i_{e0} k_1 \cdot x_1 + i_{e1} k_1 \cdot x_1 + L \frac{di_{e1}}{dt} = u_e. \end{cases}$$

Im stationären Betrieb ist:

$$(199) \quad i_{e0} \cdot r_e + i_{e0} r_{v0} + i_{e0} k_1 \cdot x_0 = u_e.$$

Die Restgleichung für die Abweichungen lautet somit:

$$(200) \quad (r_e + r_{v0} + k_1 \cdot x_0 + k_1 \cdot x_1) i_{e1} + L \frac{di_{e1}}{dt} + i_{e0} k_1 \cdot x_1 = 0.$$

Wir können das Glied: $i_{e1} \cdot k_1 \cdot x_1$ als Produkt von zwei kleinen Größen vernachlässigen und bekommen endgültig:

$$(201) \quad \text{I: } (r_e + r_{v0} + k_1 \cdot x_0) i_{e1} + L \frac{di_{e1}}{dt} = -i_{e0} k_1 \cdot x_1.$$

Dazu Gl. (73), (196), (194), (184), (121)

$$(202) \quad \text{II: } U_1 = k_2 \cdot i_1,$$

$$(203) \quad \text{III: } U_{e1} = k_4 \cdot i_{e1},$$

$$(204) \quad \text{IV: } R i_1 + L \frac{di_1}{dt} = U_{e1},$$

$$(205) \quad \text{V: } 2 \frac{P_0}{U_0} U_1 - c_f (x_1 - y_1) - M \frac{d^2 x_1}{dt^2} = 0,$$

$$(206) \quad \text{VI: } c_f (x_1 - y_1) = c_k \frac{dy_1}{dt}.$$

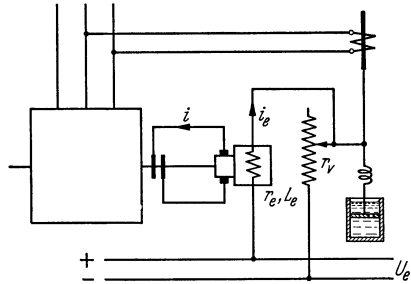


Abb. 56. Generatorspannungsregelung über fremderregte Erregermaschine (mittelbare Regelung 2. Ordnung).

Wir haben also sechs Gleichungen mit den sechs Unbekannten $x_1, y_1, i_{e1}, U_{e1}, i_1, U_1$. Wir eliminieren alle Unbekannten bis auf U_1 und erhalten dann die Differentialgleichung für U_1 :

$$(207) \quad \left\{ \begin{aligned} & T_{I_g} T_{II_e} \frac{T_{k_f} T_f^2}{\delta_{v_0}} U_1^V + \left[\frac{T_{k_f} T_f^2}{\delta_{v_0}} (T_{I_g} + T_{II_e}) + T_f^2 T_{I_g} T_{II_e} \right] U_1^{IV} \\ & + \left[T_f^2 \frac{T_{k_f}}{\delta_{v_0}} + T_f^2 (T_{I_g} + T_{II_e}) + T_{k_f} T_{I_g} T_{II_e} \right] U_1''' + [T_f^2 + T_{k_f} (T_{I_g} + T_{II_e})] U_1'' \\ & + \left[T_{k_f} \left(1 + \frac{\varepsilon_0}{\delta_{v_0}} \right) \right] U_1' + \varepsilon_0 U_1 = 0. \end{aligned} \right.$$

Darin ist

$$(208) \quad T_{II_e} = \frac{L_e}{r_e + r_{v_0} + x_0 k_1} \left(= T_{e0} \frac{\text{tg} \beta \cdot \text{tg} \gamma_0}{\text{tg} \gamma \cdot \text{tg} \alpha} \text{ nach Gl. (50)} \right)$$

die Zeitkonstante unseres zweiten Verstellwerkes, also die magnetische Zeitkonstante der Errgermaschine. $\varepsilon_0 U_0$ gibt wieder den fiktiven Spannungsbereich an, der durchlaufen wird, wenn der Meßwerk kern den ganzen Hub zurücklegt und dabei die verschiedenen Kennlinien konstante Neigung behalten. Mit andern Worten:

Wenn wir im stationären Betrieb, also bei sehr langsamen Änderungen einen Verlauf von $U = f(x)$ nach Abb. 57 erhalten, und wir wollen die

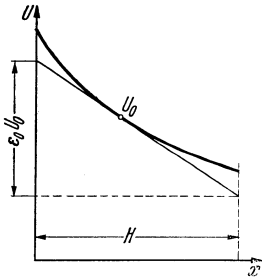


Abb. 57. Ermittlung des scheinbaren Regelbereiches ($\varepsilon_0 U_0$).

Regelung im Punkt U_0 untersuchen, so ersetzen wir unsere Kurve durch die Tangente im Punkt U_0 . Sehr schnell, ohne viel Rechnung, kann also $\varepsilon_0 U_0$ ermittelt werden. Bei verschiedenen Belastungen bekommen wir selbstverständlich auch verschiedene Kennlinien $U = f(x)$, die gerechnet oder auch experimentell aufgenommen werden können. Bei der Regelung nach Abb. 57 wird

$$(209) \quad \varepsilon_0 U_0 = \frac{k_1 \cdot k_2 \cdot k_4 \cdot i_{e0} H}{(r_e + r_{v_0} + k_1 \cdot x_0) R}$$

Die homogene Differentialgleichung 5. Ordnung Gl. (207) läßt sich nur lösen durch Ermittlung der 5 Wurzeln der entsprechenden charakteristischen Gleichung 5. Grades. Diese Ermittlung ist aber nur mit Hilfe sehr umständlicher Methoden durchführbar, so daß uns auch eine vollständige Lösung der Gl. (207) nur schwer gelingt. Wir wollen aber doch versuchen aus dem ganzen Aufbau der Gleichung einige Schlüsse zu ziehen.

Wir können feststellen, daß T_{I_g} und T_{II_e} , also die beiden Zeitkonstanten der beiden Verstellwerke, vollkommen gleichwertig in der Gleichung auftreten. Der Regelvorgang wird also auch durch beide gleichwertig beeinflusst. Wenn $T_{II_e} \ll T_{I_g}$, bekommen wir den Regelvorgang wie bei mittelbarer Regelung 1. Ordnung, also bei direkter Erregung des Generators ohne Erregermaschine. Die Zeitkonstante des Generators, also der Hauptmaschine, muß nun im allgemeinen für die Regelung als gegeben hingenommen werden. Die Maschine wird nach entsprechenden Gesichtspunkten wie Wirkungsgrad, Kurzschlußfestig-

keit, Spannungserhöhung bei Belastung usw. gebaut, und dabei ergeben sich dann ganz bestimmte Verhältnisse für den Erregerkreis und damit eine bestimmte Zeitkonstante T_{I_g} . Anders ist es bei der Erregermaschine. Ihre alleinige Aufgabe ist es, den Erregerstrom für den Generator zu liefern. Ein wesentlicher Gesichtspunkt bei der Auslegung dieser Maschine wird also auch der sein, sie so zu bauen, daß die Regelverhältnisse möglichst günstig werden. Wir können also hier vom Standpunkt der Regelung aus die Forderung aufstellen, daß die Erregerverhältnisse der Erregermaschine so gewählt werden müssen, daß $T_{II_e} \ll T_{I_g}$, damit dann die gleichen günstigen Regelverhältnisse, wie wir sie bei mittelbarer Regelung 1. Ordnung festgestellt haben, vorhanden sind. Selbstverständlich sind wir hier aus wirtschaftlichen Gründen an gewisse Grenzen gebunden. Da aber der Preis für die Erregermaschine bei großen Generatoren im allgemeinen nur in der Größenordnung von weniger als 5% des Hauptmaschinenpreises liegen dürfte, kann hier ohne merkliche Verteuerung der Gesamtanlage viel getan werden. Wie wir in Abschn. 7 gesehen haben, kann bei Selbsterregung der Erregermaschine die Zeitkonstante auf beträchtliche Werte kommen und damit schließlich der ganze Regelvorgang maßgeblich durch die Erregermaschine beeinflusst werden. Man wird daher, wenn auf gute, vor allem schnelle Spannungsregelung Wert gelegt wird, Fremderregung der Erregermaschine vorsehen, eine Ossanna-Spaltpolerregmaschine verwenden oder auch einen Vibrationsregler einbauen, der die Zeitkonstante der Erregermaschine überwindet.

Ganz allgemein wird es immer so sein, daß die Zeitkonstante eines Verstellwerkes, das wir das Hauptverstellwerk nennen wollen, fest gegeben ist, daß aber alle weiter noch vorhandenen Verstellwerke, die gewissermaßen nur als Verstärker für das Reglermeßwerk wirken, mit verhältnismäßig einfachen Mitteln beeinflusst werden können. Um günstige Regelverhältnisse zu bekommen, ähnliche, wie bei mittelbarer Regelung 1. Ordnung, müssen wir bei mittelbaren Regelungen höherer Ordnung die Zeitkonstanten aller vorhandenen, in Reihe geschalteten Verstellwerke möglichst klein machen gegen die Zeitkonstante des Hauptverstellwerkes. Ebenso wie die Wirkung der Massenkräfte auf den Regelvorgang praktisch verschwindet, wenn $T_f \ll T_{I_g}$ ist (S. 54).

Wenn man nun nach unsern bisherigen Überlegungen zwar weiß, daß die Zeitkonstanten der Verstellwerke möglichst klein sein müssen, so will man doch auch ein festes Kriterium dafür haben, ob nach Wahl der Zeitkonstanten, die, wie bereits gesagt, aus wirtschaftlichen Gründen selbstverständlich nicht beliebig klein gemacht werden können, die Regelung brauchbar wird. Der Begriff einer „brauchbaren“ Regelung kann nun sehr eng gezogen werden. Es kann z. B. bei unserer Generatorregelung eine bestimmte maximale Spannungsabweichung oder eine bestimmte Zeit bis zur Beendigung des Regelvorganges u. dgl. verlangt werden, und nur, wenn diese Bedingungen erfüllt sind, ist die Regelung als brauchbar anzusprechen. Leider läßt sich aber über alle diese Größen nach unserer Differentialgl. (207) nichts aussagen. Wenn wir aber einmal den Begriff „brauchbare Regelung“ sehr weit ziehen und nur die Fälle der

unbedingt unbrauchbaren Regelung ausschließen, so können wir doch unserer Differentialgleichung etwas entnehmen, ohne sie lösen zu müssen. Als „unbedingt unbrauchbar“ muß eine Regelung dann bezeichnet werden, wenn eine irgendwie entstandene Abweichung der Regelgröße vom Sollwert nicht mit der Zeit verschwindet, sondern entweder Pendelungen gleichbleibender oder sogar mit der Zeit wachsender Amplituden verursacht. Wir sprechen in diesem Fall von *labiler Regelung* und in allen andern Fällen von *stabiler Regelung*. Wir müssen uns klar darüber sein, daß wir bei dieser sehr rohen Einteilung häufig auch dann, wenn die Rechnung eine stabile Regelung ergibt, doch praktisch ungünstige, sogar unbrauchbare Regelverhältnisse bekommen können.

II. 19. Stabilitätsuntersuchung nach der „Methode der kleinen Schwingungen“.

Die mittelbare Regelung 1. Ordnung unter Berücksichtigung der Masse des Meßwerkerns hat zu einer homogenen Differentialgleichung 4. Ordnung geführt, die mittelbare Regelung 2. Ordnung zu einer solchen 5. Ordnung. Allgemein ergibt sich, daß eine Regelung n -ter Ordnung bei sonst gleichen Annahmen zu einer Differentialgleichung $(n + 3)$ -ter Ordnung führt. Wir bekommen also Differentialgleichungen von der Form:

$$(210) \quad a_0 U_1^m + a_1 U_1^{m-1} + \dots + a_{m-1} U_1' + a_m U_1 = 0$$

mit der Lösung (Hütte I S. 82)

$$(211) \quad U_1 = C_1 e^{w_1 t} + C_2 e^{w_2 t} + \dots + C_m e^{w_m t},$$

dabei sind w_1, w_2, \dots, w_m die Wurzeln der charakteristischen Gleichung

$$(212) \quad a_0 w^m + a_1 w^{m-1} + \dots + a_{m-1} w + a_m = 0$$

und C_1, C_2, \dots, C_m die Integrationskonstanten.

Wenn unsere Regelung nicht „unbedingt unbrauchbar“ sein soll, wenn sie also nach unserer Definition als stabil gelten soll, so muß U_1 , die Abweichung der Regelgröße vom Sollwert, mit der Zeit verschwinden. Es müssen also alle Glieder der rechten Seite der Gl. (211) mit wachsender Zeit dem Grenzwert 0 zustreben. Da die Integrationskonstanten beliebige Werte annehmen, also immer von 0 verschieden sein können, müssen die einzelnen Exponentialfunktionen $e^{w_1 t}, e^{w_2 t}, \dots, e^{w_m t}$ mit der Zeit dem Grenzwert 0 zustreben. Daraus ergeben sich folgende Bedingungen, die die verschiedenen Werte von w erfüllen müssen:

1. Reelle Wurzeln w müssen negativ sein, nur dann wird $e^{wt} = 0$ für $t = \infty$.

2. Treten komplexe Wurzeln von der Form $w = \beta \pm j\alpha$ (dabei β und α reelle Größen) auf, so muß das reelle Glied (β) negativ sein $e^{(\beta \pm j\alpha)t} = e^{\beta t} (\cos \alpha t \pm j \sin \alpha t)$ wird für $t = \infty$ nur Null, wenn β negativ ist.

Um festzustellen, ob bei allen Wurzeln der charakteristischen Gleichung diese zwei Bedingungen erfüllt sind, ist es nun, wie HURWITZ (Math. Ann. 1875 S. 273) und auch TOLLE [8] gezeigt haben, nicht erforderlich, die charakteristische Gleichung selbst zu lösen. Es braucht nur

festgestellt zu werden, ob die Koeffizienten $a_0, a_1 \dots a_m$ bestimmte Bedingungen erfüllen. Es soll hier nicht näher auf die mathematische Ableitung dieser Bedingungen eingegangen werden, sondern es sollen nachstehend lediglich für Gleichungen bis 5. Grades die Bedingungen selbst angegeben werden.

- a) die Koeffizienten $a_0, a_1 \dots a_m$ müssen alle positiv sein,
- b) bei der charakteristischen Gleichung

$$3. \text{ Grades } (a_1 a_2 - a_0 a_3) > 0;$$

$$4. \text{ Grades } (a_1 a_2 - a_0 a_3) > 0; [a_3(a_1 a_2 - a_0 a_3) - a_4 a_1^2] > 0;$$

$$5. \text{ Grades } (a_1 a_2 - a_0 a_3) > 0;$$

$$[(a_1 a_2 - a_0 a_3)(a_3 a_4 - a_2 a_5) - (a_1 a_4 - a_0 a_5)^2] > 0.$$

Man kann nach dieser Methode bei zahlenmäßig gegebenen Konstanten der Regelung, wodurch auch die Koeffizienten der charakteristischen Gleichung gegeben sind, verhältnismäßig rasch feststellen, ob eine Regelung stabil ist oder nicht. Aber ein tieferer Einblick in den ganzen Regelungsvorgang wird uns damit leider nicht vermittelt, vor allem ist der Einfluß der verschiedenen Konstanten auf die Stabilität bei mittelbarer Regelung höherer Ordnung nicht erkenntlich.

Um die Anwendung der Methode zu zeigen, soll nun eine Regelung dem Zahlenbeispiel Gl. (186) und (188) entsprechend auf Stabilität untersucht werden.

Die Bedingung, daß $(a_1 a_2 - a_0 a_3) > 0$, ist nicht erfüllt, denn wir bekommen $2 \cdot 10^{-4} - 2 \cdot 10^{-4} \cdot 2 = -2 \cdot 10^{-4}$. Wir stellen also fest, was wir schon früher bei der Zerlegung in zwei Regelschwingungen ermittelt haben, daß die Regelung nicht stabil ist. Wir können aber nicht ohne weiteres erkennen, warum keine Stabilität vorhanden ist oder wie Stabilität erreicht werden kann.

Es soll daher im nächsten Abschnitt noch eine andere Methode für die Stabilitätsuntersuchung behandelt werden, bei der wir uns einen guten Überblick über den Einfluß aller Einzelteile der Regelung verschaffen können.

III. Stabilitätsuntersuchung nach der „Methode selbsterregter Schwingungen“.

20. Allgemeines über die Methode.

Treten bei einer Regelung ohne äußere periodische Einflüsse Pendelungen auf, so kann es sich nur um selbsterregte Schwingungen handeln. Wenn der Meßwerk Kern z. B. bei einer mittelbaren Regelung 1. Ordnung mit direktem Regler nach Abb. 31 mit konstanter Frequenz und konstanter Amplitude — wie wir vorläufig einmal annehmen wollen — harmonische Schwingungen ausführt, so verursacht er auch ein Pendeln des Erregerstromes und damit der Generatorspannung, also auch der Meßwerkspannung und somit der magnetischen Kraft des Meßwerkes. *Da wir linearen Zusammenhang aller voneinander abhängigen Größen angenommen haben (S. 25), werden alle durch die harmonische Schwingung des Meßwerk kernes verursachten Schwingungen wieder harmonische*

Schwingungen. Wir können daher wie in der Wechselstromtechnik ohne weiteres mit der komplexen Rechenmethode arbeiten.

Es ist sofort einzusehen, daß es sehr darauf ankommt, wie groß die aus der Schwingung des Meßwerkes resultierende magnetische Kraft, die wir mit \mathfrak{F}_2 bezeichnen wollen, gegenüber der für die erst angenommene Pendelung des Meßwerkerns erforderliche Kraft \mathfrak{F}_1 sein wird. Wichtig ist selbstverständlich auch die Phasenlage von \mathfrak{F}_2 gegen \mathfrak{F}_1 .

Entspricht die resultierende magnetische Kraft \mathfrak{F}_2 gerade nach Größe und Phasenlage der für die erst angenommene Pendelung des Kernes erforderlichen Kraft \mathfrak{F}_1 , so wird der Kern stationär mit der gleichen Amplitude und Frequenz weiterpendeln, wenn beide Kräfte \mathfrak{F}_1 und \mathfrak{F}_2 wirken. Der Kern schafft sich über den Generator die für seine Pendelbewegung erforderliche Kraft. Die Regelung ist in diesem Fall nach unserer Definition (Abschnitt 18) labil.

Der Zustand, daß bei einer angenommenen *harmonischen* Schwingung des Meßwerkerns $\mathfrak{F}_2 = \mathfrak{F}_1$ ist, wird allerdings selten vorkommen. Wir müssen daher untersuchen, ob sich nicht auch bei beliebigem Größenverhältnis und beliebiger Winkellage von \mathfrak{F}_2 gegen \mathfrak{F}_1 entscheiden läßt, wann die Regelung stabil und wann sie labil ist.

Lassen wir keine zusätzliche äußere Kraft auf den Meßwerkern einwirken, so kann der Kern nur Bewegungen ausführen, bei denen sich eben die beiden Kräfte von selbst das Gleichgewicht halten, also gleich werden. Stellt man nun rechnerisch unter der Annahme von Sinusschwingungen bei keiner Frequenz diese Gleichheit von \mathfrak{F}_2 und \mathfrak{F}_1 fest, so bedeutet das eben, daß keine harmonische gleichbleibende Schwingung des Meßwerkerns möglich ist, sondern daß sich eine Schwingung oder auch mehrere mit dauernd wachsenden oder dauernd kleiner werdenden Amplituden oder u. U. ein rein aperiodischer Vorgang einstellen muß.

Wir können nun auch solche Vorgänge nach der komplexen Rechenmethode erfassen, wenn wir nicht nur reelle, sondern auch imaginäre oder komplexe Frequenzen mit in unsere Betrachtungen einschließen. Da das komplexe Rechnen mit solchen Frequenzen noch verhältnismäßig wenig angewandt wird [11 u. 12], soll kurz etwas näher darauf eingegangen werden.

Ein Zeiger $A e^{j(\omega t + \varphi)}$ stellt, solange ω rein reell bleibt, in der komplexen Zahlenebene einen von 0 ausgehenden Radiusvektor dar, der sich mit der Winkelgeschwindigkeit ω um Null dreht und zur Zeit $t = 0$ gegen die reelle Achse den Winkel φ einnimmt. Die Projektion dieses Vektors auf die reelle oder imaginäre Achse stellt nun die Kosinus- bzw. Sinusfunktion mit der Amplitude A und der Frequenz ω dar, die wir durch unseren Radiusvektor $A e^{j(\omega t + \varphi)}$ beschreiben wollen. Es wird ja

$$(213) \quad A e^{j(\omega t + \varphi)} = A [\cos(\omega t + \varphi) \pm j \sin(\omega t + \varphi)].$$

Die Projektion auf die reelle Achse, die wir von jetzt an nur noch betrachten wollen, wird also $A \cdot \cos(\omega t + \varphi)$. Wenn wir nun für $j\omega$ ganz allgemein setzen $j\omega = j\alpha + \beta$, also für $\omega = \alpha - j\beta$, wobei α und β reelle Größen sein sollen, so daß also der Zeiger

$$(214) \quad A e^{j(\omega t + \varphi)} \text{ jetzt: } A e^{j(\alpha t - j\beta t + \varphi)} = A e^{\beta t} e^{j(\alpha t + \varphi)}$$

wird, so sehen wir, daß wir jetzt einen Radiusvektor vor uns haben, dessen Länge mit der Zeit nach einer Exponentialfunktion ($e^{\beta t}$) abnimmt, wenn $\beta < 0$ und der sich mit der Winkelgeschwindigkeit α um Null dreht. Die Projektion auf die reelle Achse wird jetzt

$$(215) \quad A \cdot e^{\beta t} \cos(\alpha t + \varphi),$$

unser Zeiger $A \cdot e^{j(\alpha t - j\beta t + \varphi)}$ bedeutet also eine mit der Zeit nach einer Exponentialfunktion abklingende Kosinusfunktion, wenn $\beta < 0$.

Wird ω rein imaginär, also $j\omega = \beta$, so erhalten wir $A \cdot e^{\beta t + j\varphi}$, also einen Radiusvektor, der gegen die reelle Achse um den Winkel φ verdreht ist, seine Richtung beibehält und mit der Zeit nach einer Exponentialfunktion verschwindet, wieder wenn $\beta < 0$. Die Projektion auf die reelle Achse wird also jetzt: $A \cdot \cos\varphi \cdot e^{\beta t}$, und wir stellen somit durch den Zeiger $A \cdot e^{\beta t + j\varphi}$ eine nach einer Exponentialfunktion verschwindende Größe dar.

Setzen wir somit $j\omega = j\alpha + \beta$, so bedeutet ein Zeiger von der Form $\mathfrak{z} = A \cdot e^{j(\alpha t - j\beta t + \varphi)}$, wenn

$\beta = 0$	$\alpha \neq 0$	eine harmonische, ungedämpfte Schwingung,
$\beta < 0$	$\alpha \neq 0$	eine gedämpfte Schwingung,
$\beta > 0$	$\alpha \neq 0$	eine Schwingung mit ansteigender Amplitude,
$\beta < 0$	$\alpha = 0$	einen aperiodisch abklingenden,
$\beta > 0$	$\alpha = 0$	einen aperiodisch ansteigenden Vorgang.

Wir kehren nunmehr zurück zu unseren Kräften \mathfrak{F}_1 und \mathfrak{F}_2 .

Da $\mathfrak{F}_2 = \mathfrak{F}_1$ oder $\mathfrak{F}_2/\mathfrak{F}_1 = 1,0$ sein muß, so läßt sich aus $\mathfrak{F}_2 = f_2(\omega)$ und $\mathfrak{F}_1 = f_1(\omega)$ ω bzw. ganz allgemein α und β rechnen. Wir haben damit eine Methode zur Ermittlung des Regelvorganges, denn wir erhalten ja ohne weiteres alle verschiedenen sich überlagernden Regelschwingungen. Je nach der Art der Regelung werden die Gleichungen für α und β Gleichungen höheren Grades und die Lösung wird dann schwierig und nur mit graphischen Hilfsmitteln möglich. Aufgabe unserer Stabilitätsuntersuchung ist ja nun aber auch nicht die Ermittlung des Regelvorganges an sich, sondern nur die Feststellung, ob stabile oder labile Regelung vorliegt. Wie sich zeigen wird, läßt sich diese Feststellung aber schon aus dem Verlauf von $\mathfrak{F}_2/\mathfrak{F}_1 = f(\omega)$, auch dann, wenn nur rein reelle Frequenzen berücksichtigt werden, ohne weiteres treffen.

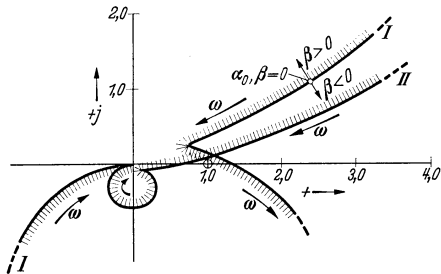


Abb. 58. $\mathfrak{F}_2/\mathfrak{F}_1$ bzw. $\mathfrak{X}_2/\mathfrak{X}_1 = f(\omega)$ bei labiler (I) und stabiler (II) Regelung (astatische mittelbare Regelung 2. Ordnung mit vorübergehender Statik).

Kurve I (Abb. 58) zeigt z. B. für eine bestimmte Regelung den Verlauf von $\mathfrak{F}_2/\mathfrak{F}_1$ bzw. $\mathfrak{X}_2/\mathfrak{X}_1$, das, wie noch gezeigt wird, proportional $\mathfrak{F}_2/\mathfrak{F}_1$ ist, bei reellen Frequenzen zwischen 0 und ∞ ($\alpha = 0$ bis $\alpha = \infty$), wobei die Pfeilrichtung ein Wandern auf der Kurve mit wachsender Frequenz bedeutet.

Da sich, wie wir gesehen haben, immer der Regelvorgang so abspielen muß, daß $\mathfrak{P}_2 = \mathfrak{P}_1$ oder $\mathfrak{P}_2/\mathfrak{P}_1 = 1,0$ wird, ist für die Stabilitätsbetrachtung wichtig, ob bei $\mathfrak{P}_2/\mathfrak{P}_1 = 1,0$ der Imaginärteil der Frequenz (β) positiv oder negativ wird. Negativer Wert für β bedeutet stabile, positiver dagegen labile Regelung. Um schon nach dem Verlauf der Kurve $\mathfrak{P}_2/\mathfrak{P}_1 = f(\omega)$ mit $\beta = 0$ entscheiden zu können, ob der Punkt $\mathfrak{P}_2/\mathfrak{P}_1 = 1,0$ im stabilen oder labilen Gebiet liegt, können wir folgendermaßen vorgehen:

Halten wir einen Punkt der Kurve $\mathfrak{P}_2/\mathfrak{P}_1 = f(\omega)$ für bestimmte rein reelle Frequenz α_0 fest und lassen jetzt auch einen imaginären Teil der Frequenz β zu, der von Null aus anwachsen soll, so wird der Endpunkt des Vektors $\mathfrak{P}_2/\mathfrak{P}_1$ sich sicher in senkrechter Richtung gegenüber dem Fortschreiten bei Zunahme des reellen Teiles der Frequenz bewegen.

$\beta < 0$ bedeutet ein Wandern senkrecht voreilend ($+j$), $\beta > 0$ senkrecht nacheilend ($-j$). Damit kann auch sofort gesagt werden, daß in der Nähe der Kurve rechts (bei Wandern auf der Kurve in Richtung zunehmender Werte für α), ein Gebiet liegt, in dem $\beta > 0$, also Schwingungen mit wachsenden Amplituden auftreten, links dagegen ein Gebiet, in dem $\beta < 0$, somit gedämpfte Schwingungen sich einstellen. In der Nähe der Kurve $\mathfrak{P}_2/\mathfrak{P}_1 = f(\omega)$ (mit $\beta = 0$) ist also links stabiles, rechts labiles Gebiet. Im gezeichneten Fall (*I* Abb. 58) ist sofort zu sehen, daß der Punkt $\mathfrak{P}_2/\mathfrak{P}_1 = 1,0$ in dem Gebiet $\beta > 0$, also im labilen (durch Schraffur besonders gekennzeichnetem) Gebiet liegt. Bei Kurve *II* (Abb. 58) liegt er (1,0) dagegen zweifellos im stabilen Bereich.

Auch bei Kurve *III* (Abb. 59) läßt sich nach unseren Überlegungen sofort sagen, daß der Punkt $\mathfrak{P}_2/\mathfrak{P}_1 = 1,0$ im labilen Teil liegt, da er sich rechts von der Kurve befindet.

Bei Kurve *IV* dagegen liegt $\mathfrak{P}_2/\mathfrak{P}_1 = 1,0$ auf der linken Seite der Kurve, also im stabilen Gebiet.

Wenn wir nur Kurven berücksichtigen, wie sie bei unserer Regelung praktisch vorkommen, können wir als Kriterium, ob stabile oder labile Verhältnisse vorliegen, festlegen:

1. Schneidet die Kurve $\mathfrak{P}_2/\mathfrak{P}_1 = f(\omega)$ für rein reelle Werte von ω die reelle Achse nicht, so liegt stabile Regelung vor, wenn der Punkt (1,0) links der Kurve (*IV* Abb. 59), labile Regelung, wenn er rechts der Kurve (*III* Abb. 59) liegt. Da alle praktisch bei uns vorkommenden Kurven (von Ausnahmen, wie sich eine z. B. bei Regelung

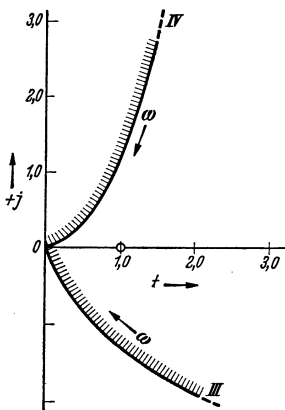


Abb. 59. $\mathfrak{P}_2/\mathfrak{P}_1$, bzw. $\mathfrak{X}_2/\mathfrak{X}_1 = f(\omega)$ bei labiler (III) und stabiler (IV) Regelung. (III: Astatische mittelbare Regelung 2. Ordnung mit indirektem Regler ohne Rückführung. IV Astatische mittelbare Regelung 1. Ordnung mit direktem Regler mit direkter Bremse.)

einer Kraftmaschine für eine Synchronmaschine ergibt, abgesehen) aus dem Unendlichen bei $\omega = 0$ kommen, heißt das, daß bei Verlauf der Kurve im Quadranten zwischen der reellen und positiven imaginären

Achse (IV Abb. 59) oder auf der positiven imaginären Achse stabile, bei Verlauf zwischen der positiven reellen und negativen imaginären Achse (III Abb. 59) oder auf der negativen imaginären Achse labile Verhältnisse vorliegen.

2. Liegt die Kurve $\mathfrak{P}_2/\mathfrak{P}_1 = f(\omega)$ auf der reellen Achse, so stellen sich Pendelungen gleichbleibender Amplitude ein, die Regelung ist also labil.

3. Schneidet die Kurve $\mathfrak{P}_2/\mathfrak{P}_1 = f(\omega)$ die reelle Achse ein oder mehrere Male, so ist für die Beurteilung der Stabilitätsverhältnisse die Lage des Punktes (1,0) zu den Schnittpunkten maßgebend. Ist die Regelung stabil, so liegt der Punkt (1,0) links vom Schnittpunkt bzw. links von den zwei nächstliegenden Schnittpunkten, wenn davon mehrere vorhanden sind (II Abb. 58). Liegt (1,0) rechts vom Schnittpunkt bzw. von den zwei nächstliegenden Schnittpunkten oder in einem der Schnittpunkte, so ist die Regelung labil (I Abb. 58).

Dabei bedeutet, wie bereits gesagt, „rechts bzw. links der Kurve“ das Gebiet, das rechts bzw. links liegt, wenn wir uns auf der Kurve $\mathfrak{P}_2/\mathfrak{P}_1 = f(\omega)$ für reelle Frequenzen im Sinne wachsender Werte für ω fortbewegen.

Die Kurve $\mathfrak{P}_2/\mathfrak{P}_1 = f(\omega)$ zu berechnen, macht nun bei etwas verwickelteren Regelungen sehr viel Arbeit und außerdem ist aus der Kurve, die man erhält, wieder nicht viel über den Einfluß der verschiedenen Konstanten der Regelung zu entnehmen. Man weiß, wie auch nach der im vorigen Abschnitt behandelten Methode, eben nur, ob die Regelung stabil oder labil ist. Wir wollen daher etwas anders vorgehen. Wir ermitteln $\mathfrak{P}_1 = f_1(\omega)$ und $\mathfrak{P}_2 = f_2(\omega)$ getrennt, tragen beide Größen wieder in der komplexen Ebene auf und können dann auch sehr schnell übersehen, ob die für stabile Regelung erforderlichen Bedingungen für $\mathfrak{P}_2/\mathfrak{P}_1 = f(\omega)$ erfüllt sind. Daneben können wir aber aus der Konstruktion von \mathfrak{P}_2 und \mathfrak{P}_1 , wie sich zeigen wird, noch sehr schön den Einfluß der verschiedenen Reglerkonstanten erkennen.

21. Ermittlung der erforderlichen Kraft \mathfrak{P}_1 am Meßwerkern für Schwingungen verschiedener Frequenz.

a) Direkter Regler und indirekter Regler ohne Rückführung.

Wir betrachten zunächst ein astatisches Meßwerk mit vorübergehender Statik und einer direkten Bremse nach Abb. 60. Der Meßwerkern soll harmonische Schwingungen verschiedener Frequenzen ausführen. Wir nehmen bei den verschiedenen Frequenzen nicht konstante Amplituden des Weges (\ddot{x}), sondern der Geschwindigkeit (\mathfrak{P}) an und ermitteln die Kraft \mathfrak{P}_1 bei den verschiedenen Frequenzen. Die zwei Kräftegleichungen, die wir vorerst nochmals als Differentialgleichungen anschreiben, lauten: Gl. (184) ergänzt durch die Kraft für die direkte Bremse und Gl. (119)

$$(216) \quad \lambda_0 \frac{P_0}{U_0} \cdot U_1 - c_f(x_1 - y_1) - c_k \cdot \frac{dx_1}{dt} - M \cdot \frac{d^2x_1}{dt^2} = 0,$$

$$(217) \quad c_f(x_1 - y_1) = c_{kf} \cdot \frac{dy_1}{dt}.$$

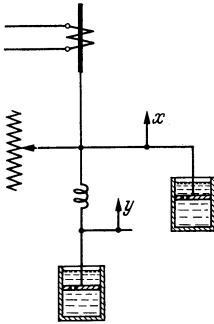


Abb. 60. Astaticsches Meßwerk mit vorübergehender Statik und direkter Bremse.

$\lambda_0 \frac{P_0}{U_0} \cdot U_1$ ist dabei die gesuchte Kraft, die bei bestimmter Pendelung erforderlich ist.

Es ist nun, bevor wir zu den komplexen Gleichungen übergehen, zweckmäßig, wenn wir eine der mechanischen Anordnung (Abb. 60) entsprechende Schaltung mit Widerständen, Selbstinduktionen und Kapazitäten suchen. Der Elektrotechniker ist gewohnt, in der Wechselstromtechnik dauernd mit solchen Schaltungen zu arbeiten, und er kann daher im allgemeinen viel schneller übersehen, was die Änderung etwa eines Ohmschen Widerstandes oder einer Kapazität in einer Schaltung bedeutet, als in der mechanischen Anordnung die Änderung der

einen oder anderen Bremse, der Masse oder der Feder.

Wir lassen entsprechen:

Kraft \rightarrow	Spannung (u)
Weg (x, y) \rightarrow	Elektrizitätsmenge (q)
Geschwindigkeit ($\frac{dx}{dt}$)	Strom ($\frac{dq}{dt} = i$)
Bremskraft ($c_k \cdot \frac{dx}{dt}$)	Ohmsche Teilspannung ($R \cdot \frac{dq}{dt}$)
Federkraft ($c_f \cdot x$)	kapazitive Teilspannung ($\frac{1}{C} \cdot q$)
Beschleunigungskraft ($M \cdot \frac{d^2x}{dt^2}$)	Induktive Teilspannung ($L \cdot \frac{d^2q}{dt^2}$).

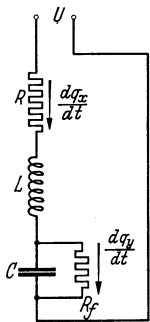


Abb. 61. Elektrisches Ersatzschaltbild für das Meßwerk nach Abb. 60.

Wir bekommen damit die den Gl. (216) und (217) entsprechenden elektrischen Gleichungen:

$$(218) \quad u - \frac{1}{C}(q_x - q_y) - R \frac{dq_x}{dt} - L \frac{d^2q_x}{dt^2} = 0,$$

$$(219) \quad \frac{1}{C}(q_x - q_y) = R_f \frac{dq_y}{dt}.$$

Abb. 61 zeigt die diesen Gleichungen entsprechende Schaltung, und wir können sofort die Vektorgleichung für die Spannungen anschreiben, wobei der Einschwingvorgang außer acht gelassen wird:

$$(220) \quad \Im_x (R + j\omega L) + \Im_y R_f = \mathbb{1}.$$

$$(221) \quad \Im_x (R + j\omega L) + (\Im_x - \Im_y) \frac{1}{j\omega C} = \mathbb{1}.$$

Das zugehörige Zeigerdiagramm zeigt Abb. 62.

Wenn wir nun \Im_x konstant lassen und die Frequenz von 0 bis ∞ variieren, bewegt sich der Endpunkt des Vektors \Im_y auf dem eingezeichneten Kreis. Entsprechend ändert auch die Spannung $\Im_y \cdot R_f$ Größe und Richtung. $j\omega L \Im_x$ wächst proportional mit der Frequenz von 0 bis ∞ an. Abb. 63 zeigt das Diagramm bei veränderlicher Frequenz,

wobei die Reihenfolge der Spannungen wegen der einfacheren Konstruktion anders als bei Abb. 62 gewählt wurde. Für eine bestimmte Frequenz sind die Einzelspannungen eingezeichnet. Da $\operatorname{tg} \beta = \omega C R_f = \omega T_c$ (wobei T_c die Ladezeitkonstante der Kapazität mit dem Widerstand R_f bedeutet), wird

$$(222) \quad \omega = \frac{\operatorname{tg} \beta}{T_c}.$$

Wird in irgendeinem Maßstab die Strecke $a = 1/T_c$ gemacht, so ergibt die Strecke

$$(223) \quad b = a \cdot \operatorname{tg} \beta = \frac{\operatorname{tg} \beta}{T_c} = \omega$$

die Frequenz im gleichen Maßstab wie $1/T_c$. Sofort kann dann auch der Absolutbetrag $I_x \cdot \omega L = c$ gerechnet werden oder aber auch graphisch nach Abb. 63 ermittelt werden. Wird $d = I_x \cdot \frac{L}{T_c}$ gemacht, so ergibt sich damit auch sofort c .

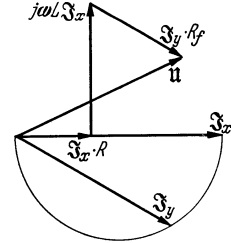


Abb. 62. Zeigerdiagramm für die Schaltung nach Abb. 61 bei bestimmter Frequenz.

Wir können nunmehr wieder zurück zu unserer mechanischen Anordnung (Abb. 60) gehen und die Gl. (216) und (217) komplex wie bei unserer elektrischen Schaltung anschreiben. Wir bekommen:

$$(224) \quad \mathfrak{I}_x (c_k + j \omega M) + \mathfrak{I}_y c_{kf} = \mathfrak{F}_1,$$

$$(225) \quad \mathfrak{I}_x (c_k + j \omega M) + (\mathfrak{I}_x - \mathfrak{I}_y) \frac{c_f}{j \omega} = \mathfrak{F}_1$$

und mit den spezifischen Konstanten und beide Seiten durch $\frac{2P_0 \cdot \mathfrak{I}_x}{H}$ dividiert, wobei zu beachten ist, daß

$$(226) \quad \mathfrak{I}_y = \mathfrak{I}_x \frac{1}{1 + j \omega \frac{T_{kf}}{\delta_{v0}}} = \mathfrak{I}_x \frac{1}{1 + j \omega T_r}$$

wird:

$$(227) \quad (T_k + j \omega T_f^2) + \frac{T_{kf}}{1 + j \omega T_r} = \frac{\mathfrak{F}_1 \cdot H}{2P_0 \cdot \mathfrak{I}_x} = \mathfrak{I}_1.$$

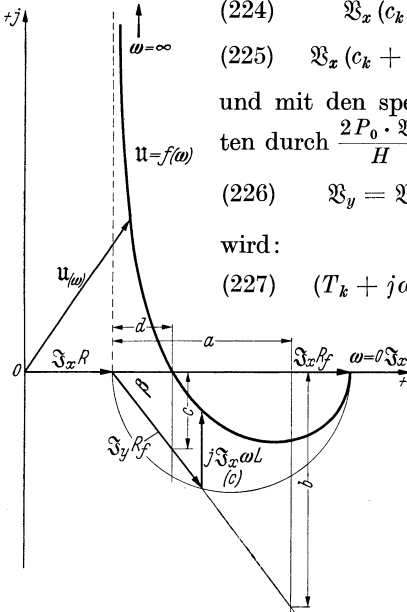


Abb. 63. Ortsdiagramm für den Endpunkt des Spannungszeigers bei konstantem Strom I_x und Frequenzen zwischen $\omega = 0$ und $\omega = \infty$.

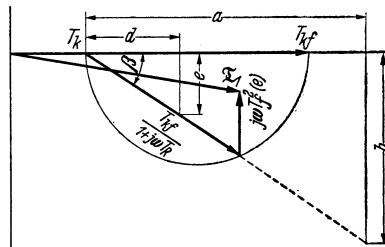
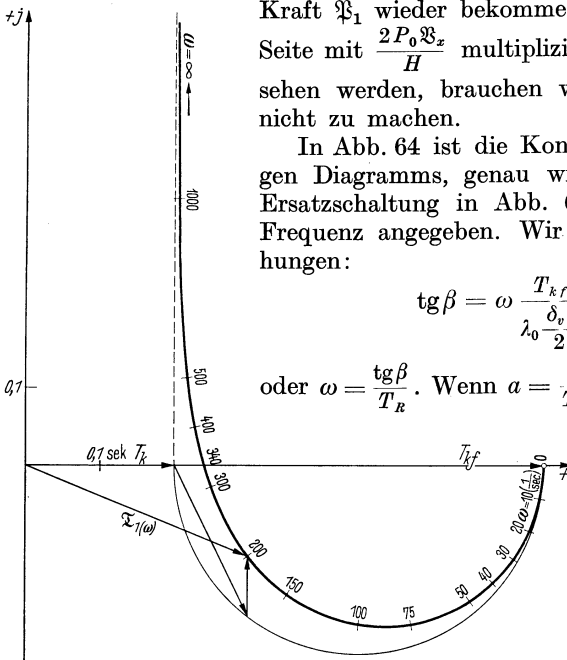


Abb. 64. Konstruktion des Zeigers \mathfrak{I}_1 bei Meßwerk nach Abb. 60 für bestimmte Frequenz.

Wir haben jetzt allerdings an Stelle der Kräftegleichung eine Zeitgleichung. Das stört uns aber nicht, wir können ja jederzeit die gesuchte



Kraft \mathfrak{B}_1 wieder bekommen, wenn wir die rechte Seite mit $\frac{2P_0\mathfrak{B}_x}{H}$ multiplizieren. Wie wir später sehen werden, brauchen wir das aber praktisch nicht zu machen.

In Abb. 64 ist die Konstruktion des zugehörigen Diagramms, genau wie bei der elektrischen Ersatzschaltung in Abb. 63, für eine bestimmte Frequenz angegeben. Wir haben folgende Beziehungen:

$$\operatorname{tg} \beta = \omega \frac{T_{kf}}{\lambda_0 \frac{\delta_{v0}}{2}} = \omega T_R$$

oder $\omega = \frac{\operatorname{tg} \beta}{T_R}$. Wenn $a = \frac{1}{T_R}$ in irgend einem Maß-

$$\begin{aligned} T_k &= 0,2 \text{ sec} & T_R &= 0,01 \text{ sec} \\ T_{kf} &= 0,5 \text{ sec} & T_f &= 0,02 \text{ sec} \end{aligned}$$

Abb. 65. Geometrischer Ort für den Endpunkt von \bar{X}_1 bei astatischem Meßwerk mit vorübergehender Statik und direkter Bremse bei Frequenzen zwischen $\omega = 0$ und $\omega = \infty$.

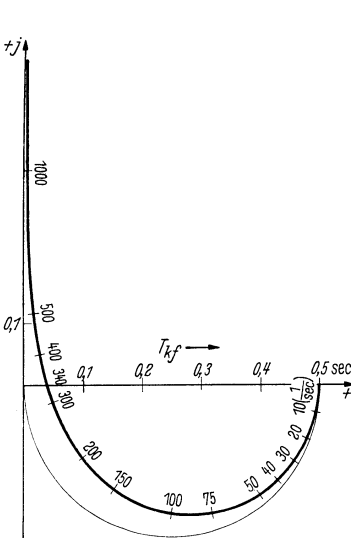


Abb. 66. Geometrischer Ort für den Endpunkt von \bar{X}_1 wie bei Abb. 65, aber ohne direkte Bremse ($T_k = 0$).

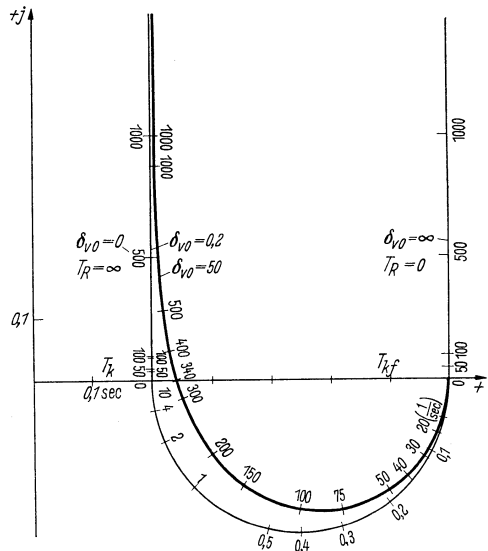


Abb. 67. Geometrischer Ort für den Endpunkt von \bar{X}_1 wie bei Abb. 65, aber bei verschiedener vorübergehender Statik.

stabe gemacht wird, ist also $b = \omega$ (im gleichen Maßstab). Auch ωT_f^2 kann graphisch sehr schnell ermittelt werden. Man macht: $d = \frac{T_f^2}{T_R}$, dann wird $e = d \cdot \operatorname{tg} \beta = \frac{T_f^2}{T_R} \omega \cdot T_R = T_f^2 \cdot \omega$. Allerdings wird im allgemeinen $\frac{T_f^2}{T_R}$ sehr klein, und es ist dann zweckmäßiger $T_f^2 \cdot \omega$ zu rechnen, nachdem man ω aus dem $\operatorname{tg} \beta$ ermittelt hat.

Abb. 65 zeigt den geometrischen Ort für den Endpunkt des Vektors \mathfrak{X}_1 bei Frequenzen von $\omega = 0$ bis $\omega = \infty$. Bei $\omega = 0$ geht die Kurve durch $(T_k + T_{kf}) + j0,0$, bei $\omega = \infty$ durch $T_k + j\infty$.

Aus dem Diagramm (Abb. 65) lassen sich nun ohne weiteres die verschiedenen Spezialfälle, wie $T_k = 0$ (Abb. 66) ohne direkte Ölbremse (Abb. 44) oder $\delta_{v0} = \infty$ (Abb. 67) (starre Verbindung zwischen Kern und Bremse, Abb. 31) ableiten. Abb. 67 zeigt außerdem den Einfluß von δ_{v0} , also der vorübergehenden Statik.

Hat das Meßwerk außer der vorübergehenden Statik auch noch eine dauernde, was in unserem Ersatzschaltbild (Abb. 61) bedeutet, daß in Reihe mit R und L noch eine Kapazität C liegt, so ändert sich Gl. (227) in:

$$(228) \quad \left(T_k + j\omega T_f^2 + \frac{\lambda_0 \frac{\delta_0}{2}}{j\omega} \right) + \frac{T_{kf}}{1 + j\omega T_R} = \mathfrak{X}_1,$$

Den geometrischen Ort für \mathfrak{X}_1 zeigt in diesem Fall Abb. 68.

Die Strecke f entspricht jeweils der Differenz $\left(\omega T_f^2 - \frac{\lambda_0 \frac{\delta_0}{2}}{\omega} \right) = f$. Im Schnittpunkt mit dem Kreis ist Resonanz zwischen Feder und Masse vorhanden, also

$$(229) \quad \omega T_f^2 = \frac{\lambda_0 \frac{\delta_0}{2}}{\omega} \quad \text{oder} \quad \omega = \sqrt{\frac{\lambda_0 \frac{\delta_0}{2}}{T_f^2}}.$$

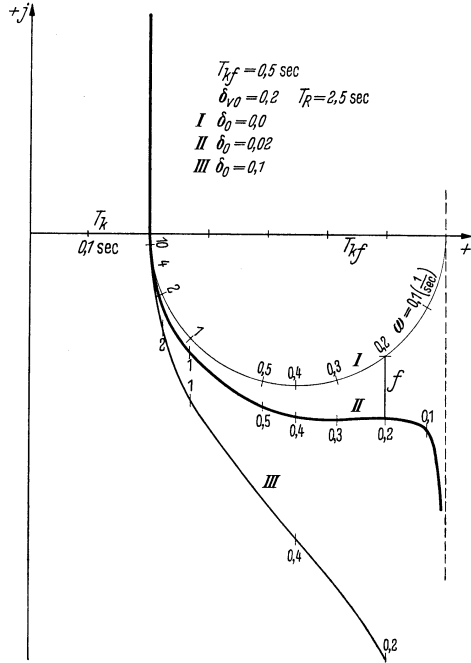


Abb. 68. Geometrischer Ort für den Endpunkt von \mathfrak{X}_1 wie bei Abb. 65, aber mit (verschiedener) dauernder Statik.

b) Indirekter Regler mit Rückführung.

Die mechanische Anordnung bei astatischem Meßwerk mit vorübergehender Statik zeigt Abb. 69 und das entsprechende Ersatzschaltbild Abb. 70. Die Vektorgleichungen, die wir jetzt von vornherein als mechanische Gleichungen ansetzen, lauten

$$(230) \quad \mathfrak{B}_x (c_k + j\omega M) + (\mathfrak{B}_y - \mathfrak{B}_z) c_{kf} = \mathfrak{F}_1,$$

$$(231) \quad \mathfrak{B}_x (c_k + j\omega M) + (\mathfrak{B}_x - \mathfrak{B}_y) \frac{c_r}{j\omega} = \mathfrak{F}_1.$$

Wir wollen nun hier bei Aufstellung unseres Diagramms nicht annehmen, daß $\mathfrak{B}_x = \text{const}$, sondern daß $(\mathfrak{B}_x - \mathfrak{B}_z) = \text{const}$. Wir nehmen also nicht an, daß die Amplitude der absoluten Kerngeschwindigkeit, sondern nur die der relativen gegenüber dem Zylinder der Ölbremse konstant bleibt. Führen wir entsprechend S. 46 ein:

$$\mathfrak{B}_r = \mathfrak{B}_x - \mathfrak{B}_z \quad \text{und} \quad \mathfrak{B}_s = \mathfrak{B}_y - \mathfrak{B}_z,$$

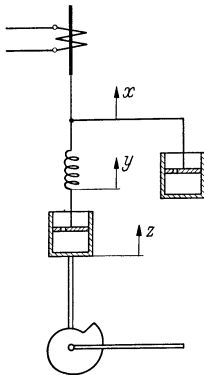


Abb. 69. Meßwerk beim indirekten Regler mit nachgiebiger Rückführung und direkter Bremse des Meßwerkes.

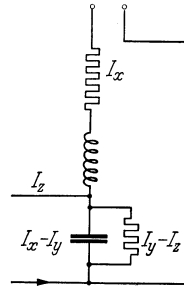


Abb. 70. Elektrisches Ersatzschaltbild für die Anordnung nach Abb. 69.

so werden unsere Gl. (230) und (231)

$$(232) \quad \mathfrak{B}_r (c_k + j\omega M) + \mathfrak{B}_z (c_k + j\omega M) + \mathfrak{B}_s c_{kf} = \mathfrak{F}_1.$$

$$(233) \quad \mathfrak{B}_r (c_k + j\omega M) + \mathfrak{B}_z (c_k + j\omega M) + (\mathfrak{B}_r - \mathfrak{B}_s) \frac{c_r}{j\omega} = \mathfrak{F}_1.$$

Die beiden Gleichungen entsprechen bis auf das zusätzlich hier noch auftretende Glied $\mathfrak{B}_z (c_k + j\omega M)$ den Gl. (224) und (225), wenn wir an Stelle der Relativgeschwindigkeit gegen den Bremszylinder die Absolutgeschwindigkeit setzen.

Das Glied $\mathfrak{B}_z (c_k + j\omega M)$ wird bestimmt durch die Bewegung des Verstellwerkes, weil ja z direkt proportional dem Verstellwinkel α [Gl. (155)] oder bei anderer Anordnung proportional dem Verstellweg anzunehmen ist. Über das Verstellwerk können wir aber vorläufig nichts aussagen. Wir ermitteln daher nicht \mathfrak{F}_1 , sondern

$$(234) \quad \mathfrak{F}_1 - \mathfrak{B}_z (c_k + j\omega M) = \mathfrak{F}'_1$$

und berücksichtigen das Glied mit \mathfrak{B}_z später bei der Ermittlung von der aus der Schwingung des Meßwerkkerne relativ zum Bremszylinder

resultierenden Kraft. Aus den Gl. (232) und (233) erhalten wir nun, wenn wir die spezifischen Konstanten einsetzen und durch $\frac{2 P_0 \mathfrak{B}_r}{H}$ dividieren:

$$(235) \quad (T_k + j\omega T_f^2) + \frac{T_{kr}}{1 + j\omega T_R} = \mathfrak{X}'_1,$$

und wir bekommen die gleichen Diagramme wie in Abb. 64 bis 67.

22. Ermittlung der aus den Pendelungen des Meßwerk­kerns resultierenden Kraft \mathfrak{B}_2 am Meßwerk.

a) Direkter Regler bei unmittelbarer und mittelbarer Regelung.

Wir nehmen zuerst bei der *unmittelbaren Regelung* nach Abb. 3 wieder an, daß der Meßwerk­kern Schwingungen konstanter Geschwindigkeitsamplituden und verschiedener Frequenz ausführt und ermitteln die dadurch verursachte Pendelung der magnetischen Kraft \mathfrak{B}_2 des Meßwerkes. Nach unserer Methode müssen wir diese Kraft dann vergleichen mit der im letzten Abschnitt gefundenen, für die Meßwerkpendelung erforderlichen Kraft \mathfrak{B}_1 .

Der Weg des Meßwerk­kerns x wird:

$$(236) \quad x = \int v_x \cdot dt + C,$$

oder, da wir Sinusschwingungen für v annehmen, können wir die Gleichung auch als Vektorgleichung anschreiben, wobei wir, wie bisher immer, den Einschwingvorgang nicht mit betrachten,

$$(237) \quad \mathfrak{X} = -\frac{j}{\omega} \mathfrak{B}_x,$$

und da nach Gl. (175) $U_1 = -k_1 \cdot x_1$ und nach Gl. (71) die durch U_1 verursachte magnetische Kraft, also die gesuchte Kraft $P_2 = \lambda_0 \frac{P_0}{U_0} U_1$ ist, bekommen wir:

$$(238) \quad \mathfrak{B}_x \frac{j}{\omega} \lambda_0 \frac{P_0}{U_0} \cdot k_1 = \mathfrak{B}_2$$

oder mit den spezifischen Konstanten:

$$(239) \quad \mathfrak{B}_x \frac{j}{\omega} \lambda_0 \frac{P_0}{H} \cdot \varepsilon_0 = \mathfrak{B}_2$$

und als Zeitgleichung:

$$(240) \quad \frac{j}{\omega} \lambda_0 \frac{\varepsilon_0}{2} = \frac{\mathfrak{B}_2 \cdot H}{2 P_0 \cdot \mathfrak{B}_x} = \mathfrak{X}_2.$$

Da auch hier die Kraft \mathfrak{B}_2 mit dem gleichen Faktor $\frac{H}{2 P_0 \mathfrak{B}_x}$ multipliziert ist, mit dem auch \mathfrak{B}_1 multipliziert war, können wir direkt die Zeitvektoren \mathfrak{X}_1 und \mathfrak{X}_2 vergleichen.

Der geometrische Ort für \mathfrak{X}_2 wird hier bei der unmittelbaren Regelung nach Gl. (240) die imaginäre Achse (Abb. 73 $\lambda_0 \frac{\varepsilon_0}{2} T_{Ig} = 0$).

Bei *mittelbarer Regelung* 1. Ordnung etwa nach Abb. 31 gilt auch die Gl. (237) für den Weg des Meßwerk­kerns.

Der durch das Pendeln des Meßwerkernes hervorgerufene Erregerstrom des Generators wird nach Gl. (67)

$$(241) \quad \mathfrak{S} = \frac{j\mathfrak{B}_x \cdot k_1}{\omega(R + j\omega L)},$$

die Generatorspannung nach Gl. (73) und (241)

$$(242) \quad \mathfrak{U} = \frac{j\mathfrak{B}_x \cdot k_1 \cdot k_2}{\omega(R + j\omega L)}$$

und die gesuchte Kraft \mathfrak{B}_2 nach Gl. (75) erstes Glied

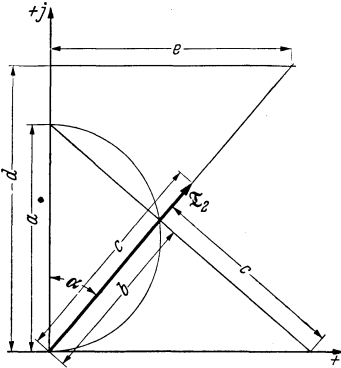


Abb. 71. Konstruktion des Zeigers \mathfrak{X}_2 bei mittelbarer Regelung 1. Ordnung.

$$(243) \quad \mathfrak{B}_2 = \frac{j\mathfrak{B}_x k_1 k_2 \lambda_0 \frac{P_0}{U_0}}{\omega(R + j\omega L)}$$

und mit den spezifischen Konstanten:

$$(244) \quad \mathfrak{B}_2 = \frac{j\mathfrak{B}_x \lambda_0 \varepsilon_0 P_0}{\omega(1 + j\omega T_I) \cdot H}$$

und daraus

$$(245) \quad \mathfrak{X}_2 = \frac{j\lambda_0 \frac{\varepsilon_0}{2}}{\omega(1 + j\omega T_I)}.$$

In Abb. 71 ist gezeigt, wie \mathfrak{X}_2 sehr schnell ohne Rechnung graphisch

ermittelt werden kann. Man macht $a = \lambda_0 \frac{\varepsilon_0}{2} T_I$, und es wird dann $b = a \cdot \cos \alpha = \lambda_0 \frac{\varepsilon_0}{2} T_I \cdot \cos \alpha$, und da $\operatorname{tg} \alpha = \frac{\omega L}{R} = \omega T_I$ ist, ent-

spricht b dem Absolutwert von $\frac{j\lambda_0 \frac{\varepsilon_0}{2}}{(1 + j\omega T_I)}$ und $c = \frac{b}{\operatorname{tg} \alpha} = \frac{b}{\omega T_I}$ dem

Absolutwert von $\frac{j\lambda_0 \frac{\varepsilon_0}{2}}{\omega(1 + j\omega T_I)}$. Trägt man also unter dem Winkel α die Strecke c ab, so hat man den Endpunkt des Vektors gefunden. Macht man außerdem $d = 1/T_I$ wieder in irgendeinem Maßstab, so wird $\omega = \operatorname{tg} \alpha / T_I = e$ und kann im Maßstab von $1/T_I$ abgelesen werden.

Abb. 72 zeigt den geometrischen Ort von \mathfrak{X}_2 bei Frequenzen von 0 bis ∞ . Die Kurve geht asymptotisch an die Gerade $+ \lambda_0 \frac{\varepsilon_0}{2} T_I$ heran. Für einen Wert \mathfrak{X}_{2a} ist die Ermittlung von ω nochmals gezeigt.

Abb. 73 zeigt eine Kurvenschar für verschiedene Werte von $\lambda_0 \frac{\varepsilon_0}{2} T_I$.

Bei der *mittelbaren Regelung* 2. Ordnung etwa eines Generators über eine Erregermaschine nach Abb. 56 ergibt sich für \mathfrak{X}_2 , wie sich sehr einfach wieder durch Aufstellen der Teilgleichungen ermitteln läßt, die Vektorgleichung

$$(246) \quad \mathfrak{X}_2 = \frac{j\lambda_0 \frac{\varepsilon_0}{2}}{\omega(1 + j\omega T_I)(1 + j\omega T_{II})}.$$

Dabei ist T_{II} die bei der Regelung wirksame Zeitkonstante des Erregerkreises der Erregermaschine, also des zweiten Verstellwerkes nach S. 56.

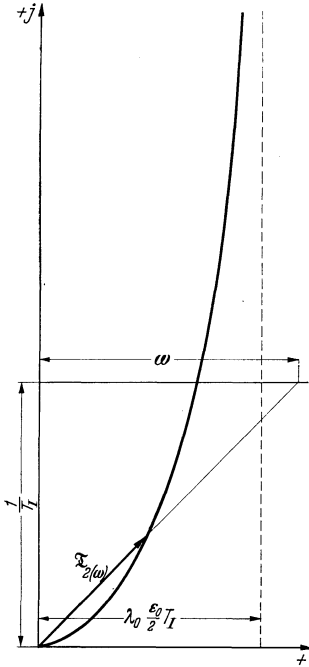


Abb. 72. Geometrischer Ort für den Endpunkt von \mathfrak{X}_2 bei mittelbarer Regelung 1. Ordnung.

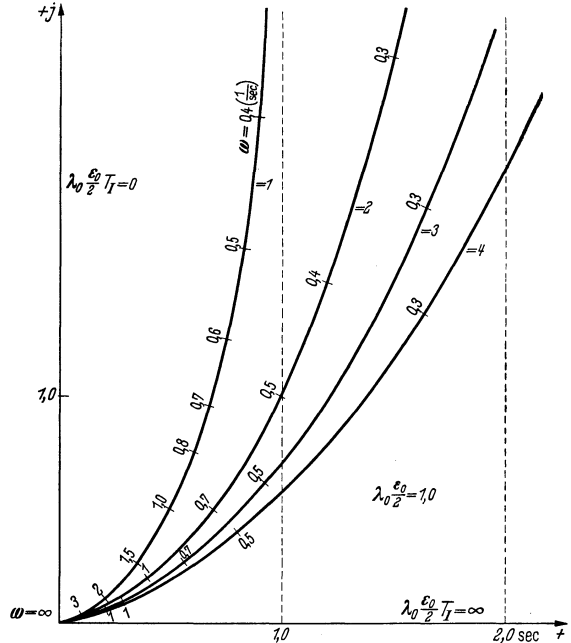


Abb. 73. Geometrischer Ort für den Endpunkt von \mathfrak{X}_2 bei mittelbarer Regelung 1. Ordnung und verschiedenen Werten für $\lambda_0 \frac{\epsilon_0}{2} T_I$.

Abb. 74 zeigt die Konstruktion des Vektors \mathfrak{X}_2 für bestimmte Frequenz nach Gl. (246). \mathfrak{X}'_2 ist der Zeitvektor, der bei mittelbarer Regelung 1. Ordnung entsprechend Abb. 71 auftreten würde, und \mathfrak{X}_2 ist der gesuchte Zeitvektor. Der Winkel β ergibt sich aus der Beziehung

$$(247) \quad \frac{\operatorname{tg} \beta}{\operatorname{tg} \alpha} = \frac{T_{II}}{T_I}.$$

Die ganze Ortskurve für \mathfrak{X}_2 bei Frequenzen von 0 bis ∞ und verschiedene Verhältnisse T_{II}/T_I zeigt Abb. 75.

Bei mittelbaren Regelungen beliebiger Ordnung treten, wie sich auch einfach nachweisen läßt, im Nenner von Gl. (246) noch weitere Faktoren $(1 + j\omega T_n)$ auf, und zwar so viele, als Verstellwerke, also auch Verstellwerkszeitkonstanten vorhanden sind. Die Konstruktion bei Regelungen höherer Ordnung entspricht Abb. 74, nur treten dann noch weitere Winkel γ, δ usw. auf, und es muß

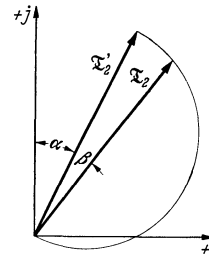


Abb. 74. Konstruktion des Zeigers \mathfrak{X}_2 bei mittelbarer Regelung 2. Ordnung.

immer sein

$$(248) \quad \operatorname{tg} \alpha : \operatorname{tg} \beta : \operatorname{tg} \gamma : \dots = T_I : T_{II} : T_{III} \dots$$

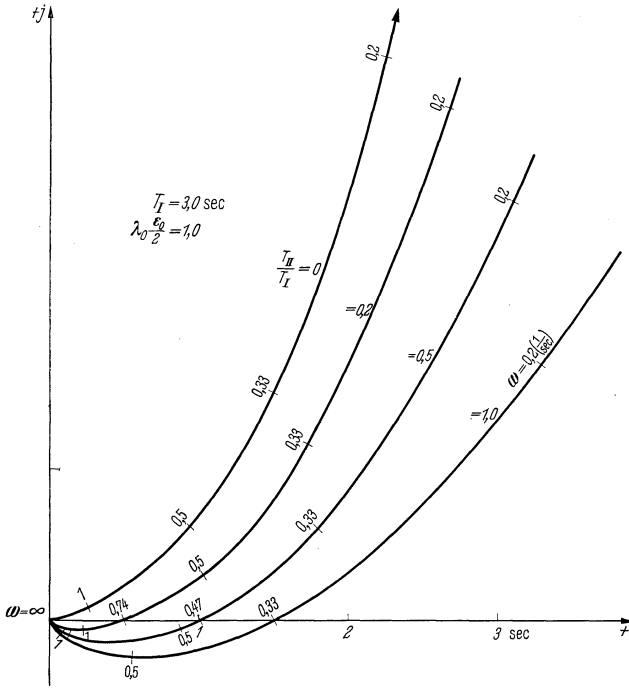


Abb. 75. Geometrischer Ort für den Endpunkt von \mathfrak{X}_2 bei mittelbarer Regelung 2. Ordnung bei verschiedenem Verhältnis T_{III}/T_I .

In Abb. 76 a, b ist z. B. die einer Regelung 3. Ordnung entsprechende Kurve für den geometrischen Ort von \mathfrak{X}_2 aufgezeichnet. Es ist zweckmäßig bei der Konstruktion von $\mathfrak{X}_2 = f_2(\omega)$ mit der größten Zeitkonstante zu beginnen.

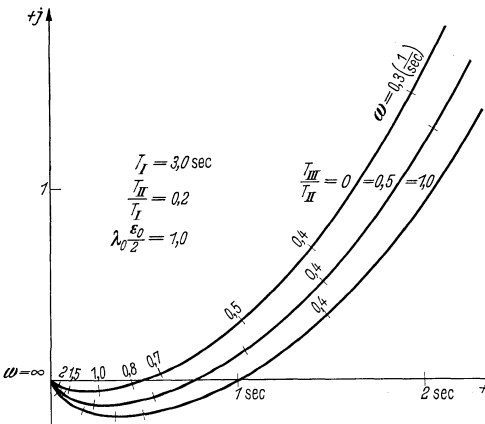


Abb. 76a. Geometrischer Ort für den Endpunkt von \mathfrak{X}_2 bei mittelbarer Regelung 3. Ordnung bei verschiedenem Verhältnis T_{III}/T_{II} .

b) Indirekter Regler bei mittelbarer Regelung verschiedener Ordnung.

Bei mittelbarer Regelung 1. Ordnung ohne Rückführung nach Abb. 47 liegen die Verhältnisse einfach. Der Weg des Meßwerkerns wird, wenn wir wieder eine bestimmte Amplitude der Geschwindig-

keitspendelung \mathfrak{X}_x des Kernes annehmen, wie bei Gl. (237)

$$(249) \quad \mathfrak{X} = -\frac{j}{\omega} \mathfrak{X}_x.$$

Da

$$(250) \quad \frac{d\alpha_1}{dt} = -c_t x_1,$$

nach Gl. (135),

$$(251) \quad \alpha_1 = \frac{U_1}{k_3 \cdot U_a},$$

$$(252) \quad \frac{dU_1}{dt} = -k_3 \cdot U_a \cdot c_t x_1$$

nach Gl. (137) und die durch U_1 verursachte magnetische Kraft P_2 wieder gleich $\lambda_0 \frac{P_0}{U_0} U_1$ wird, bekommen wir

$$(253) \quad \mathfrak{X}_2 = \lambda_0 \frac{P_0}{U_0} k_3 U_a \cdot c_t \frac{\mathfrak{X}_x}{\omega^2}$$

und mit den spezifischen Konstanten

$$(254) \quad \mathfrak{X}_2 = \frac{\lambda_0 \frac{\varepsilon_0}{2}}{\omega^2 T_{sh}}.$$

Der geometrische Ort für den Endpunkt wird damit einfach die reelle Achse, er entspricht in der Abb. 73 dem Fall unendlich großer Zeitkonstante bzw. $\lambda_0 \frac{\varepsilon_0}{2} \cdot T_I = \infty$.

Betrachten wir jetzt eine mittelbare Regelung 2. Ordnung, wobei angenommen werden soll, daß die Zeitkonstante des zweiten Verstellwerkes T_{II} nicht ∞ groß sein soll, also etwa einer Regelung Abb. 2 entsprechend, so wird unsere Vektorgleichung für \mathfrak{X}_2 :

$$(255) \quad \mathfrak{X}_2 = \frac{j \lambda_0 \frac{\varepsilon_0}{2}}{\omega (j \omega T_{sh}) (1 + j \omega T_{II})}.$$

Die Konstruktion der zugehörigen Ortskurve zeigt Abb. 77 und die Ortskurve selbst Abb. 78. Selbstverständlich kann auch hier, ähnlich wie in Abb. 74 gezeigt, auch das Ortsdiagramm für Regelungen beliebiger Ordnung einfach konstruiert werden.

Bei der mittelbaren Regelung mit Rückführung z. B. nach Abb. 52 ist bei der Ermittlung von \mathfrak{X}_2 noch das Glied $\mathfrak{X}_2(c_k + j \omega M)$ aus Gl. (232) und (233) zu berücksichtigen. Wir subtrahieren also auch hier von der magnetischen Kraft \mathfrak{X}_2 , die durch die Pendelung des Meßwerkkerens

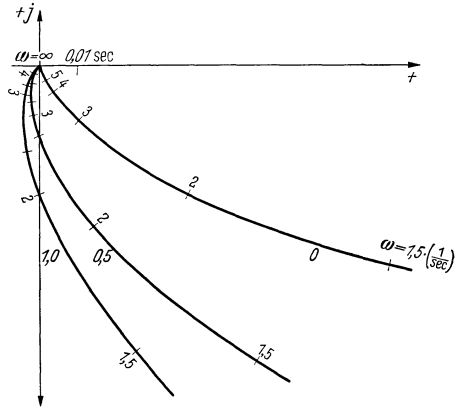


Abb. 76b. Wie Abb. 76a, aber 20fach vergrößert.

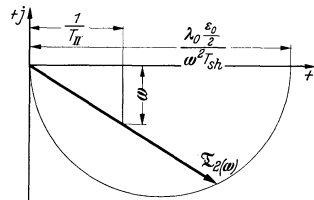


Abb. 77. Konstruktion des Zeigers \mathfrak{X}_2 bei mittelbarer Regelung 2. Ordnung mit indirektem Regler ohne Rückführung.

relativ zum Bremszylinder verursacht wird ($\mathfrak{B}_r = \mathfrak{B}_x - \mathfrak{B}_z$), die durch die Pendelung des Bremszylinders \mathfrak{B}_z hervorgerufene Kraft auf den Kern $\mathfrak{B}_z(c_k + j\omega M)$ und bezeichnen mit $\mathfrak{B}'_2 = \mathfrak{B}_2 - \mathfrak{B}_z(c_k + j\omega M)$. Die Kraft \mathfrak{B}_2 ergibt sich aus Gl. (253). Wir ersetzen aber dort noch \mathfrak{B}_x , also

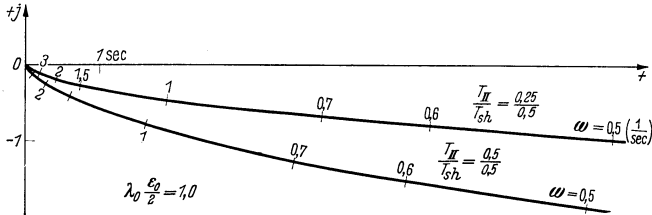


Abb. 78. Geometrischer Ort für den Endpunkt von \mathfrak{X}_2 bei mittelbarer Regelung 2. Ordnung mit indirektem Regler ohne Rückführung und verschiedenem Verhältnis $T_{II}/T_s h$.

die Absolutgeschwindigkeit des Kernes, durch die auch bei der Ermittlung von \mathfrak{B}_1 konstant gehaltene Relativgeschwindigkeit \mathfrak{B}_r des Kernes gegen den Zylinder. Da

$$(256) \quad \mathfrak{B}_x = \mathfrak{B}_r + \mathfrak{B}_z$$

und nach Gl. (155), (135) und (237)

$$(257) \quad \mathfrak{B}_z = \frac{j c_i \cdot c_r}{\omega} \mathfrak{B}_x,$$

wird

$$(258) \quad \mathfrak{B}_x = \frac{j \omega \mathfrak{B}_r}{(c_i c_r + j \omega)}$$

und damit, da $\frac{dU_1}{dt} = -k_3 \cdot U_a c_i \cdot x_1$ nach Gl. (252) und $P_2 = \lambda_0 \frac{P_0}{U_0} \cdot U_1$:

$$(259) \quad \mathfrak{B}_2 = \frac{j \lambda_0 \frac{P_0}{U_0} k_3 U_a \cdot c_i \mathfrak{B}_r}{\omega (c_i c_r + j \omega)}$$

und mit den spezifischen Konstanten (für die Reglerzeitkonstante T_I ist einfach T_I gesetzt):

$$(260) \quad \mathfrak{X}_2 = \frac{j \lambda_0 \frac{\epsilon_{v0}}{2}}{\omega (1 + j \omega T_I)}.$$

Die Gl. (260) entspricht vollkommen der Gl. (245), nur tritt an Stelle des ganzen Regelbereiches (ϵ_0) hier der vorübergehende (ϵ_{v0}) auf. Bei Regelung höherer Ordnung tritt, genau wie bei der Regelung mit direktem Regler, mit jedem neu hinzukommenden Verstellwerk im Nenner ein weiterer Faktor von der Form $(1 + j \omega T_n)$ hinzu. Es gelten also auch hier die Kurven in Abb. 72 bis 76.

Wenn wir \mathfrak{X}'_{2z} haben wollen, müssen wir vom Vektor \mathfrak{X}_2 noch den Vektor $\mathfrak{X}_{2z} = \frac{\mathfrak{B}_z(c_k + j \omega M)}{\mathfrak{B}_r \frac{2 P_0}{H}}$ subtrahieren, weil ja auch \mathfrak{B}_2 durch

$\mathfrak{B}_r \frac{2 P_0}{H}$ dividiert den Vektor \mathfrak{X}_2 ergibt. Da nun

$$(261) \quad \mathfrak{B}_z = - \frac{\mathfrak{B}_r}{1 + j \omega T_I}$$

nach Gl. (257) und (258) wird mit spezifischen Konstanten

$$(262) \quad \mathfrak{X}_{2z} = -\frac{T_k + j\omega T_f^2}{1 + j\omega T_f} = -(\mathfrak{X}_{2za} + \mathfrak{X}_{2zb}).$$

Auf Abb. 79 ist die einfache Konstruktion der Vektoren, die ja zu \mathfrak{X}_2 zu addieren sind, zu ersehen. a entspricht dem Absolutwert von $\frac{j\frac{T_f^2}{T_f}}{1 + j\omega T_f}$ und $b = a \cdot \operatorname{tg} \alpha = a \cdot \omega T_f$ (nach S. 70) gleich dem Absolutwert von $\frac{j\omega T_f^2}{1 + j\omega T_f}$, also von \mathfrak{X}_{2zb} . Die Konstruktion von \mathfrak{X}_{2za} geht ebenfalls aus Abb. 79 hervor.

Der Einfluß von \mathfrak{X}_{2z} ist im allgemeinen so klein, daß er vernachlässigt werden kann. Bei normalen Verhältnissen, wenn die direkte Bremse, die ja sehr häufig überhaupt nicht vorhanden ist, nicht besonders stark eingestellt ist und die Kernmassen klein sind, kann unbedenklich nur mit \mathfrak{X}_2 , also unsern Kurven (Abb. 72 bis 76) gerechnet werden. Ist am Meßwerkern noch eine direkte Feder vorgesehen, die also eine dauernde Statik des Meßwerkes selbst bedeuten würde, so tritt bei \mathfrak{X}_{2z} noch ein weiteres, der Statik des Meßwerkes, die wir mit δ_{m0} bezeichnen wollen, entsprechendes Glied auf, und es wird dann:

$$(263) \quad \mathfrak{X}_{2z} = -\frac{T_k + j\omega T_f^2 + \frac{\delta_{m0}}{j\omega}}{1 + j\omega T_f} = -(\mathfrak{X}_{2za} + \mathfrak{X}_{2zb} + \mathfrak{X}_{2zc}).$$

[Zu beachten: Bei mittelbarer Regelung höherer Ordnung ist in Gl. (262) und (263) für T_f die Reglerzeitkonstante einzusetzen.]

Das Glied \mathfrak{X}_{2zc} verschiebt die Gesamtkurve \mathfrak{X}_{2z} und damit auch \mathfrak{X}'_2 in der $+j$ -Richtung, was sich für die Stabilität günstig auswirkt. In der Nähe von $\omega = 0$ wird zwar \mathfrak{X}_{2zc} unendlich groß, spielt aber bei höheren Frequenzen, wo bei solchen Regelungen die Stabilität unter Umständen gefährdet sein kann, keine große Rolle mehr.

23. Beispiele für die Ermittlung der Stabilität bei verschiedenen Regelungen.

a) Unmittelbare Regelung.

$$\mathfrak{X}_2 = j \frac{\lambda_0 \frac{\varepsilon_0}{2}}{\omega} \quad [\text{nach Gl. (240)}].$$

\mathfrak{X}_1 ist verschieden, je nach der Anordnung des Meßwerkes (Abb. 80). Bei statischem Meßwerk ohne Ölbremse $T_k = 0$, $T_{kf} = 0$ wird [Gl. (228)]

$$(264) \quad \mathfrak{X}_{1a} = j \left(\omega T_f^2 - \frac{\lambda_0 \frac{\delta_0}{2}}{\omega} \right).$$

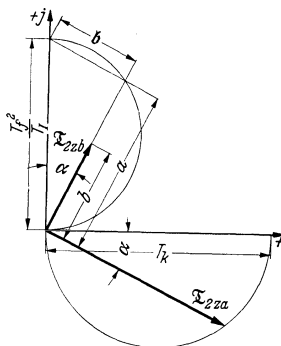


Abb. 79. Konstruktion der Zeiger \mathfrak{X}_{2za} und \mathfrak{X}_{2zb} bei Regelung mit indirektem Regler mit Rückführung.

\mathfrak{X}_{1a} und \mathfrak{X}_2 sind also gleichphasig.

$$(265) \quad \frac{\mathfrak{X}_2}{\mathfrak{X}_1} = \frac{\mathfrak{P}_2}{\mathfrak{P}_1} = \pm j0, 0$$

entspricht der reellen Achse. Wir bekommen also ungedämpfte Schwingungen (S. 63). Sobald das Meßwerk mit einer direkten Ölbremse (\mathfrak{X}_{1b} Abb. 80) oder mit vorübergehender Statik oder auch mit beidem ausgerüstet wird (\mathfrak{X}_{1c} Abb. 80), ist die Regelung stabil, $\mathfrak{X}_2/\mathfrak{X}_1 = f(\omega)$ verläuft im Quadranten zwischen der positiven reellen und positiven imaginären Achse aus dem Unendlichen bei $\omega = 0$ nach 0 bei $\omega = \infty$.

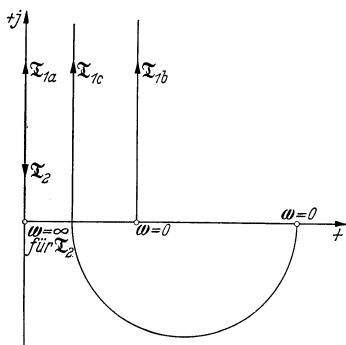


Abb. 80. Ermittlung der Stabilität bei unmittelbarer Regelung (verschiedenen Meßwerksanordnungen entsprechend \mathfrak{X}_{1a} , \mathfrak{X}_{1b} , \mathfrak{X}_{1c}).

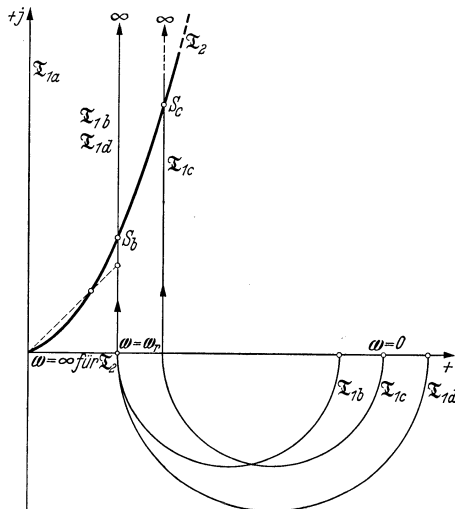


Abb. 81. Ermittlung der Stabilität bei mittelbarer Regelung 1. Ordnung (verschiedenen Meßwerksanordnungen entsprechend \mathfrak{X}_{1a} , \mathfrak{X}_{1b} , \mathfrak{X}_{1c} , \mathfrak{X}_{1d}).

b) Mittelbare Regelung 1. Ordnung.

$$\mathfrak{X}_2 = j \frac{\lambda_0 \frac{\varepsilon_0}{2}}{\omega(1 + j\omega T_1)} \quad [\text{nach Gl. (245)}].$$

\mathfrak{X}_1 ist wieder verschieden je nach Anordnung des Meßwerkes. \mathfrak{X}_{1a} in Abb. 81 entspricht astatischem oder auch statischem Meßwerk ohne Bremsen. Bei astatischer Regelung beginnt \mathfrak{X}_{1a} im Nullpunkt bei $\omega = 0$, bei statischer Regelung kommt die Kurve aus $-j\infty$ bei $\omega = 0$. \mathfrak{X}_2 eilt immer \mathfrak{X}_1 nach, $\mathfrak{X}_2/\mathfrak{X}_1 = f(\omega)$ liegt daher im Quadranten zwischen der positiven reellen und negativen imaginären Achse, wir haben somit nach S. 62 labile Regelung, Pendelungen mit dauernd wachsenden Amplituden.

Die Kurve \mathfrak{X}_{1b} ergibt sich nach Abb. 67 bei vorübergehender Statik des Meßwerkes und direkter Bremse. Da jetzt bei $\omega = 0$ eindeutig \mathfrak{X}_2 voreilt gegen \mathfrak{X}_1 , bei $\omega = \infty$ dagegen naheilt, muß bei irgendeiner Frequenz die reelle Achse von $\mathfrak{X}_2/\mathfrak{X}_1 = f(\omega)$ geschnitten werden. Die sich

ergebende Kurve hat ähnlichen Verlauf wie die in Abb. 58 gezeichneten, wir können sofort sagen, daß die Regelung stabil ist, wenn die reelle Achse bei einem Wert, der kleiner als 1,0 ist, geschnitten wird. Dies ist aber dann der Fall, wenn im Schnittpunkt S_b von \mathfrak{X}_{1b} mit \mathfrak{X}_2 die der Kurve $\mathfrak{X}_{1b} = f_1(\omega)$ entsprechende Frequenz, die wir mit ω_1 bezeichnen wollen, größer ist als die der Kurve $\mathfrak{X}_2 = f_2(\omega)$ entsprechende Frequenz ω_2 . Dann liegt nämlich, wie in Abb. 81 angedeutet, Phasengleichheit von \mathfrak{X}_2 und \mathfrak{X}_1 vor, wenn $\mathfrak{X}_2 < \mathfrak{X}_1$, also $\mathfrak{X}_2/\mathfrak{X}_1 < 1,0$. Sind die beiden Frequenzen gleich, so stellt sich eine harmonische Schwingung gleichbleibender Amplituden ein. Als Kriterium für Stabilität stellen wir also fest: $\omega_1 > \omega_2$ stabil, $\omega_1 \leq \omega_2$ labil. Bekommen wir bei der gezeichneten Kurve \mathfrak{X}_{1b} z. B. labile Regelung, so können wir jetzt auch sofort übersehen wie wir die Verhältnisse verbessern können. Machen wir δ_{v0} größer durch Einsetzen einer stärkeren Feder zwischen Bremskolben und Meßwerkskern (Abb. 44), so bekommen wir für \mathfrak{X}_1 eine ähnliche Kurve wie \mathfrak{X}_{1b} , die Frequenzen bei entsprechenden Punkten sind aber, wie aus Abb. 67 zu ersehen, höher geworden. Im Schnittpunkt S_b ist also jetzt ω_1 größer, und damit kann die Regelung, da $\omega_1 > \omega_2$ sein muß, stabil geworden sein. Eine andere Möglichkeit, die Stabilität zu verbessern, wäre, T_k zu vergrößern, also die direkte Bremse stärker anzuziehen. Damit würde die ganze Kurve $\mathfrak{X}_1 = f_1(\omega)$ nach rechts verschoben \mathfrak{X}_{1c} und im Schnittpunkt S_c ω_1 größer und ω_2 kleiner werden. Ein stärkeres Anziehen der direkten Bremse wird mit Rücksicht auf schnelle Regelung aber möglichst vermieden. Andererseits wird man ganz ohne direkte Bremse hier nicht auskommen. Machen wir T_{kf} größer, ziehen wir also die über die Feder gekuppelte Bremse (Abb. 44) stärker an, lassen aber die Feder wie bei \mathfrak{X}_{1b} , so bekommen wir eine Kurve \mathfrak{X}_{1d} , die bei einer höheren Frequenz die reelle Achse schneidet als die Kurve \mathfrak{X}_{1b} . Aus Gl. (227) ergibt sich diese Frequenz, die wir mit ω_r bezeichnen wollen, zu:

$$(266) \quad \omega_r = \pm \sqrt{\frac{\delta_{v0}}{T_f^2} - \frac{\delta_{v0}^2}{T_{kf}^2}}$$

Je größer also T_{kf} , desto größer wird ω_r , im Grenzfall der statischen Regelung, wenn $T_{kf} = \infty$, wird

$$(267) \quad \omega_{rs} = \pm \sqrt{\frac{\delta_0}{T_f^2}}$$

Anziehen der über die Feder gekuppelten Bremse ergibt also auch günstigere Stabilitätsverhältnisse.

Bei mittelbarer Regelung 1. Ordnung mit indirektem Regler ohne Rückführung, also $T_I = \infty$ z. B. nach Abb. 47, fällt \mathfrak{X}_2 mit der reellen Achse zusammen (Abb. 82), \mathfrak{X}_1 dagegen kann je nach der Anordnung des Meßwerkes wieder verschieden werden wie bei Abb. 81. Als Kriterium für Stabilität gilt auch hier, daß im Schnittpunkt S $\omega_1 > \omega_2$ sein muß.

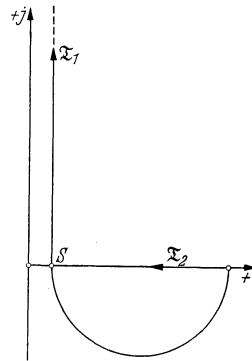


Abb. 82. Ermittlung der Stabilität bei mittelbarer Regelung 1. Ordnung mit $T_I = \infty$ (indirekter Regler ohne Rückführung).

Stabilität ist hier schwerer zu erreichen als bei Anordnungen mit $T_I \neq \infty$. Bei δ_0 und δ_{v0} gleich ∞ , also ohne dauernde oder vorübergehende Statik, ist stabiler Betrieb überhaupt nicht möglich.

c) Mittelbare Regelung 2. und höherer Ordnung.

In Abb. 83 sind verschiedene Möglichkeiten der Lage von \mathfrak{X}_1 und \mathfrak{X}_2 gegeneinander aufgezeichnet. Dabei ist dieses Mal eine gleichbleibende Kurve für \mathfrak{X}_1 mit $T_k = 0$, also ohne direkte Bremse, und verschiedene Kurven für \mathfrak{X}_2 angenommen. Im Fall \mathfrak{X}_{2c} ist einwandfrei die Regelung labil, die reelle Achse wird von $\mathfrak{X}_2/\mathfrak{X}_1 = f(\omega)$ geschnitten und, da überall $\mathfrak{X}_2 > \mathfrak{X}_1$, bei einem Wert, der größer ist als 1,0. Für den Fall \mathfrak{X}_{2a} gilt

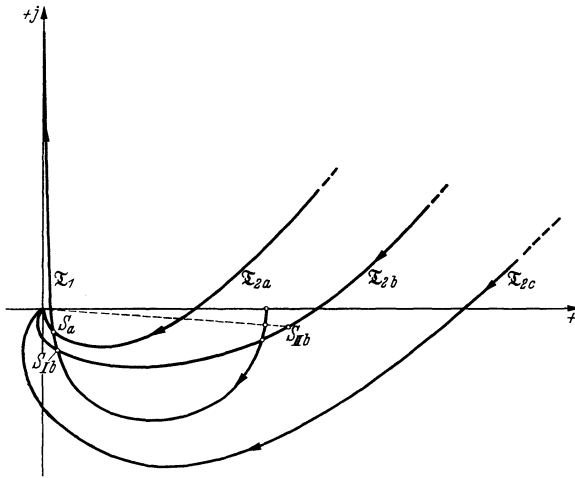


Abb. 83. Ermittlung der Stabilität bei mittelbarer Regelung höherer Ordnung (verschiedene Möglichkeiten für \mathfrak{X}_2 angenommen).

wieder das Kriterium, daß bei stabiler Regelung im Schnittpunkt S_a von $\mathfrak{X}_1 = f_1(\omega)$ und $\mathfrak{X}_{2a} = f_2(\omega)$ $\omega_1 > \omega_2$ sein muß.

Wir sehen, daß sich hier diese Bedingung ohne Schwierigkeiten erfüllen läßt auch ohne direkte Bremse. Man braucht nach Abb. 67 nur die vorübergehende Statik, also δ_{v0} , entsprechend groß zu wählen.

Schwieriger zu entscheiden ist im Fall \mathfrak{X}_{2b} , ob die Regelung stabil oder labil ist. Wir haben hier zwei Schnittpunkte von \mathfrak{X}_{2b} mit \mathfrak{X}_1 (S_{Ib} und S_{IIb}). Eine Bedingung ist bestimmt wieder die, daß im Schnittpunkt S_{Ib} : $\omega_{1I} > \omega_{2I}$ sein muß. Außerdem muß aber noch die Bedingung für den Schnittpunkt S_{IIb} : $\omega_{1II} < \omega_{2II}$ erfüllt sein. Ist nämlich $\omega_{1II} > \omega_{2II}$, so bekommen wir Phasengleichheit von \mathfrak{X}_1 und \mathfrak{X}_{2b} in einem Bereich, in dem $\mathfrak{X}_{2b} > \mathfrak{X}_1$, wie in Abb. 83 gestrichelt angedeutet.

Der Schnittpunkt S_{II} wird am zweckmäßigsten überhaupt vermieden, was sich erreichen läßt durch entsprechend stark eingestellte Bremse, also entsprechend großen Wert für T_{kf} . Bei der mittelbaren Regelung

2. Ordnung muß z. B. werden:

$$(268) \quad T_{kf} \cong \frac{\lambda_0 \frac{\varepsilon_0}{2} T_I T_{II}}{T_I + T_{II}}.$$

($\mathfrak{X}_2 = \frac{\lambda_0 \frac{\varepsilon_0}{2} T_I T_{II}}{T_I + T_{II}} + j0$ entspricht dem Schnittpunkt von $\mathfrak{X}_2 = f_2(\omega)$ mit der reellen Achse.) Solange $T_{II} \ll T_I$ wird Gl. (268):

$$(269) \quad T_{kf} \cong \lambda_0 \frac{\varepsilon_0}{2} T_{II}.$$

Wir müssen also sowohl ein Mindestmaß für die vorübergehende Statik (δ_{v0}) ($S_I: \omega_{1I} > \omega_{2I}$) als auch für die Bremse (T_{kf}) ($S_{II}: \omega_{1II} < \omega_{2II}$) einstellen.

Ganz ähnlich liegen die Verhältnisse im Fall der mittelbaren Regelung 2. oder höherer Ordnung mit indirektem Regler ohne Rückführung, also mit $T_I = \infty$. Auch hier können wir 1 oder 2 Schnittpunkte bekommen, und wir müssen die Stabilität genau so wie eben gezeigt, untersuchen.

Zusammenfassend kann gesagt werden, daß die Frage der Stabilität sehr schnell beantwortet werden kann, wenn die Kurven $\mathfrak{X}_1 = f_1(\omega)$ und $\mathfrak{X}_2 = f_2(\omega)$ gefunden sind. Als Stabilitätskriterium haben wir festgestellt:

1. Schneiden sich die zwei Kurven $\mathfrak{X}_1 = f_1(\omega)$ und $\mathfrak{X}_2 = f_2(\omega)$ nicht oder nur im Punkt 0 oder im Unendlichen, so ist die Regelung stabil, wenn \mathfrak{X}_2 voreilt gegen \mathfrak{X}_1 , und labil im umgekehrten Fall.

2. Schneiden sich die beiden Kurven $\mathfrak{X}_1 = f_1(\omega)$ und $\mathfrak{X}_2 = f_2(\omega)$ einmal, so ist die Regelung stabil, wenn im Schnittpunkt $\omega_1 > \omega_2$.

3. Schneiden die beiden Kurven sich zweimal, so muß im zweiten Schnittpunkt $\omega_{1II} < \omega_{2II}$, im ersten $\omega_{1I} > \omega_{2I}$ sein. Als erster Schnittpunkt ist dabei der bei den höheren Frequenzen ω_1 bzw. ω_2 auftretende bezeichnet.

24. Aufstellung der Differentialgleichung des Regelvorganges nach der Selbsterregungsmethode.

Wir haben die Selbsterregungsmethode bisher nur für die Ermittlung der Stabilitätsverhältnisse angewandt. Wie in Abschn. 20 aber bereits gesagt, gibt die Methode auch die Möglichkeit, den Regelvorgang selbst zu ermitteln [9]. Setzen wir \mathfrak{X}_1 gleich \mathfrak{X}_2 , so bekommen wir eine Gleichung für ω bzw. $j\omega$, die einfach der charakteristischen Gleichung der den Regelvorgang beschreibenden Differentialgleichung entspricht. Betrachten wir z. B. eine mittelbare Regelung 1. Ordnung mit direktem Regler, astatisch mit vorübergehender Statik ohne Berücksichtigung der Masse, so erhalten wir für \mathfrak{X}_1 nach Gl. (227)

$$(270) \quad \mathfrak{X}_1 = \frac{T_{kf}}{1 + j\omega T_R}$$

und für \mathfrak{X}_2 nach Gl. (245)

$$(271) \quad \mathfrak{X}_2 = \frac{j\lambda_0 \frac{\varepsilon_0}{2}}{\omega(1 + j\omega T_I)}.$$

Setzen wir $\mathfrak{X}_1 = \mathfrak{X}_2$, so wird $\left(T_R = \frac{T_{kf}}{\lambda_0 \frac{\varepsilon_0}{2}} \right)$:

$$(272) \quad - T_{kf} T_I (j\omega)^2 - T_{kf} \left(1 + \frac{\varepsilon_0}{\delta_{v0}} \right) j\omega - \lambda_0 \frac{\varepsilon_0}{2} = 0$$

oder für $j\omega = w$ gesetzt:

$$(273) \quad T_{kf} T_I w^2 + T_{kf} \left(1 + \frac{\varepsilon_0}{\delta_{v0}} \right) w + \lambda_0 \frac{\varepsilon_0}{2} = 0.$$

Wir haben damit die charakteristische Gleichung der Differentialgleichung (125) und somit auch die Differentialgleichung selbst auf diesem Weg gefunden. Genau so lassen sich auch bei mittelbaren Regelungen höherer Ordnung aus \mathfrak{X}_1 und \mathfrak{X}_2 die zugehörigen Differentialgleichungen immer einfach ermitteln.

D. Drehzahlregelung.

I. 25. Regelung von Gleichstrommotoren mit direkten Reglern.

Unmittelbare Regelung kommt bei Drehzahlregelung nicht vor. Die Regelung ist immer mittelbar und kann wie bei der Spannungsregelung beliebiger Ordnung werden, je nachdem, wie viele Verstellwerke vorgesehen werden. Abb. 84 zeigt eine mittelbare Regelung 1. Ordnung, wie sie allerdings nur für ganz kleine Leistungen in Frage kommt. Ein Gleichstrommotor liegt an einem von einem direkten Regler gesteuerten Spannungsteiler. Die Spule des direkten Reglers wird von einem Tachometerdynamo gespeist. Weicht die Drehzahl und damit der Meßwerkspulenstrom vom Sollwert ab, so bewegt sich der Meßwerk kern in der einen oder anderen Richtung und ändert damit die dem Anker zugeführte

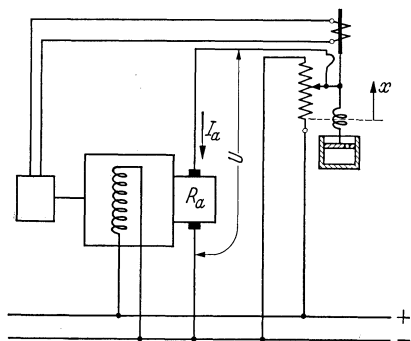


Abb. 84. Drehzahlregelung eines Gleichstrommotors mit direktem Regler (mittelbare Regelung 1. Ordnung).

Spannung und damit die Drehzahl. Die Drehzahl folgt aber nicht augenblicklich der Ankerspannung, sondern wegen der zu beschleunigenden Schwingmassen erst mit einer gewissen Verzögerung. Wir können folgende Beziehungen für Ankerstromkreis, Drehmoment und Drehzahl ansetzen:

$$(274) \quad I_a = \frac{U - E_a}{R_a},$$

$$(275) \quad E_a = \left(\frac{E}{n} \right) \cdot n,$$

$$(276) \quad M - W - B = 0.$$

Die Induktivität des Ankerkreises ist vernachlässigt. E_a ist die EMK der Drehung, U die vom Regler eingestellte Spannung und n die Winkelgeschwindigkeit in 1/sec, die wir der Einfachheit halber in Zukunft mit

Drehzahl (in 2π sec) bezeichnen. (Die sonst übliche Bezeichnung ω für die Winkelgeschwindigkeit ist absichtlich hier vermieden worden, um Verwechslungen mit der Winkelgeschwindigkeit der auftretenden Schwingungen der Regelgröße zu vermeiden.) (E/n) ist proportional dem Fluß in der Maschine, den wir als konstant annehmen wollen. Wir setzen damit voraus, daß die Maschine konstant erregt ist, die Bürsten in der Neutralen stehen und die Ankerrückwirkung vernachlässigbar klein oder durch eine Kompensationswicklung unwirksam gemacht ist. Die Gl. (276) ergibt sich aus der Bedingung, daß Gleichgewicht der an der Motorwelle angreifenden Momente vorhanden sein muß. Dabei ist

$$(277) \quad M = \left(\frac{E}{n}\right) \cdot k_2 \cdot I_a$$

das Motormoment, das also proportional ist dem Fluß und dem Ankerstrom, W das mechanische Bremsmoment der angetriebenen Arbeitsmaschine, das konstant angenommen werden soll.

$$(278) \quad B = \Theta \frac{dn}{dt}$$

ist das für die Beschleunigung der Schwungmassen Θ erforderliche Moment. Wir bekommen aus Gl. (274) bis (278):

$$(279) \quad \left(\frac{E}{n}\right) \cdot k_2 \cdot \frac{U}{R_a} - \frac{\left(\frac{E}{n}\right)^2 k_2 \cdot n}{R_a} - W - \Theta \frac{dn}{dt} = 0$$

und wenn wir nur die Abweichungen vom Sollwert betrachten, wobei zu beachten ist, daß

$$(280) \quad \left(\frac{E}{n}\right) \cdot k_2 \cdot \frac{U_0}{R_a} - \frac{\left(\frac{E}{n}\right)^2 k_2 \cdot n_0}{R_a} - W = 0:$$

$$(281) \quad \Theta \frac{dn_1}{dt} + \frac{\left(\frac{E}{n}\right)^2 k_2}{R_a} n_1 = -\left(\frac{E}{n}\right) \frac{k_2 k_1 x_1}{R_a}.$$

Dabei ist noch $U = U_{\max} - k_1 \cdot x$ bzw. $U_1 = -k_1 \cdot x_1$ nach Abb. 84 gesetzt. Die Gl. (281) entspricht in ihrem Aufbau vollkommen der Gl. (67), an Stelle vom Erregerstrom i_1 in Gl. (67), der proportional der Regelgröße U_1 ist, tritt hier die Regelgröße n_1 auf. Wir dividieren

Gl. (281) durch $\frac{\left(\frac{E}{n}\right)^2 \cdot k_2}{R_a}$ und erhalten:

$$(282) \quad \frac{\Theta R_a}{\left(\frac{E}{n}\right)^2 k_2} \frac{dn_1}{dt} + n_1 = -\frac{k_1 x_1}{\left(\frac{E}{n}\right)}$$

oder

$$(283) \quad T_a \frac{dn_1}{dt} + n_1 = -\frac{k_1 \cdot x_1}{\left(\frac{E}{n}\right)}.$$

$$(284) \quad T_a = \frac{\Theta R_a}{\left(\frac{E}{n}\right)^2 \cdot k_2}$$

hat die Dimension einer Zeit. Der Wert von T_a entspricht der Zeit, in der der Motor ohne Belastung vom Stillstand bis zu seiner Leerlaufdrehzahl der Spannung U_0 entsprechend hochlaufen würde, wenn das Moment konstant gleich dem Stillstandsmoment bliebe. Es muß also sein

$$(285) \quad T_a = \frac{\Theta \cdot n_l}{M_{st}}$$

n_l ist dabei die Leerlaufdrehzahl entsprechend der Ankerspannung U_0 und M_{st} das bei gleicher Ankerspannung im Stillstand auftretende Moment. Die Leerlaufdrehzahl würde in unserem Fall werden:

$$(286) \quad n_l = \frac{U_0}{\left(\frac{E}{n}\right)}$$

und das Stillstandsmoment

$$(287) \quad M_{st} = I_{st} \left(\frac{E}{n}\right) \cdot k_2 = \frac{U_0}{R_a} \left(\frac{E}{n}\right) k_2,$$

also

$$T_a = \frac{\Theta \cdot U_0 R_a}{\left(\frac{E}{n}\right) \cdot U_0 \cdot \left(\frac{E}{n}\right) \cdot k_2}$$

wie nach Gl. (284).

Schalten wir im Stillstand des Motors plötzlich die Spannung U_0 auf den Anker, so würde er nach einer Exponentialkurve entsprechend Abb. 85 hochlaufen. Wir sehen also, daß T_a einer Zeitkonstante, der sog. Anlaufzeitkonstante, entspricht. Selbstverständlich ist dieses direkte

Einschalten im allgemeinen, von ganz kleinen Maschinen vielleicht abgesehen, unzulässig. Die Anlaufzeitkonstante entspricht also mehr einer theoretischen Größe, die aber bei den Regelungsuntersuchungen wertvolle Dienste leistet. Wenn wir nämlich von einer beliebigen Spannung U_I mit einer Leerlaufdrehzahl n_{lI} plötzlich auf eine andere Spannung U_{II} mit der Leerlaufdrehzahl n_{lII} übergehen, so ändert sich die Drehzahl nach einer Exponentialkurve mit derselben Zeitkonstante T_a (Abb. 86).

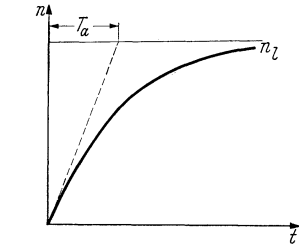


Abb. 85. Leeranlauf eines Gleichstrommotors bei direktem Einschalten des Ankerstromkreises.

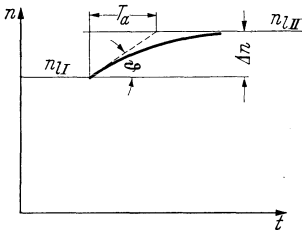


Abb. 86. Drehzahlverlauf eines Gleichstrommotors bei plötzlicher Änderung der Ankerspannung.

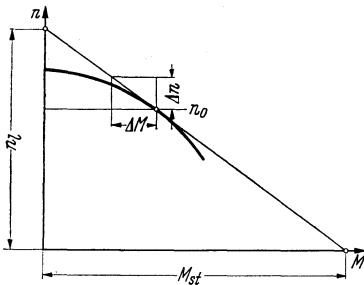


Abb. 87. Ermittlung des scheinbaren Stillstandsmomentes (M_{st}) und der scheinbaren Leerlaufdrehzahl (n_l) eines Motors aus der Belastungskennlinie.

Die Anlaufzeitkonstante kann ganz allgemein nach Gl. (285) ermittelt werden, wenn die Belastungscharakteristik der Maschine gegeben ist. Man legt in dem zu untersuchenden Punkt n_0 die Tangente an die Charakteristik Abb. 87 und erhält sofort sowohl n_l als auch M_{st} . Da es

nur auf das Verhältnis $\frac{n_1}{M_{st}} = \frac{\Delta n}{\Delta M}$

ankommt, braucht die Tangente nicht bis $n = 0$ verlängert zu werden.

Am Meßwerksystem hat sich gegenüber der Spannungsregelung nichts geändert. Wenn wir für $U \rightarrow n$ setzen, gelten die Gl. (120) und (121) auch hier, und wir bekommen die endgültige Differentialgleichung entsprechend Gl. (124).

$$(288) \quad T_{kf} T_{Ia} n_1'' + T_{kf} \left(1 + \frac{\varepsilon_0}{\delta_{v_0}}\right) n_1' + \lambda_0 \frac{\varepsilon_0}{2} n_1 = 0.$$

T_{Ia} ist für die Anlaufzeitkonstante T_a gesetzt.

$\delta_{v_0} \cdot n_0$ entspricht der Drehzahländerung, die erforderlich ist, wenn bei festgehaltener Bremse der Meßwerkern den ganzen Hub H zurücklegen soll, $\varepsilon_0 \cdot n_0$ der Drehzahländerung, die sich ergeben würde, wenn der Meßwerkern um den ganzen Hub H verstellt würde. (Tatsächliche Kurven wieder wie S. 26 durch Tangenten ersetzt!) Abb. 88 zeigt z. B., wie $\varepsilon_0 \cdot n_0$ einfach ermittelt werden kann, wenn $n = f(x)$ für bestimmte Last, bei der der Regelvorgang untersucht wird, gegeben ist.

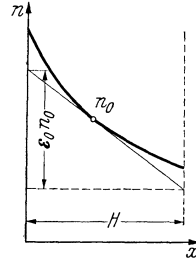


Abb. 88. Ermittlung des scheinbaren Regelbereichs (ε_0) aus der Kennlinie: Drehzahl abhängig vom Reglerhub.

Es ist sofort klar, daß auch die Gl. (81) für astatistische Regelung mit direkter Bremse oder Gl. (99) für statische Regelung auch hier gelten, wenn wir für $U_1 \rightarrow n_1$ setzen. Auch das in Abschnitt (16 und 17) über den Einfluß der Masse des Reglerkerns Gesagte behält selbstverständlich auch hier seine Gültigkeit.

Bei der Bestimmung der Integrationskonstanten aus den Anfangsbedingungen ist bei der Drehzahlregelung insofern ein Unterschied gegenüber der Generatorspannungsregelung, als Drehzahlsprünge etwa bei einem plötzlichen Belastungsstoß nicht auftreten können. Bei einem Beispiel entsprechend der Schaltung Abb. 89 soll die Ermittlung der Integrationskonstanten gezeigt werden. Wir haben eine mittelbare Regelung

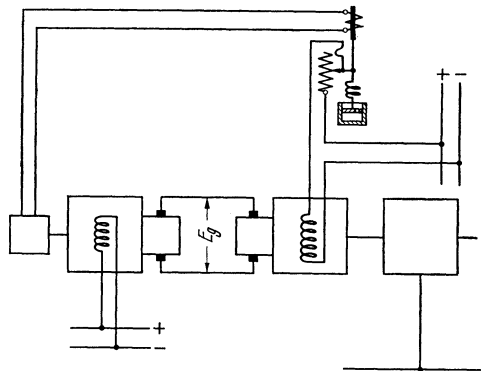


Abb. 89. Drehzahlregelung in Leonardschaltung mit direktem Regler (mittelbare Regelung 2. Ordnung).

2. Ordnung vor uns, wollen aber vorläufig annehmen, daß die Zeitkonstante des Gleichstromgenerators vernachlässigbar klein ist gegenüber der Anlaufzeitkonstante T_a des Motors. Es sei gegeben: Umdrehungszahl 800 U/min, also $n_0 = 84$ 1/sec. Belastungskennlinie $n = f(M)$ nach Abb. 90, $\Theta = \frac{GD^2}{4 \cdot g} = \frac{1600}{40} = 40$ mkgsec², damit $T_a = \frac{40 \cdot 10}{100} = 4$ sec. Durch entsprechende Stufung der Reglerwiderstände soll erreicht werden, daß die Generatorspannung bei Leerlauf abhängig

von x , also $E_g = f(x)$ eine Gerade $E_g = \left(400 + 100 \frac{x_1}{H}\right)$ (Volt) wird. Der Spannung 400 Volt soll eine Leerlaufdrehzahl $n_l = 68$ entsprechen, und wir bekommen damit $n_l = \left(68 + 17 \frac{x_1}{H}\right) \left(\frac{1}{\text{sec}}\right)$. Damit wird $\varepsilon_0 \cdot n_0 = 17 \left(\frac{1}{\text{sec}}\right)$ und $\varepsilon_0 = \frac{17}{84} = 0,2$; δ_{v0} sei 0,1, d. h. wenn der Meßwerkern gerade unten anliegt und der Bremskolben festgehalten wird, muß sich die Drehzahl um 10% ändern, bis der Kern den Hub zurückgelegt hat, also oben anliegt. λ_0 ist gleich 2,0, da wir quadratischen Zusammenhang zwischen Zugkraft und Regelgröße haben. Die Bremszeitkonstante T_{kf} sei gleich 0,2 sec angenommen. Untersucht soll nun der Regelvorgang werden, wenn plötzlich bei einer Belastung von 75 mkg und einer Drehzahl $n_0 = 84$ 1/sec, also 60 kW, diese Last wegfällt und der Motor leerläuft. Ohne Regelung würde das nach Abb. 90 einem Drehzahlanstieg $\Delta n = 7,5$ (1/sec) entsprechen.

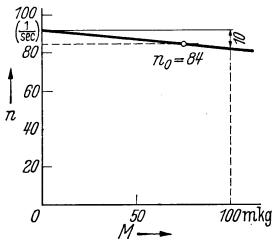


Abb. 90. Belastungskennlinie eines Gleichstrommotors.

Die Lösung der Differentialgleichung (288) entspricht der von Gl. (124):

$$(289) \quad n_1 = C \cdot e^{-\frac{t}{T_d}} \sin(\omega_p \cdot t + \xi),$$

dabei ist

$$(290) \quad T_d = \frac{2 T_{Ia}}{1 + \frac{\varepsilon_0}{\delta_{v0}}} = \frac{8}{3} = 2,7 \text{ (sec)},$$

$$(291) \quad \begin{cases} \omega_p = \frac{1}{T_{Ia}} \sqrt{\frac{\lambda_0 \varepsilon_0 T_{Ia}}{T_{kf}} - \frac{1}{4} \left(1 + \frac{\varepsilon_0}{\delta_{v0}}\right)^2} \\ = 0,25 \sqrt{\frac{0,2 \cdot 4}{0,2} - \frac{1}{4} (1 + 2)^2} = 0,33 \left(\frac{1}{\text{sec}}\right). \end{cases}$$

C und ξ sind wieder die Integrationskonstanten, die nunmehr ermittelt werden sollen. Die Zeitählung beginnen wir mit dem Augenblick des Entlastungsstoßes. Die Drehzahl kann sich nicht plötzlich ändern, sie hat daher noch ihren Sollwert zur Zeit $t = 0$. Wir haben damit die erste Anfangsbedingung:

$$(292) \quad I: t = 0: n_1 = C \cdot \sin \xi = 0.$$

Da die Drehzahl noch ihren Sollwert hat, kann bei $t = 0$ auch der Regler noch nicht eingreifen. Der Drehzahlverlauf wird daher im ersten Augenblick nur durch die Maschinenkonstanten bestimmt. Nach Abb. 90 sehen wir, daß ohne Regelung bei Entlastung die Drehzahl von $n_0 = 84$ auf $n_l = 91,5$ hochgeht, und zwar, wie Abb. 86 zeigt, nach einer Exponentialkurve. Wir können nach Abb. 86 sofort schreiben:

$$(293) \quad \text{tg } \vartheta = \frac{\Delta n}{T_a}$$

und kennen damit auch den Drehzahlanstieg bei $t = 0$, haben also eine zweite Anfangsbedingung:

$$(294) \quad \text{II: } t = 0: \left(\frac{dn}{dt}\right)_0 = \left(\frac{dn_1}{dt}\right)_0 = -\frac{C}{T_d} \sin \xi + C \cdot \omega_p \cdot \cos \xi = \frac{\Delta n}{T_a}.$$

Aus Gl. (292) und (294) erhalten wir $\sin \xi = 0$; $\xi = 0$

$$C = \frac{\Delta n}{T_a \cdot \omega_p} = \frac{7,5}{4 \cdot 0,33} = 5,7 \left(\frac{1}{\text{sec}} \right).$$

Die Regelkurve

$$n_1 = 5,7 \cdot e^{-\frac{t}{2,7}} \sin 0,33 t$$

ist in Abb. 91 (Kurve a) dargestellt.

Wir wollen nun auch noch die Zeitkonstante des Erregerkreises des Generators berücksichtigen. Es soll sein $T_{IIe} = 0,3$ (sec). Die Differentialgleichung für den Regelvorgang wird dann entsprechend Gl. (207), wobei wir $T_f = 0$ setzen, also die Masse vernachlässigen:

$$(295) \quad T_{kf} T_{Ia} T_{IIe} n_1''' + T_{kf} (T_{Ia} + T_{IIe}) n_1'' + T_{kf} \left(1 + \frac{\varepsilon_0}{\delta_{v0}} \right) n_1' + \varepsilon_0 n_1 = 0.$$

(Da wir quadratische Abhängigkeit der Zugkraft von der Regelgröße haben, wird $\lambda_0 = 2,0$ und somit $\lambda_0/2 = 1,0$.) Wenn wir die Zahlen unseres Beispiels einsetzen wird Gl. (295):

$$(296) \quad 0,2 \cdot 4 \cdot 0,3 n_1''' + 0,2 \cdot 4,3 n_1'' + 0,2 \left(1 + \frac{0,2}{0,1} \right) n_1' + 0,2 n_1 = 0$$

und die charakteristische Gleichung

$$(297) \quad 0,24 \cdot w^3 + 0,86 \cdot w^2 + 0,6 \cdot w + 0,2 = 0.$$

Die Lösung dieser Gleichung 3. Grades ergibt:

$$\begin{array}{l|l} w_1 = -2,86 & (-a) \\ w_2 = -0,38 + j 0,37 & (-b + jc) \\ w_3 = -0,38 - j 0,37 & (-b - jc) \end{array}$$

und damit die Lösung unserer Differentialgleichung (297) (Hütte S. 83)

$$(298a) \quad n_1 = C_1 \cdot e^{-at} + e^{-bt} (C_2 \cdot \cos ct + C_3 \cdot \sin ct),$$

$$(298) \quad n_1 = C_1 \cdot e^{-2,86t} + e^{-0,38t} (C_2 \cdot \cos 0,37t + C_3 \sin 0,37t).$$

Für die Ermittlung des Integrationskonstanten erhalten wir drei Gleichungen aus den Anfangsbedingungen zur Zeit $t = 0$:

$$\text{I:} \quad n_{10} = C_1 + C_2 = 0,$$

$$\text{II:} \quad \left(\frac{dn_1}{dt} \right)_0 = -aC_1 - bC_2 + c \cdot C_3,$$

$$\left(\frac{dn_1}{dt} \right)_0 = -2,86C_1 - 0,38C_2 + 0,37C_3,$$

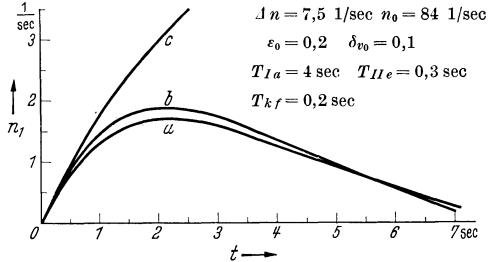


Abb. 91. Gerechnete Regelkurven bei Drehzahlregelung nach Abb. 89. a ohne Berücksichtigung der Zeitkonstante der Erregerwicklung des Generators. b mit Berücksichtigung der Zeitkonstante der Erregerwicklung des Generators. c Drehzahlverlauf ohne Regelung.

$$\text{III: } \left(\frac{d^2 n_1}{dt^2} \right)_0 = a^2 C_1 + b^2 C_2 - c^2 C_2 - bc C_3 - bc C_3,$$

$$\left(\frac{d^2 n_1}{dt^2} \right)_0 = 8,2 C_1 + 0,007 C_2 - 0,28 C_3.$$

Zu den drei Bedingungen kommen wir nach folgenden Überlegungen:

Zur Zeit $t = 0$ kann, wenn wir vor dem Belastungsstoß richtige Soll-drehzahl annehmen, auch nach dem Stoß noch keine Drehzahlabweichung vorhanden sein. Es muß also $n_{10} = 0$ sein. Für den ersten Differentialquotienten können wir nach Abb. 86 setzen: $\frac{dn_1}{dt} = \frac{\Delta n}{T_{1a}}$, wobei Δn die Drehzahländerung bedeutet, die sich ergeben würde, wenn der Fluß in der Maschine, also der Erregerstrom den im Augenblick der Betrachtung vorhandenen Wert beibehalten würde. Wenn wir einmal differenzieren, erhalten wir $\frac{d^2 n_1}{dt^2} = \frac{d\Delta n}{dt} \cdot \frac{1}{T_{1a}}$. Δn ändert sich mit n_1 und mit der Änderung des Flusses, also mit Änderung des Erregerstromes. Der Erregerstrom hat im Augenblick der Belastung keine Veranlassung, sich zu ändern, da der Regler vorläufig noch in seiner alten Stellung steht. Es wird also im ersten Augenblick keine Änderung des Erregerstromes und damit keine Änderung des Flusses auftreten, Δn ändert sich also nur mit n_1 , und wir erhalten:

$$\frac{d\Delta n}{dt} = -\frac{dn_1}{dt},$$

und damit wird

$$\left(\frac{d^2 n_1}{dt^2} \right)_0 = -\left(\frac{dn_1}{dt} \right)_0 \frac{1}{T_{1a}} = -\frac{\Delta n}{T_{1a}^2}.$$

Die endgültige Gleichung für den Regelvorgang lautet nun nach Einsetzen der Integrationskonstanten:

$$\begin{aligned} C_1 &= 0,15; \\ C_2 &= -0,15; \\ C_3 &= 6,0 \end{aligned}$$

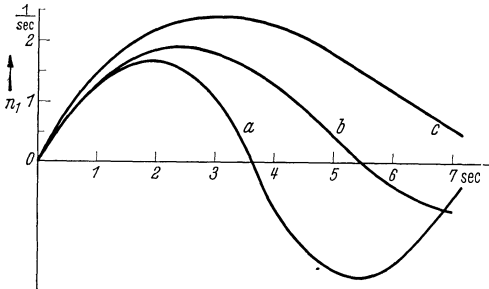


Abb. 92. Gemessene Regelkurven bei Drehzahlregelung nach Abb. 89.

$$\begin{aligned} \Delta n &= 7,5 \text{ 1/sec } n_0 = 84 \text{ 1/sec} \\ \varepsilon_0 &= 0,2 \quad \delta_{v_0} = 0,12 \\ T_{1a} &= 4 \text{ sec } T_{IIe} = 0,2 \text{ sec} \\ T_{kfa} &= 0,14 \text{ sec; } T_{kfb} = 0,2 \text{ sec; } T_{kfc} = 0,3 \text{ sec} \end{aligned}$$

$$(299) \quad 0,15 \cdot e^{-2,86 \cdot t} + e^{-0,38t} (-0,15 \cos 0,37t + 6,0 \sin 0,37t).$$

Die Kurve nach Gl. (299) ist in Abb. 91 mit eingezeichnet (b), wobei $C_1 = C_2 = 0$ gesetzt ist, da C_1 und C_2 den Regelvorgang nach Gl. (299) wegen ihrer Kleinheit gegen C_3 praktisch nicht beeinflussen. Man sieht deutlich die etwas verschlechternde Einwirkung der Erregerfeldzeitkonstante auf den Regelvorgang beim Vergleich von Kurve b mit a .

Der Einfluß ist nicht sehr groß, weil das Verhältnis $\frac{T_{II}}{T_I} = \frac{0,3}{4,0}$ verhältnismäßig klein gewählt wurde. Abb. 92 zeigt gemessene Regelkurven bei etwa gleichen Verhältnissen, wie sie bei Kurve b (Abb. 91) angenommen sind. (Genaue Werte sind in der Abbildung angegeben.) Die Kurven

sind mit verschiedener Einstellung der Bremse, also mit verschiedenen Werten für T_{kf} aufgenommen. Man sieht deutlich den auf die Stabilität ungünstig einwirkenden Einfluß einer zu starken Verkleinerung von T_{kf} .

Da die unter Berücksichtigung der Masse noch zusätzlich auftretende Masseschwingung im allgemeinen eine wesentlich höhere Frequenz aufweist als die normale Regelschwingung, wird ihr Einfluß auf den ganzen Regelvorgang gering. Es genügt daher in den meisten Fällen, die Masse nur bei der Untersuchung der Stabilität mit zu berücksichtigen. An dem vorstehenden Beispiel soll nun auch gezeigt werden, wie mit Hilfe der Selbsterregungsmethode verhältnismäßig schnell festgestellt werden kann, ob die Regelung stabil oder labil wird. Wir bekommen bei der behandelten Drehzahlregelung mit mittelbarer Regelung 2. Ordnung mit vorübergehender Statik nach Abb. 89 die folgenden Ausdrücke für \mathfrak{X}_1 und \mathfrak{X}_2 :

$$(300) \quad \mathfrak{X}_1 = j\omega T_f^2 + \frac{T_{kf}}{1 + j\omega T_R} = \frac{T_{kf} + j(\omega T_f^2 + \omega^3 T_f^2 T_R^2 - \omega T_{kf} T_R)}{1 + \omega^2 T_R^2}$$

[nach Gl. (227), wobei $T_k = 0$ gesetzt ist, da keine direkte Bremse vorhanden sein soll],

$$(301) \quad \mathfrak{X}_2 = \frac{j\lambda_0 \frac{\varepsilon_0}{2}}{\omega(1 + j\omega T_I)(1 + j\omega T_{II})} = \frac{\lambda_0 \frac{\varepsilon_0}{2} \omega(T_I + T_{II}) + j\lambda_0 \frac{\varepsilon_0}{2} (1 - \omega^2 T_I T_{II})}{\omega^5 T_I T_{II} + \omega^3 [(T_I + T_{II})^2 - 2 T_I T_{II}] + \omega}$$

[nach Gl. (246)].

Der Verlauf von \mathfrak{X}_1 und \mathfrak{X}_2 entspricht Abb. 66 bzw. Abb. 73, und daraus läßt sich sofort feststellen, daß der Verlauf von $\mathfrak{X}_2/\mathfrak{X}_1 = f(\omega)$ ähnlich den Kurven Abb. 58 sein muß. Bei Frequenz $\omega = 0$ eilt \mathfrak{X}_2 vor gegen \mathfrak{X}_1 , also liegt $\mathfrak{X}_2/\mathfrak{X}_1$ im Quadranten zwischen positiver reeller und positiver imaginärer Achse, bei höherer Frequenz aber eilt \mathfrak{X}_2 nach und schließlich bei unendlich hoher Frequenz sind \mathfrak{X}_1 und \mathfrak{X}_2 in Phase, allerdings mit entgegengesetzten Vorzeichen. Beim Übergang von Voreilung auf Nacheilung muß die reelle Achse von $\mathfrak{X}_2/\mathfrak{X}_1$ unter allen Umständen geschnitten werden, und für die Stabilität ist maßgebend, ob dieser Schnittpunkt über oder unter 1,0 liegt (Abb. 58). Im ersten Fall ist die Regelung labil, im zweiten stabil. Wir suchen und untersuchen nun lediglich diesen Schnittpunkt von $\mathfrak{X}_2/\mathfrak{X}_1$ mit der reellen Achse. Wenn $\mathfrak{X}_2/\mathfrak{X}_1$ rein reell sein soll, so müssen \mathfrak{X}_2 und \mathfrak{X}_1 in Phase sein, d. h. das Verhältnis von Realteil zu Imaginärteil muß bei \mathfrak{X}_2 und \mathfrak{X}_1 gleich sein. Wir können also für den Schnittpunkt der Kurve $\mathfrak{X}_2/\mathfrak{X}_1$ mit der reellen Achse setzen:

$$(302) \quad \frac{\omega(T_I + T_{II})}{1 - \omega^2 T_I T_{II}} = \frac{T_{kf}}{\omega^3 T_f^2 T_R^2 + \omega(T_f^2 - T_{kf} T_R)}$$

Aus dieser Gleichung können wir nun die Frequenz ermitteln, bei der die Phasengleichheit vorhanden ist. Wir brauchen dann nur diesen Wert für ω in die Gl. (300) und (301) einzusetzen und die Größe der Realteile von \mathfrak{X}_2 und \mathfrak{X}_1 zu vergleichen. Ist $\mathfrak{X}_2 \geq \mathfrak{X}_1$, so ist die Regelung labil, ist $\mathfrak{X}_2 < \mathfrak{X}_1$, so ist sie stabil.

Aus Gl. (302) läßt sich ω bzw. ω^2 rechnen. Es wird

$$(303) \quad \left\{ \begin{aligned} \omega^2 = \pm \sqrt{\frac{\lambda_0 \frac{\delta_{v0}}{2}}{T_f^2 T_R (T_I + T_{II})} + \frac{1}{4} \left(\frac{1}{T_R^2} - \frac{\lambda_0 \frac{\delta_{v0}}{2}}{T_f^2} + \frac{\lambda_0 \frac{\delta_{v0}}{2} T_I T_{II}}{T_f^2 T_R (T_I + T_{II})} \right)^2} \\ - \frac{1}{2} \left(\frac{1}{T_R^2} - \frac{\lambda_0 \frac{\delta_{v0}}{2}}{T_f^2} + \frac{\lambda_0 \frac{\delta_{v0}}{2} T_I T_{II}}{T_f^2 T_R (T_I + T_{II})} \right). \end{aligned} \right.$$

(Für T_R ist teilweise $\frac{T_{kf}}{\lambda_0 \frac{\delta_{v0}}{2}}$ gesetzt, was der Definition von T_R entspricht,

so daß sich T_{kf} wegekürzt.)

Setzen wir die Werte unseres Beispiels in Gl. (303) ein, so bekommen wir, wenn wir noch $T_f^2 = 4 \cdot 10^{-4} \text{ (sec}^2\text{)}$ annehmen:

$$\omega^2 = \pm \sqrt{29 + 11600} + 107,5 = \pm \frac{215}{0,1}.$$

Damit wird ω , wenn wir nur den reellen Wert betrachten:

$$\omega = \pm \sqrt{215} = \pm 14,6 \left(\frac{1}{\text{sec}} \right).$$

Setzen wir diesen Wert in die Gl. (300) und (301) ein und vergleichen den Realteil von \mathfrak{X}_1 und \mathfrak{X}_2 , so sehen wir, daß \mathfrak{X}_2 wesentlich kleiner als \mathfrak{X}_1 ist, die Regelung also stabil arbeitet.

Um sich auch bei einer mittelbaren Regelung 2. Ordnung mit vorübergehender Statik schnell ein Bild über den Regelvorgang machen zu können, empfiehlt es sich ganz allgemein, zunächst eine dauernde Statik anzunehmen, also $T_{kf} = \infty$ zu setzen. Die Differentialgleichung 3. Ordnung [Gl. (295)] vereinfacht sich damit zu einer solchen 2. Ordnung. Wir bekommen die Gleichung einer gedämpften Schwingung:

$$(304) \quad T_I T_{II} n_1'' + (T_I + T_{II}) n_1' + \left(1 + \frac{\varepsilon_0}{\delta_0} \right) n_1 = 0$$

mit der bekannten Lösung.

Geht man dann hinterher zur astatischen Regelung mit vorübergehender Statik über, so muß man nur folgendes beachten:

1. Die Stabilitätsverhältnisse werden bei Übergang von statischer zu astatischer Regelung immer ungünstiger.

2. Je stärker gedämpft die Regelschwingung bei statischer Regelung verläuft, desto kleiner kann die Rückführzeitkonstante gewählt werden, desto schneller kann also zum astatischen Betrieb übergegangen werden.

Nicht ganz so leicht übersehbar liegen die Verhältnisse bei Drehzahlregelung eines Gleichstromnebenschlußmotors durch Feldänderung nach Abb. 93. Wenn wir die Zeitkonstante der Erregerwicklung klein gegenüber der Anlaufzeitkonstante annehmen und vernachlässigen, haben wir wieder eine mittelbare Regelung 1. Ordnung, und es gilt auch hier unsere Gl. (288). ε_0 können wir ebenso ermitteln wie in Abb. 88 gezeigt. Während aber bei der Regelung mit Leonard-Schaltung die Anlaufzeit-

konstante unabhängig von der Reglerstellung einen festen Wert gehabt hat — Kennlinien (Abb. 90) sind bei verschiedenen Leerlaufdrehzahlen alle parallel —, ist dies hier nicht mehr der Fall. Abb. 94 zeigt die jetzt geltenden Belastungskennlinien. Da nach Gl. (286)

$$n_l = \frac{U_0}{\left(\frac{E}{n}\right)}$$

und nach Gl. (287)

$$M_{st} = \frac{U_0}{R_a} \left(\frac{E}{n}\right) k_2 = \frac{U_0^2}{R_a} k_2 \frac{1}{n_l},$$

wird

$$(305) \quad T_a = \frac{\Theta \cdot n_l^2 R_a}{U_0^2 k_2} = c \cdot n_l^2,$$

also quadratisch abhängig von der Leerlaufdrehzahl. Bei unserer Regelgleichung müssen wir den Wert einsetzen, der der Sollzahl nach dem Regelvorgang entspricht. Wird z. B. auch hier 75 mkg plötzlich abgeschaltet, so ist für die Bestimmung von T_a die Neigung der besonders gekennzeichneten Kennlinie zugrunde zu legen. Hat die Regelung nur den Zweck, Drehzahlschwankungen, hervorgerufen durch Belastungs- oder auch Spannungsänderungen, auszugleichen, so ändert sich die Anlaufzeitkonstante nur wenig, und die Regelgleichung kann für den ganzen Regelvorgang auch bei Entlastung etwa von Vollast zugrunde gelegt werden, da die Abweichungen aller Größen vom Sollwert dann immer noch genügend klein sein werden und der Fehler, der durch Ersatz der verschiedenen Kennlinien durch die Tangenten entsteht, klein bleibt.

Berücksichtigen wir in den behandelten Fällen von Drehzahlregelung bei Gleichstrommotoren die Selbstinduktion des Erreger- und auch noch des Ankerkreises, so bekommen wir sofort mittelbare Regelungen 3. Ordnung, und es kann dann nach den früher behandelten Methoden nur etwas über die Stabilität ausgesagt werden (die Ortskurve von \mathfrak{L}_2 entspricht Abb. 76). In einer Maschine sind allerdings in diesem Fall mehrere Verstellwerke vereinigt. Bei der Leonard-Schaltung wirkt der Generator als Verstellwerk für das Moment und die Drehzahl. Wir haben insgesamt die drei Zeitkonstanten:

I. Anlaufzeitkonstante des Motors.

II. Zeitkonstante der Erregerwicklung des Generators.

III. Zeitkonstante des Ankerstromkreises (Moment direkt proportional dem Ankerstrom!).

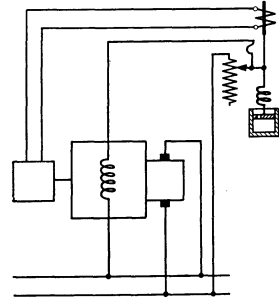


Abb. 93. Drehzahlregelung eines Gleichstrommotors durch Feldänderung (mittelbare Regelung 2. Ordnung).

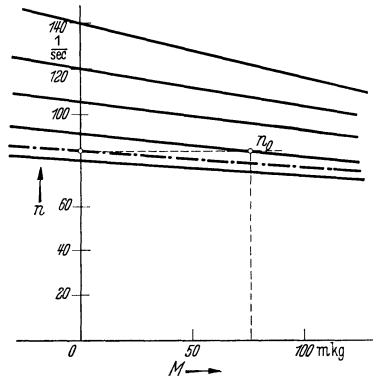


Abb. 94. Belastungskennlinien eines Gleichstrommotors bei verschiedener Erregung.

Bei der Feldregelung eines Gleichstrommotors sind sogar die drei Verstellwerke im Motor vereinigt. Verstellwerk für Gegenspannung des Motors (Zeitkonstante der Erregerwicklung), Verstellwerk für Motormoment (Zeitkonstante des Ankerstromkreises) und Verstellwerk für Drehzahl (Anlaufzeitkonstante).

Es muß auch hier bei der Drehzahlregelung, genau so wie es bei der Generatorspannungsregelung schon festgestellt worden ist, möglichst dafür gesorgt werden, daß alle Verstellwerkzeitkonstanten klein gehalten werden, so daß der Regelvorgang durch sie nicht stark beeinflusst wird und wir damit praktisch die günstigen Regelverhältnisse der mittelbaren Regelung 1. Ordnung bekommen, wobei dann nur die, aus wirtschaftlichen Gründen meist nicht in größerem Maße einflußbare Anlaufzeitkonstante wirksam bleibt.

II. 26. Regelung von Drehstromnebenschlußmotoren mit indirekten Reglern.

Wir untersuchen zunächst einen einfachen Fall, der der oben behandelten Regelung mit Gleichstrommotor in Leonard-Schaltung entspricht. Nach Abb. 95 wird die Drehzahl eines Drehstromnebenschluß-

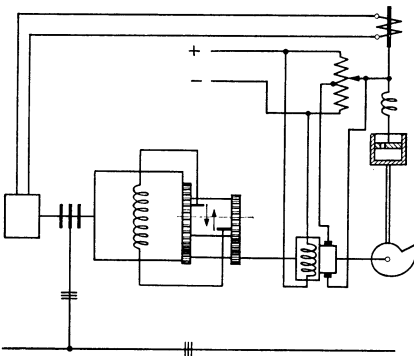


Abb. 95. Drehzahlregelung eines Drehstromnebenschlußmotors durch Bürstenverschiebung mittels indirektem Regler mit Rückführung (mittelbare Regelung 2. Ordnung).

motors konstant gehalten durch einen indirekten Regler mit nachgiebiger Rückführung und *veränderlicher Verstellgeschwindigkeit*. Wenn wir zunächst wieder die Zeitkonstante des Reglers vernachlässigen, so gilt Gl. (288), nur muß für ε_0 hier ε_{v0} eingesetzt werden. $\varepsilon_{v0} \cdot n_0$ entspricht nach S. 47 der Drehzahländerung, die der Regler einstellt, wenn er sich so viel verdreht, daß der mit der Rückführstange verbundene Bremszylinder einen Weg gleich dem Gesamthub H des Meßwerkkerens zurückgelegt hat.

Die Anlaufzeitkonstante ergibt sich ebenso wie bei der Gleichstrommaschine aus den Drehzahlkennlinien Abb. 87. Bei Berücksichtigung der Reglerzeitkonstante bekommen wir dieselbe Gl. (295) wie bei der Leonard-Schaltung, nur muß an Stelle von ε_0 hier wieder ε_{v0} eingesetzt werden. Wird auch die Masse des Meßwerkkerens mit berücksichtigt, so läßt sich Genaueres wieder nur über die Stabilität der Regelung, nicht aber über den Drehzahlverlauf selbst aussagen.

Zu graphischen Methoden muß gegriffen werden, wenn mit indirekten Reglern mit *konstanter Verstellgeschwindigkeit gearbeitet* wird, wie auch schon beim Beispiel der Spannungsregelung (S. 42) gezeigt worden ist. Da wir Unstetigkeitsstellen im Regelvorgang haben — die Verstellgeschwindigkeit springt von einem konstanten Wert in einer Richtung

auf den gleichen Wert in entgegengesetzter Richtung beim Nulldurchgang des Meßwerkkerens —, kann der Regelverlauf zusammenhängend mathematisch nur immer zwischen zwei solchen Unstetigkeitspunkten erfaßt werden. An einem Beispiel soll gezeigt werden, wie in solchen Fällen mit genügender Annäherung der Regelverlauf ermittelt werden kann.

Wir regeln wieder die Drehzahl eines Drehstromnebenschlusmotors durch Bürstenverstellung. Die Bürstenverstellung soll durch einen kleinen Drehstrommotor erfolgen, der von einem empfindlichen, von einer Tourendynamo erregten Spannungsrelais als Meßwerk gesteuert wird (Abb. 96).

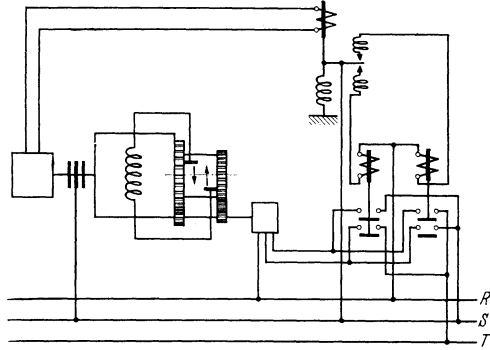


Abb. 96. Drehzahlregelung eines Drehstromnebenschlusmotors wie Abb. 95 aber mit indirektem Regler ohne Rückführung mit konstanter Verstellgeschwindigkeit.

Die Anordnung soll ohne direkte Bremse untersucht werden, auf den Einfluß einer direkten Bremse wird später noch kurz eingegangen werden.

Wir setzen zunächst wieder die Momentengleichung für die Motorwelle entsprechend Gl. (276) an:

$$(306) \quad M - W - B = 0.$$

Das Motormoment M können wir nach Abb. 87 setzen:

$$(307) \quad M = M_{st} \frac{n_l - n}{n_l}.$$

Da nach Gl. (285) die Anlaufzeitkonstante $T_a = \frac{\Theta \cdot n_l}{M_{st}}$ wird, bekommen wir für Gl. (307)

$$(308) \quad M = (n_l - n) \cdot \frac{\Theta}{T_a}.$$

Das Widerstandsmoment W nehmen wir während des Regelvorgangs als konstant an und das Beschleunigungsmoment ist wieder $B = \Theta \cdot \frac{dn}{dt}$. Wir bekommen damit die Momentengleichung:

$$(309) \quad (n_l - n) \cdot \frac{\Theta}{T_a} - W - \Theta \cdot \frac{dn}{dt} = 0,$$

und wenn wir nur die Abweichungen vom Sollwert betrachten, wobei zu beachten ist, daß

$$(310) \quad (n_{l0} - n_0) \frac{\Theta}{T_a} - W = 0,$$

wird:

$$(311) \quad (n_{l1} - n_1) \frac{\Theta}{T_a} - \Theta \frac{dn_1}{dt} = 0$$

oder

$$(312) \quad T_a \cdot \frac{dn_1}{dt} + n_1 = n_{l1}.$$

Die Leerlaufdrehzahl n_l ändert sich während des Regelvorgangs. Da wir konstante Verstellgeschwindigkeit angenommen haben, ändert sich der Bürstenwinkel γ proportional mit der Zeit. Bezeichnen wir wieder mit $2 T_{sh}$ die Schlußzeit, so können wir setzen

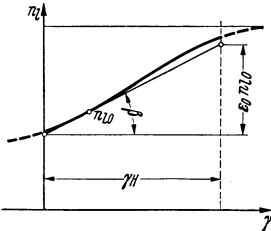


Abb. 97. Abhängigkeit der Leerlaufdrehzahl eines Drehstromnebenschlufmotors vom Bürstenverstellwinkel.

setzen

$$(313) \quad \gamma = \gamma_a \pm \gamma_H \frac{t}{2 T_{sh}}.$$

Dabei ist γ_a der der Ausgangsstellung entsprechende und γ_H der gesamte Verstellwinkel, der dem Regelbereich entspricht. Aus Gl. (313) bekommen wir die Winkelverstellgeschwindigkeit

$$(314) \quad \frac{d\gamma}{dt} = \pm \frac{\gamma_H}{2 T_{sh}}.$$

Nun ist die Abhängigkeit der Leerlaufdrehzahl n_l vom Bürstenwinkel etwa gegeben durch eine Kurve, die, wie in Abb. 97 gezeigt, je nach dem Regelbereich einem größeren oder kleinerem Ausschnitt aus einer Kosinuslinie entspricht. Aus Gl. (314) und der Kurve $n_l = f(\gamma)$ erhalten wir je nach dem Arbeitspunkt verschiedene Werte für dn_l/dt . Es wird

$$(315) \quad \frac{dn_l}{dt} = \frac{dn_{l1}}{dt} = \frac{d\gamma}{dt} \cdot \frac{dn_l}{d\gamma} = \pm \frac{\gamma_H}{2 T_{sh}} \cdot \operatorname{tg} \beta = \pm \frac{n_{l0} \cdot \varepsilon_0}{2 T_{sh}}.$$

$\varepsilon_0 \cdot n_{l0}$ ist der scheinbare Regelbereich (Abb. 97). Wir differenzieren nun Gl. (312) nach t , setzen dn_{l1}/dt nach Gl. (315) ein und erhalten:

$$(316) \quad 2 T_a T_{sh} n_1'' + 2 T_{sh} n_1' = \pm n_{l0} \varepsilon_0.$$

Die Lösung dieser Gleichung, die ihrem Aufbau nach vollkommen der Gl. (148) entspricht, lautet:

$$(317) \quad n_1 = \pm \frac{n_{l0} \cdot \varepsilon_0}{2 T_{sh}} t + K_1 \cdot e^{-\frac{t}{T_a}} + K_2.$$

Die Ermittlung der Integrationskonstanten K_1 und K_2 sowie auch die Konstruktion der Regelkurve soll an einem Beispiel gezeigt werden. Es sei gegeben ein Antrieb mit folgenden Konstanten: $T_a = 2$ sec; $2 T_{sh} = 20$ sec; Unempfindlichkeit $\pm 0,5\%$ von n_0 ; $\varepsilon_0 = 0,5$;

$$\begin{aligned} \frac{M_n}{M_{st}} &= \frac{\text{Normalmoment}}{\text{Stillstandsmoment}} = \frac{n_{ln} - n_n}{n_{ln}} \\ &= \frac{\text{Drehzahlabfall bei Normalmoment}}{\text{Leerlaufdrehzahl}} = 0,04; \quad n_0 = 100 \frac{1}{\text{sec}}. \end{aligned}$$

Bei einem plötzlichen Laststoß von Leerlauf auf Vollast soll der Drehzahlverlauf untersucht werden.

Zur Zeit $t = 0$ ist $n_{l0} = 0$, also noch die richtige Drehzahl vorhanden, der Regler greift vorläufig noch nicht ein, und die Drehzahl ändert sich vorerst so, wie wenn keine Regelung vorhanden wäre, also nur entsprechend den Maschinenkonstanten. Die Drehzahlabweichung n_1 geht in diesem I. Abschnitt entsprechend Gl. (312) nach einer Exponentialkurve auf die der Bürstenstellung entsprechende stationäre

Drehzahlabweichung Δn (Abb. 98). Die Abweichung der stationären Drehzahl vom Sollwert bleibt konstant, gleich $(\Delta n)_0$, weil ja der Regler noch nicht eingreift.

Abschnitt I:

$$(318) \quad n_1 = (\Delta n)_0 \left(1 - e^{-\frac{t}{T_a}}\right). \quad (\text{Abb. 99})$$

Sobald die Empfindlichkeitsgrenze des Reglers überschritten ist, gibt das Meßwerk Kontakt und schaltet den Verstellmotor ein. Es gilt dann in diesem II., ebenso wie im IV. Abschnitt Gl. (317), in der die Integrationskonstante K_1 und K_2 noch zu bestimmen sind. Wir setzen für den Beginn des II. bzw. IV. Abschnittes wieder $t = 0$ und kennen nach Abb. 99 für diesen Zeitpunkt sowohl n_{10} als auch

$$(319) \quad \left(\frac{dn_1}{dt}\right)_0 = \frac{(\Delta n)_0 - n_{10}}{T_a}.$$

Wir erhalten damit nach Gl. (317)

$$(320) \quad \text{I: } t = 0; \quad n_{10} = K_1 + K_2$$

$$(321) \quad \text{II: } t = 0; \quad \left(\frac{dn_1}{dt}\right)_0 = \frac{(\Delta n)_0 - n_{10}}{T_a} = \pm \frac{n_{10} \cdot \varepsilon_0}{2 T_{sh}} - \frac{1}{T_a} \cdot K_1.$$

[In Gl. (317) gilt für den II. Abschnitt das $+$ -Zeichen, weil die Drehzahl vom Regler erhöht wird.] Es ergeben sich daraus die beiden Integrationskonstanten:

$$(322) \quad K_1 = \pm \frac{n_{10} \varepsilon_0 T_a}{2 T_{sh}} + (-(\Delta n)_0 + n_{10}),$$

im Abschnitt II also:

$$K_1 = + \frac{104 \cdot 0,5 \cdot 2}{20} + (4,0 - 0,5) = 8,7 \frac{1}{\text{sec}}$$

$$(323) \quad K_2 = (\Delta n)_0 \mp \frac{n_{10} \varepsilon_0 T_a}{2 T_{sh}},$$

im Abschnitt II: $K_2 = -4 - 5,2 = -9,2, 1/\text{sec}$ und Gl. (317) lautet für Abschnitt II bzw. IV:

$$(324) \quad n_1 = n_{10} \cdot e^{-\frac{t}{T_a}} \pm C \cdot t + [(\Delta n)_0 \mp C T_a] \left(1 - e^{-\frac{t}{T_a}}\right).$$

(C ist für $\frac{n_{10} \cdot \varepsilon_0}{2 T_{sh}}$ gesetzt; oberes Vorzeichen gilt bei zu niedriger Drehzahl, also z. B. im Abschnitt II, unteres Vorzeichen bei zu hoher Drehzahl, also z. B. im Abschnitt IV.) Sobald n_1 wieder den Wert, der der Unempfindlichkeit des Reglers entspricht, erreicht hat, hört der Regler auf zu arbeiten. Die Drehzahl geht in diesem Abschnitt, also z. B. in III asymptotisch auf den Wert hin, der der augenblicklichen stationären Stellung der Bürsten (Δn Abb. 99) entspricht.

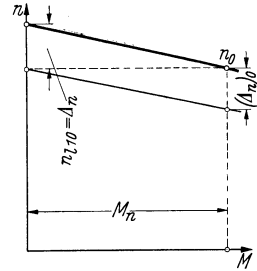


Abb. 98. Belastungskennlinien eines Drehstromnebenschlußmotors.

Sobald der obere Empfindlichkeitsbereich überschritten wird, fängt der Regler wieder an zu laufen, und zwar in entgegengesetzter Richtung. Wir haben also wieder einen neuen Abschnitt IV, der nach Gl. (324) konstruiert werden kann, wie aus Abb. 99 hervorgeht.

Das Aufzeichnen solcher Regelkurven läßt sich verhältnismäßig schnell durchführen, wenn man sich vorher ein Kurvenlineal für die Exponentialkurve mit der Zeitkonstante T_a , die immer wieder vorkommt, ausschneidet.

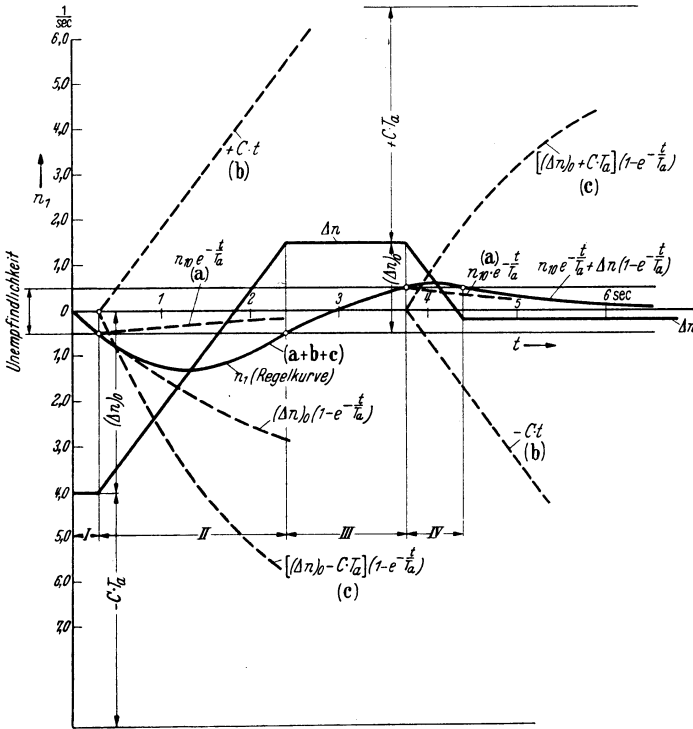


Abb. 99. Konstruktion der Regelkurve bei Drehzahlregelung nach Abb. 96.

Wir können nun auch ohne weiteres sehen, daß eine Dämpfungspumpe am Meßwerk die Regelverhältnisse verschlechtern würde. Wenn nämlich z. B. im Abschnitt II durch die Wirkung der Dämpfungspumpe das Meßwerk der Drehzahl nachhinken würde, so würde der Verstellmotor später abgeschaltet, also weiter überregeln, und der ganze Regelvorgang würde ungünstiger verlaufen.

Die Abb. 100 und 101 zeigen Regelkurven einmal mit der gleichen (Abb. 100) und einmal mit der doppelten (Abb. 101) Verstellgeschwindigkeit wie bei Abb. 99, arbeitend aber bei Annahme einer Abweichung von 10% bei Beginn des Regelvorgangs, wie sie z. B. bei plötzlicher Verstellung des Vorschaltwiderstandes der Meßwerkspule, also bei Änderung

der Söldrehzahl auftreten kann. Wir sehen, daß die Verstellgeschwindigkeit nicht zu weit gesteigert werden darf, weil sonst dauernde Pendelungen auftreten können, der Regelvorgang also labil wird.

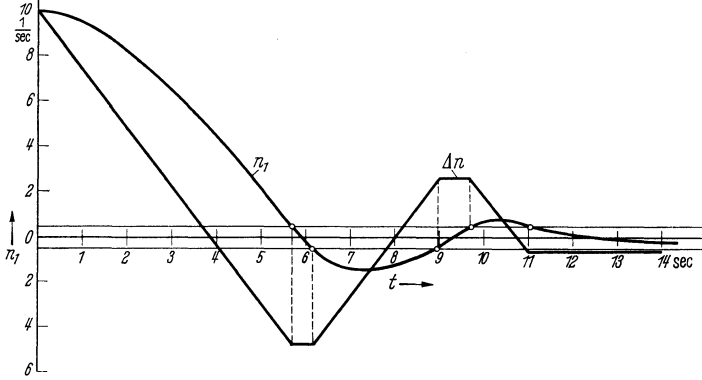


Abb. 100. Regelkurve wie Abb. 99, aber mit größerer Anfangsabweichung der Drehzahl

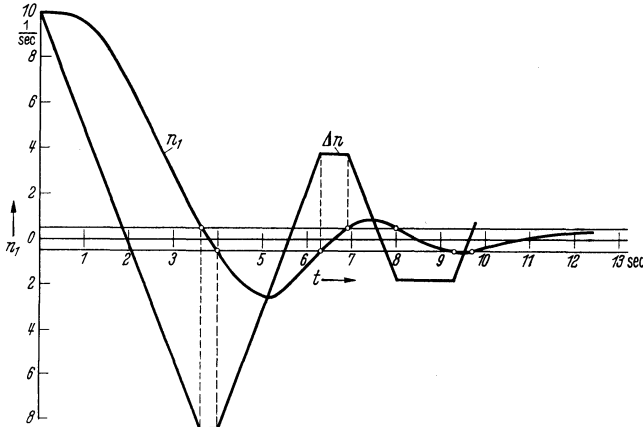


Abb. 101. Regelkurve wie Abb. 100, aber mit größerer Verstellgeschwindigkeit des Hilfsmotors.

Nehmen wir veränderliche Verstellgeschwindigkeit ohne Unempfindlichkeitsbereich und ohne Berücksichtigung der Masse an, so bekommen wir eine normale mittelbare Regelung 2. Ordnung mit einer endlich und einer unendlich großen Zeitkonstante. Der Verlauf von $\mathfrak{X}_2 = f_2(\omega)$ entspricht Abb. 78, $\mathfrak{X}_1 = f_1(\omega)$ ist die negative, imaginäre Achse ($T_k = 0$). Wir sehen in Abb. 102, daß bei $T_k = 0$, also ohne Bremse, entsprechend \mathfrak{X}_{1a} , \mathfrak{X}_1 und \mathfrak{X}_2 sich nicht schneiden, die Regelung auf jeden Fall stabil

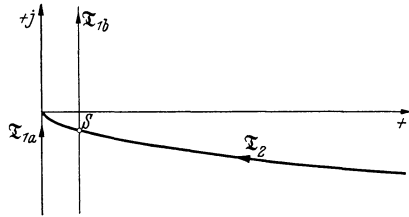


Abb. 102. \mathfrak{X}_1 und \mathfrak{X}_2 bei Regelung nach Abb. 96, aber mit veränderlicher Verstellgeschwindigkeit (\mathfrak{X}_{1a} Meßwerk ohne Masse, ohne direkte Bremse, \mathfrak{X}_{1b} mit Masse, mit direkter Bremse).

ist. Allerdings kann dann die Masse, die ja immer vorhanden ist, mit der Feder zusammen frei schwingen, eine geringe Dämpfung muß also zur Verhinderung der Masseschwingung doch immer vorhanden sein. Die Kurven $\mathfrak{X}_{1b} = f_1(\omega)$ und $\mathfrak{X}_2 = f_2(\omega)$ schneiden sich dann, und es muß nach der alten Regel untersucht werden, ob im Schnittpunkt $S \omega_1 > \omega_2$ ist (Abb. 102).

III. 27. Regelung von Asynchronmotoren durch Läuferwiderstand mittels indirekten Reglers.

Nach Abb. 103 soll eine Asynchronmaschine mit Schwungrad zum Antrieb einer Walzenstraße folgendermaßen geregelt werden: Bei Leerlauf der Walzenstraße mit einem Leistungsbedarf von 15–30% der

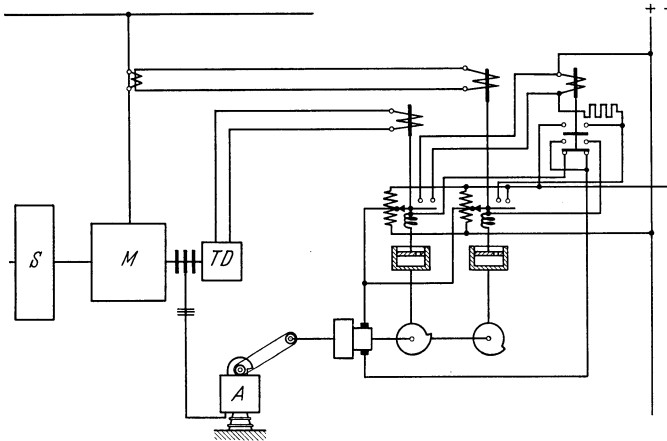


Abb. 103. Drehzahl- bzw. Leistungsregelung eines Asynchronmotors durch indirekten Regler (mittelbare Regelung 2. Ordnung).

Motornormalleistung und auch noch bis zu einer bestimmten, einstellbaren Last, etwa 100 oder 150% der Normallast, soll die Drehzahl konstant gehalten werden. Das Schwungrad soll bei dieser geringen Last möglichst noch nicht zur Energieabgabe herangezogen werden, es bleibt noch in Reserve für höhere Lastspitzen, wie sie im Walzwerksbetrieb fast immer auftreten. Diese Sollzahl muß in gewissen Grenzen verstellt werden können. Je nach dem Walzgut, das gewalzt wird, muß eine höhere oder tiefere Leerlaufzahl eingestellt werden, wenn ein sicheres Fassen des Gutes durch die Walzen gewährleistet sein soll.

Wird die oben erwähnte einstellbare Last von etwa 100 oder 150% erreicht, so soll eine weitere Belastung des Motors verhindert werden, was durch Energieabgabe des Schwungrades, also durch Drehzahlabfall erreicht werden kann. Der Regler darf also von jetzt ab nicht mehr die Drehzahl, sondern muß die Leistung der Asynchronmaschine durch Herausdrehen des Anlagers konstant halten. Auch bei Entlastung muß der Regler zunächst durch Eindrehen des Anlagers die Belastung konstant halten, damit das Schwungrad mit voller Motorleistung möglichst

schnell wieder aufgeladen wird. Sobald aber die Leerlaufsolldrehzahl erreicht ist, muß wieder auf Drehzahlregelung übergegangen werden. In Abb. 103 ist eine elektrische Schaltung für diese Regelbedingungen aufgezeichnet. In Wirklichkeit bedient man sich in solchen Fällen des Öl-druckreglers, bei dem durch Einbau von zwei Meßwerken die oben gestellten Bedingungen auch ohne weiteres verwirklicht werden können.

Wir betrachten zunächst den Fall der Drehzahlregelung. Die Regelung ist mittelbar 2. Ordnung, und wenn wir einen indirekten Regler mit Rückführung verwenden, also zwei endliche Zeitkonstanten haben, bekommen wir eine Differentialgleichung des Regelvorganges, die Gl. (207) entspricht. Wir ersetzen dort U_1 durch n_1 , T_{Ig} durch die Anlaufkonstante T_{Ia} , T_{IIe} durch die Reglerzeitkonstante T_{IIr} . ε_0 durch ε_{v0} (vorübergehender Regelbereich) und bekommen, wenn wir die Massenwirkung vernachlässigen und für λ_0 nicht von vornherein den Wert 2,0 annehmen wie bei Gl. (207)

$$(325) \quad \begin{cases} T_{Ia} T_{IIr} T_{kf} n_1'' + [T_{kf} (T_{Ia} + T_{IIr})] n_1' \\ + \left[T_{kf} \left(1 + \frac{\varepsilon_{v0}}{\delta_{v0}} \right) \right] n_1 + \lambda_0 \frac{\varepsilon_{v0}}{2} n_1 = 0. \end{cases}$$

Unsere Aufgabe ist es jetzt, die verschiedenen Konstanten bei gegebenen Maschinen- und Reglerdaten zu bestimmen. Die Konstanten T_{IIr} , T_{kf} , δ_{v0} können nach ihrer Definition wie bisher einfach gefunden werden. Wir müssen nur sehen, wie sich die Anlaufzeitkonstante T_{Ia} und der vorübergehende Regelbereich ε_{v0} ermitteln lassen.

Die Anlaufzeitkonstante ist nach Gl. (285) $T_{Ia} = \frac{\Theta \cdot n_l}{M_{st}}$ definiert.

Die Leerlaufdrehzahl n_l , wobei die theoretische Leerlaufdrehzahl, die sich ohne Verluste einstellen würde, gemeint ist, wird hier gleich der synchronen n_s . Bezeichnen wir mit M_n das Normalmoment, mit

$$(326) \quad T_{an} = \frac{\Theta n_s}{M_n}$$

die Normalanlaufzeitkonstante des Motors, selbstverständlich unter Berücksichtigung aller mit dem Motor gekuppelten Schwungmassen, mit M_0 , das dem Leerlaufmoment der Walzenstraße entsprechende, bei der Untersuchung der Regelung konstant angenommene Motor-moment, so bekommen wir nach Abb. 104

$$(327) \quad M_{st} = M_0 \frac{n_s}{n_s - n_0} = \frac{M_0}{s_0},$$

wobei $s_0 = \frac{n_s - n_0}{n_s}$ den Schlupf der Asynchronmaschine bedeutet, der der konstant zu haltenden Drehzahl entspricht. Wir erhalten:

$$(328) \quad T_a = \frac{\Theta \cdot n_s \cdot s_0}{M_n \cdot \frac{M_0}{M_n}} = T_{an} \frac{M_n}{M_0} \cdot s_0.$$

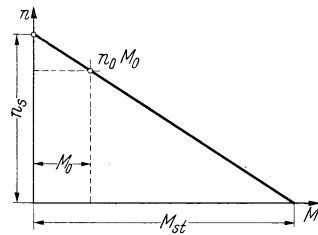


Abb. 104. Belastungskennlinie eines Asynchronmotors mit zusätzlichem Widerstand im Läufer.

Während bei der Drehzahlregelung der Gleichstrommaschine in Leonard-Schaltung die Anlaufzeitkonstante unabhängig von der Soll-drehzahl und der Belastung konstant blieb, haben wir hier eine starke Abhängigkeit sowohl vom Sollwert der Drehzahl, also s_0 , als auch von

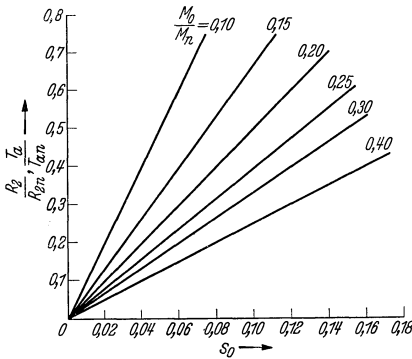


Abb. 105. Abhängigkeit der Anlaufzeitkonstante und des Läuferwiderstandes (bei Drehzahlregelung nach Abb. 103) von der Soll-drehzahl (s_0 entsprechend) und der Belastung (M_0/M_n).

der Belastung M_0 . Abb. 105 zeigt diese Abhängigkeit.

Da bei solchen Antrieben im allgemeinen besondere Schwungräder vorgesehen sind, kann man ohne weiteres auf Normalanlaufzeitkonstanten von 20 sec kommen. Nehmen wir an, daß bei $T_{an}=20$ sec der Motor im Leerlauf der Walzenstraße auf einen konstanten Schlupf $s_0 = 10\%$ geregelt wird, wobei die Leerlaufverluste 25% der Motor-normalleistung betragen sollen, also $M_0/M_n = 0,25$, so erhalten wir

$$T_a = 20 \frac{0,1}{0,25} = 8 \text{ sec},$$

also eine recht große Zeitkonstante. Es ist klar, daß damit auch die Regelverhältnisse schwierig werden.

Der relative Regelbereich ε_0 ist ebenfalls sehr stark vom stationären Wert der Drehzahl und der Belastung abhängig. Abb. 106 zeigt die Ab-

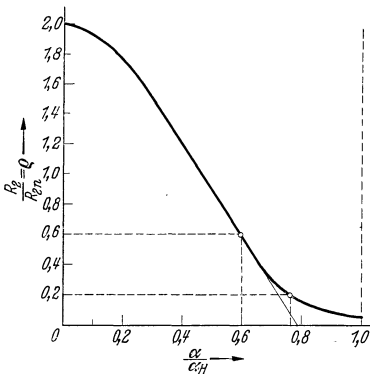


Abb. 106. Widerstand eines Flüssigkeitsanlassers abhängig vom Verdrehungswinkel (SSW).

hängigkeit des Widerstandes vom Verdrehungswinkel bei einem Flüssigkeitsanlasser (Tonrohranlasser) für einen Drehstrommotor von etwa 1000 kW, gemessen am Antrieb der Eintauchelektroden, wobei der Eigenwiderstand des Läufers der Asynchronmaschine schon mit berücksichtigt ist. Es ist nicht direkt R_2 , sondern $R_2/R_{2n} = Q$ aufgetragen, wobei mit R_{2n} der Läuferwiderstand bezeichnet ist, der eingeschaltet sein muß, wenn bei Stillstand des Motors gerade das Normalmoment auftreten soll. Jedem Wert von R_2 entspricht, wenn wir konstante Frequenz und Spannung des Dreh-

stromnetzes annehmen und die Ständerverluste der Asynchronmaschine vernachlässigen, ein bestimmtes Stillstandsmoment

$$(329) \quad M_{st} = \frac{3 U_2^2}{R_2 \cdot 2\pi \frac{v_1}{p}}$$

Dabei bedeuten: U_2 die Läuferstillstandsspannung, v_1 die Primärfrequenz, p die Polpaarzahl des Motors.

Das so errechnete Stillstandsmoment ist selbstverständlich nur ein theoretisches, da in Wirklichkeit im Stillstand der induktive Widerstand schon eine bedeutende Rolle spielt (wenn nicht R_2 sehr groß gewählt wird), es entspricht aber der Neigung der Drehzahlcharakteristik im Betriebsbereich. Da nun nach Gl. (285)

$$T_a = \frac{\Theta n_i}{M_{st}} \quad \text{oder} \quad M_{st} = \frac{\Theta n_i}{T_{Ia}}$$

und nach Gl. (329)

$$(330) \quad R_2 = \frac{3 U_2^2}{2\pi \cdot \frac{v_1}{p} \cdot M_{st}} \quad \text{wird} \quad R_2 = \frac{3 U_2^2 T_a}{2\pi \frac{v_1}{p} \Theta \cdot n_i}.$$

Der Läuferwiderstand ist also direkt proportional der Anlaufzeitkonstante. Mit R_{2n} haben wir den Läuferwiderstand bezeichnet, der eingeschaltet sein muß, wenn das Stillstandsmoment gleich dem Normalmoment des Motors wird, wir bekommen also

$$(331) \quad R_{2n} = \frac{3 U_2^2 T_{an}}{2\pi \frac{v_1}{p} \Theta n_i}$$

und

$$(332) \quad \varrho = \frac{R_2}{R_{2n}} = \frac{T_a}{T_{an}}.$$

Die Kurven T_a/T_{an} (Abb. 105) gelten also auch für $R_2/R_{2n} = \varrho$. Wir können somit für bestimmte Verhältnisse ($M_0/M_n, s_0$) sofort $(R_2/R_{2n})_0$ der Abb. 105 entnehmen oder auch nach Gl. (328) rechnen, die für R_2/R_{2n} lautet:

$$(333) \quad \varrho_0 = \left(\frac{R_2}{R_{2n}} \right)_0 = \frac{M_n}{M_0} \cdot s_0.$$

Ist ϱ_0 bestimmt, so kann der Abb. 106 der Wert $\left(\frac{d\varrho}{d\alpha} \right)_0$ bzw. $\left(\frac{d\varrho}{d\alpha} \right)_0 \cdot \alpha_H$, den wir später brauchen, durch Anlegen der Tangente entnommen werden.

Nun ist

$$(334) \quad M_{st} = M_n \frac{R_{2n}}{R_2} = M_n \frac{1}{\varrho}$$

(bei R_{2n} tritt Normalmoment als Stillstandsmoment auf, Stillstandsmoment umgekehrt proportional R_2), also

$$(335) \quad \left(\frac{dM_{st}}{d\varrho} \right)_0 = -\frac{M_n}{\varrho_0^2} = -\frac{M_0^2}{M_n s_0^2} \frac{1}{\varrho_0^2}$$

unter Berücksichtigung von Gl. (333). Außerdem ist nach Abb. 104

$$(336) \quad n = n_s \left(1 - \frac{M}{M_s} \right),$$

$$\left(\frac{dn}{dM_{st}} \right)_0 = \frac{n_s \cdot M_0}{M_{st}^2} = \frac{n_s \cdot s_0^2}{M_0}$$

unter Berücksichtigung der Gl. (327).

Der Anstieg der Drehzahl n abhängig vom Verstellwinkel α , also

$\left(\frac{dn}{d\alpha} \right)_0$, wird nun:

$$(337) \quad \left(\frac{dn}{d\alpha} \right)_0 = \left(\frac{dn}{dM_{st}} \right)_0 \cdot \left(\frac{dM_{st}}{d\varrho} \right)_0 \cdot \left(\frac{d\varrho}{d\alpha} \right)_0 = -\frac{M_0}{M_n} \cdot n_s \left(\frac{d\varrho}{d\alpha} \right)_0,$$

und damit wird, da ja ε_0 dem relativen Regelbereich entspricht, der sich ergeben würde, wenn wir die Kurve $n = f(\alpha)$ durch die Tangente im Betriebspunkt ersetzen,

$$(338) \quad \varepsilon_0 \cdot n_0 = \left(\frac{dn}{d\alpha} \right)_0 \cdot \alpha_H = - \frac{M_0}{M_n} n_s \left(\frac{d\varrho}{d\alpha} \right)_0 \cdot \alpha_H,$$

$$(339) \quad \varepsilon_0 = - \frac{M_0}{M_n} \frac{1}{(1 - s_0)} \left(\frac{d\varrho}{d\alpha} \right)_0 \cdot \alpha_H.$$

Wir können somit ε_0 rechnen, wenn wir die Kurve $\varrho = f(\alpha)$ haben und sowohl die Belastung M_0 als auch die Solldrehzahl (s_0 entsprechend) kennen. Der vorübergehende Regelbereich ist im allgemeinen kleiner als ε_0 , das Verhältnis $\varepsilon_{v0}/\varepsilon_0$ entspricht dem Winkelverhältnis α_{Hv}/α_H , also $\varepsilon_{v0}/\varepsilon_0 = \alpha_{Hv}/\alpha_H$, wobei α_H den gesamten und α_{Hv} den Verstellwinkel des Reglers bedeutet, bei dem die Rückführstange den Bremszylinder (Abb. 103) gerade um den Hub H des Meßwerkkerens gehoben hat.

Wir können somit ohne Schwierigkeiten ε_0 bzw. ε_{v0} bei verschiedenen Drehzahl- und Leistungsverhältnissen ermitteln, wenn uns der Widerstand abhängig von der Winkelstellung $\varrho = f(\alpha)$ bei unserm Anlasser bekannt ist, so daß wir auch $\left(\frac{d\varrho}{d\alpha} \right)_0$ durch Anlegen der Tangente an diese Kurve im stationären Betriebspunkt ermitteln können. In Gl. (325) sind somit, da wir T_a bereits ermittelt haben, alle Konstanten bekannt. Auf den Verlauf der Kurve $\varrho = f(\alpha)$ soll noch etwas eingegangen werden.

Nehmen wir an, daß beim Einschalten, noch bevor der Anlasser bewegt wird, das Anfahrmoment 50% des Normalmomentes betragen soll, ein Wert, der als durchaus üblich und zweckmäßig bezeichnet werden muß, so wird der maximal erforderliche Widerstand $R_{2\max} = 2R_{2n}$ werden. Den Wert für den kleinsten Widerstand, der noch eingestellt werden muß, gewinnen wir aus der Überlegung, daß bei voll eingeschaltetem Anlasser und Normalmoment noch ein bestimmter Grundschlupf vorhanden sein kann oder soll. Dieser Grundschlupf liegt bei praktisch ausgeführten Anlagen bei etwa 5%. Der kleinste Läuferwiderstand ergibt sich daraus zu $R_{2\min} = \frac{R_{2n} \cdot 5}{100} = \frac{R_{2n}}{20}$. Bei diesem verhältnismäßig kleinen Wert von R_2 müssen wir, wenn wir den tatsächlichen Widerstand des Anlassers haben wollen, noch den Eigenwiderstand des Läufers der Asynchronmaschine berücksichtigen. Dieser Eigenwiderstand (R_{2e}) wird, wenn wir einen Normalschlupf von 1,5% annehmen,

$$R_{2e} = \frac{R_{2n} \cdot 1,5}{100} = R_{2n} \cdot \frac{0,3}{20}.$$

Der kleinste Anlasserwiderstand wird damit $R_{2a\min} = \frac{R_{2n}}{28,5}$. Der gesamte Widerstandsbereich des Anlassers wird also $2R_{2n}$ bis $\frac{1}{28,5} \cdot R_n$, was einem Verhältnis 1:57 entspricht. Wir vergleichen damit den Widerstandsbereich, den wir bei Drehzahlregelung praktisch ausnützen können.

Nehmen wir ein Verhältnis $M_0/M_n = 0,25$ bei der Drehzahlregelung im Leerlauf, also eine Leerlaufbelastung von 25% der Normallast des Mo-

tors an und rechnen wir mit einer Drehzahlregelung von 5 bis 15% Schlupf, so ergibt sich hierfür ein Widerstandsbereich nach Gl. (333) von $\varrho_0 = 0,2$ bis $0,6$, also nur ein Verhältnis von $1 : 3$. In Abb. 106 ist dieses bei den angenommenen Verhältnissen für die Drehzahlregelung in Frage kommende Gebiet besonders gekennzeichnet. Der Kurvenverlauf ist ungünstig. Nur ein kleiner Teil des zur Verfügung stehenden Gesamtwiderstandsbereiches kann bei der Regelung ausgenutzt werden.

Für die Regelung ergeben sich bei bestimmter Leerlaufleistung die schwierigsten Verhältnisse beim größten Schlupf, denn dort ist nach Abb. 105 T_a/T_{an} am größten. Außerdem wird bei größerem Schlupf auch ε_0 im allgemeinen größer.

Die Regelung soll nun bei diesen Verhältnissen bei bestimmten Annahmen über Maschinen und Regler untersucht werden.

Wir erhalten bei $M_0/M_n = 0,25$ und $s_0 = 0,15$:

$$\frac{T_a}{T_{an}} = 0,6; \quad \varrho_0 = 0,6; \quad \left(\frac{d\varrho}{d\alpha}\right)_0 \cdot \alpha_H = -3,0, \quad (\text{Abb. 106})$$

$$\varepsilon_0 = -\frac{M_0}{M_n} \frac{1}{1 - s_0} \left(\frac{d\varrho}{d\alpha}\right)_0 \cdot \alpha_H = 0,25 \cdot 1,18 \cdot 3,0 = 0,9.$$

Wir nehmen die Rückführung des indirekten Reglers so an, daß $\alpha_{Hv}/\alpha_H = \varepsilon_{v0}/\varepsilon_0 = 0,5$ (nach S. 100), also $\varepsilon_{v0} = 0,45$ wird. Die gesamte Schlußzeit des Reglers $2T_{sh}$ soll 2 sec sein, damit wird die Reglerzeitkonstante $T_r = T_{sh} \cdot \frac{\varepsilon_{v0}}{\varepsilon_0} = 0,5$ sec.

Die Normalanlaufzeitkonstante T_{an} soll 20 sec betragen, es wird damit

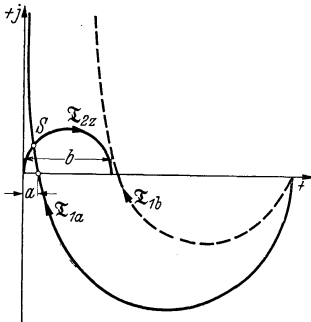
$$T_a = 0,6 \cdot 20 = 12 \text{ sec.}$$

Wir betrachten nun die Stabilitätsverhältnisse bzw. ermitteln die noch offenen Reglerkonstanten T_{kf} und δ_{v0} , also die erforderliche Bremszeitkonstante und die Größe der notwendigen vorübergehenden Ungleichförmigkeit. Auch die Masse des Reglerkernes soll mit $T_j^2 = 10^{-4} \text{ sec}^2$ bei der Kurve $\mathfrak{X}_1 = f_1(\omega)$ berücksichtigt werden.

Die Reglerkonstanten T_{kf} und δ_{v0} müssen nun so bestimmt werden, daß die Regelung stabil wird. Bei den hier in Frage kommenden Zeitkonstanten bis zu etwa 12 sec ändert sich bei höheren Pendelfrequenzen des Meßwerkes und Servomotors die Drehzahl des Motors kaum mehr. Wir können bei Frequenzen über etwa 20 1/sec so tun, als wenn die Drehzahl des Motors vollkommen konstant bliebe, das Gewicht des Meßwerkernes also durch die der konstanten Drehzahl entsprechenden Spulenkraft aufgehoben würde. Wir haben aber dann noch die Möglichkeit einer Eigenschwingung des Reglers selbst. Die bei Bewegung des Meßwerkernes erforderliche Kraft \mathfrak{F}'_1 oder den entsprechenden Zeitvektor \mathfrak{X}'_1 können wir nach Gl. (235) ermitteln, und wir bekommen eine Kurve wie in Abb. 66 gezeichnet. Da wir angenommen haben, daß die Pendelung nicht mehr auf die Drehzahl einwirkt, bekommen wir auch keine Spulenkraft von der Pendelung herrührend, es wird also \mathfrak{F}_2 und damit $\mathfrak{X}_2 = 0$. Wirksam bleibt aber die Kraft, die über die Rückführung

auf den Meßwerk kern einwirkt. Dieser Kraft entspricht der Zeitvektor \mathfrak{X}_{2z} nach Gl. (262).

Abb. 107 zeigt $\mathfrak{X}_1 = f_1(\omega)$ und $\mathfrak{X}_{2z} = f_2(\omega)$, wobei angenommen ist, daß $T_k = 0$, also keine direkte Bremse vorhanden ist. Ist im Schnittpunkt S $\omega_1 = \omega_2$, so stellt sich eine stationäre Schwingung ein, die Regelung ist dann labil. Bedingung für Stabilität ist in diesem Fall $\omega_1 < \omega_2$, wie sich leicht einsehen läßt. Ist nämlich $\omega_1 > \omega_2$, so ist bei Frequenzgleichheit $\mathfrak{X}_{2z} > \mathfrak{X}_1$, und damit stellt sich eine Schwingung mit wachsender Amplitude ein. Schwingungen können bestimmt nicht auftreten, wenn $\mathfrak{X}_1 = f_1(\omega)$ die Kurve $\mathfrak{X}_{2z} = f_2(\omega)$ überhaupt nicht schneidet. Es muß also nach Abb. 107 $a > b$ sein (\mathfrak{X}_{1b}). a ergibt sich aus der Gleichung für \mathfrak{X}_1 [(228), wobei $\delta_0 = 0$ und $T_k = 0$]



$$(340) \quad \mathfrak{X}_1 = j\omega T_f^2 + \frac{T_{kf}}{1 + j\omega T_R}$$

Wird nun der imaginäre Anteil von \mathfrak{X}_1 gleich 0 gesetzt, daraus ω berechnet und schließlich der reelle Anteil a bestimmt, so erhält man:

$$(341) \quad a = \frac{T_f^2}{T_R}$$

b wird nach Gl. (262) ($\omega = \infty$):

$$(342) \quad b = \frac{T_f^2}{T_{IIr}}$$

Abb. 107. \mathfrak{X}_1 und \mathfrak{X}_{2z} bei reiner Reglerschwingung.

(An Stelle von T_I tritt T_{IIr} auf, weil die Reglerzeitkonstante in Gl. (262) mit T_I , hier aber mit T_{IIr} bezeichnet ist.)

Damit nun $a > b$, muß sein

$$(343) \quad T_R < T_{IIr}$$

Die Rückführzeitkonstante der Bremse T_R muß kleiner sein als die Reglerzeitkonstante T_{IIr} nach Gl. (170). Da $T_R = \frac{T_{kf}}{\delta_{v0}}$, muß bei größerer Bremszeitkonstante auch δ_{v0} größer werden, d. h. eine stärkere Feder nach Abb. 52 zwischen Bremskolben und Meßwerk kern eingesetzt werden.

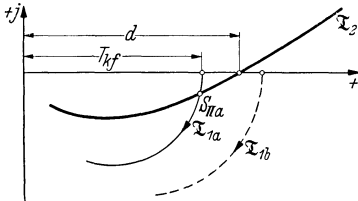


Abb. 108. \mathfrak{X}_1 und \mathfrak{X}_2 bei Regelung nach Abb. 103 (mittelbare Regelung 2. Ordnung).

T_{kf} soll nun möglichst klein gewählt werden, damit die vorübergehende Statik schnell wieder verschwindet und der richtige Sollwert wieder eingestellt wird. Mit Rücksicht auf Stabilität kann aber T_{kf} nicht beliebig klein gemacht werden wie in Abb. 108, in dem \mathfrak{X}_1 und \mathfrak{X}_2 in dem Bereich kleinerer Frequenzen, wo \mathfrak{X}_{2z} noch keine Rolle spielt, für

den untersuchten Fall — mittelbare Regelung 2. Ordnung mit vorübergehender Statik — aufgezeichnet sind. Bei kleinem Wert für T_{kf} (\mathfrak{X}_{1a}) schneidet die Kurve $\mathfrak{X}_2 = f_2(\omega)$ die reelle Achse bei einem Wert $d > T_{kf}$,

und wir bekommen damit einen Schnittpunkt von $\mathfrak{X}_1 = f_1(\omega)$ mit $\mathfrak{X}_2 = f_2(\omega)$. Damit Stabilität vorhanden ist, muß im Punkt S_{IIa} $\omega_1 < \omega_2$ (nach S. 78) sein, was große Rückführzeitkonstante T_R bedeutet. T_R muß aber mit Rücksicht auf die Reglerschwingung (Abb. 107) möglichst klein gewählt werden. Es ergeben sich also hier zwei sich widersprechende Forderungen. Man kann sehr einfach diese Schwierigkeit umgehen, wenn man, wie S. 78 bereits gezeigt, T_{kf} größer als d nach Abb. 108 macht, so daß der Schnittpunkt S_{II} wegfällt (\mathfrak{X}_{1b}). Es muß in diesem Fall nach Gl. (268) werden:

$$T_{kf} > \frac{\lambda_0 \frac{\varepsilon_{v0}}{2} T_{Ia} T_{IIr}}{T_{Ia} + T_{IIr}}.$$

(An Stelle von ε_0 muß beim indirekten Regler ε_{v0} gesetzt werden.)

Wir haben somit zwei Bedingungen für die Festlegung der Bremszeitkonstante T_{kf} und der Federstärke, also der vorübergehenden Statik δ_{v0} :

$$T_R = \frac{T_{kf}}{\delta_{v0}} \leq T_{IIr} \quad [\text{nach Gl. (343)}],$$

$$T_{kf} \geq \frac{\lambda_0 \frac{\varepsilon_{v0}}{2} T_{Ia} T_{IIr}}{T_{Ia} + T_{IIr}} \quad [\text{nach Gl. (268)}].$$

Praktisch wird man nun, das sei hier nochmals betont, nicht so vorgehen, daß man von vornherein diese Konstanten rechnerisch bestimmt und etwa im Werk schon einstellt, sondern man muß als Konstrukteur nur eine entsprechende Verstellmöglichkeit für beide Größen vorsehen, damit dann bei Inbetriebnahme der Regelung an Ort und Stelle die günstigsten Regelverhältnisse eingestellt werden können. Die Erfahrung bestätigt übrigens ohne weiteres das obige Ergebnis, es muß, um stabile Regelung zu bekommen, bei solchen indirekten Reglern immer eine Mindestbremskonstante und dann aber auch eine Mindestfederstärke vorhanden sein. Wenn wir auf unser Beispiel zurückgreifen, so bekommen wir, da $\lambda_0 = 2,0$ (quadratische Abhängigkeit der Zugkraft des Meßwerkes von der Regelgröße):

$$T_{kf} \geq \frac{0,45 \cdot 12 \cdot 0,5}{12,5} = 0,215$$

und für $T_R \leq 0,5 \text{ sec}$,

also für $\delta_{v0} \geq \frac{0,215}{0,5} = 0,43$.

Die vorübergehende Statik muß also recht groß gewählt werden, was starke Feder zwischen Meßwerkern und Bremse bedeutet.

Durch Lösung der charakteristischen kubischen Gleichung für die Differentialgl. (325), in der jetzt alle Konstanten bestimmt sind, kann der ganze Regelvorgang ohne weitere Schwierigkeiten bei Annahme bestimmter Anfangsbedingungen beschrieben werden. Man muß sich aber hier, da wie wir gesehen haben, sowohl T_{Ia} als auch ε_0 , stark abhängig sind von der Drehzahl, auf nur geringe Drehzahlabweichungen

beschränken. Die Regelverhältnisse bei der Drehzahlregelung sind damit hinreichend geklärt.

Wie S. 96 erläutert, muß der Regler (nach Schaltbild Abb. 103) nach Erreichen einer bestimmten Belastung von der Drehzahlregelung auf eine Leistungsregelung übergehen. Es sollen daher auch für diesen Fall noch kurz die Verhältnisse untersucht werden.

Wenn wir bei der Regelung ein bestimmtes, über eine gewisse Zeit konstantes Walzmoment annehmen und das Motormoment durch den Regler konstant gehalten wird, so fällt bei Überwiegen des Walzmomentes die Drehzahl gleichmäßig ab oder sie steigt bei Überwiegen des Motormomentes gleichmäßig an. Diese Drehzahländerung erfolgt aber, verglichen mit der Verstellzeit des Reglers, sehr langsam. Wir können daher bei der Untersuchung der Reglerstabilität jetzt so tun, als ob die Drehzahl überhaupt konstant bliebe. Bleibt aber die Drehzahl konstant, so ist das Moment und damit die primär aufgenommene Leistung N_I (Primärverluste vernachlässigt) bei konstant angenommener Netzfrequenz und Spannung nur noch abhängig vom Läuferwiderstand. Der Läuferwiderstand wird aber direkt vom Regler verstellt, es ist also in diesem Fall nur die Reglerzeitkonstante wirksam bzw. wir haben nur ein Verstellwerk, also eine mittelbare Regelung 1. Ordnung mit der Differentialgleichung (Masse des Reglerkernes vernachlässigt) nach Gl. (124)

$$(344) \quad T_{kf} T_I N'_{I1} + T_{kf} \left(1 + \frac{\varepsilon_{v0}}{\delta_{v0}} \right) N'_{I1} + \lambda_0 \frac{\varepsilon_{v0}}{2} N_{I1} = 0.$$

(Da im vorliegenden Fall das Meßwerk im allgemeinen ein wattmetrisches System sein wird, wird die Zugkraft des Meßwerks proportional der Regelgröße, so daß dann λ_0 nach Abb. 32 1,0 wird!) Der Regelvorgang entspricht also jetzt einer einfachen gedämpften Sinusschwingung, die Verhältnisse liegen viel günstiger als im Fall der Drehzahlregelung. Die Konstanten der Gl. (344) ergeben sich aus den Reglerdaten ohne weiteres bis auf den vorübergehenden Regelbereich, auf den noch kurz eingegangen werden muß.

Nach Gl. (334) und (327) können wir setzen:

$$(345) \quad \frac{M_{st}}{M_n} = \frac{M}{M_n \cdot s} = \frac{1}{q}.$$

Bezeichnen wir mit $\mu = M/M_n$ und mit $\mu_0 = M_0/M_n$ das konstant zu haltende Momentenverhältnis, so bekommen wir

$$(346) \quad \mu = \frac{s}{q}$$

und die Änderung des Belastungsverhältnisses abhängig vom Verstellwinkel α an der Sollwertstelle

$$(347) \quad \left(\frac{d\mu}{d\alpha} \right)_0 = - \frac{s_0}{q_0^2} \left(\frac{dq}{d\alpha} \right)_0.$$

Damit wird der scheinbare Gesamtregelbereich

$$(348) \quad \varepsilon_0 \mu_0 = \left(\frac{d\mu}{d\alpha} \right)_0 \cdot \alpha_H = - \frac{s_0}{q_0^2} \left(\frac{dq}{d\alpha} \right)_0 \cdot \alpha_H.$$

Berücksichtigen wir noch Gl. (346), so bekommen wir für:

$$(349) \quad \varepsilon_0 = -\frac{1}{\varrho_0} \left(\frac{d\varrho}{d\alpha} \right)_0 \alpha_H .$$

ϱ_0 kann wieder bei verschiedenen Belastungen und Drehzahlen nach Gl. (333) gerechnet oder den Kurven Abb. 105 entnommen werden. $\left(\frac{d\varrho}{d\alpha} \right)_0 \alpha_H$ kann aus der Widerstandskennlinie Abb. 106 ermittelt werden. Dabei ist zu beachten, daß während des Walzens bei einem längeren Stich ein ganzer Drehzahl- also Schlupfbereich durchfahren wird und dabei nach Abb. 105 sich ϱ_0 und damit selbstverständlich auch $\left(\frac{d\varrho}{d\alpha} \right)_0 \cdot \alpha_H$ dauernd ändert. ε_{v0} wird wieder

$$(350) \quad \varepsilon_{v0} = \varepsilon_0 \frac{\alpha_{Hv}}{\alpha_H} .$$

IV. Gleichlaufschaltungen.

28. Gleichstrommehrmotorenantrieb.

Bei Mehrmotorenantrieben etwa für Papiermaschinen, Walzwerke o. dgl. müssen mehrere Motoren so geregelt werden, daß ihre Drehzahlen in einem ganz bestimmten, festen Verhältnis zueinander stehen. Nur wenn dieses Drehzahlverhältnis vorhanden ist, ist ein einwandfreier Betrieb möglich und arbeitet die Arbeitsmaschine richtig. Es gibt nun die verschiedensten Möglichkeiten, einen relativen Gleichlauf verschiedener Motoren — Gleichstrom- oder Drehstrommaschinen — zu erzwingen. Es sollen hier nur zwei Beispiele nach der regeltechnischen Seite hin untersucht werden.

Abb. 109 zeigt die Schaltung für einen *Gleichstrommehrmotorenantrieb* mit Leonard-Schaltung und einer mechanischen Leitwelle (1).

Die Leitwelle wird angetrieben vom sog. Leitmotor (2), mit dessen Drehzahl die Drehzahlen der verschiedenen Motoren (3) in Differentialgetrieben verglichen werden. Stimmt die Drehzahl eines Teilmotors nicht mit der Drehzahl der Leitwelle überein, so wird durch das Differentialgetriebe ein Regler, der im Erregerkreis des Motors liegt, verstellt und damit die Drehzahl so lange verändert, bis wieder Übereinstimmung vorhanden ist. Die konischen Riemenscheiben zwischen Motoren und Differentialen sind noch vorgesehen, damit das Drehzahlverhältnis der

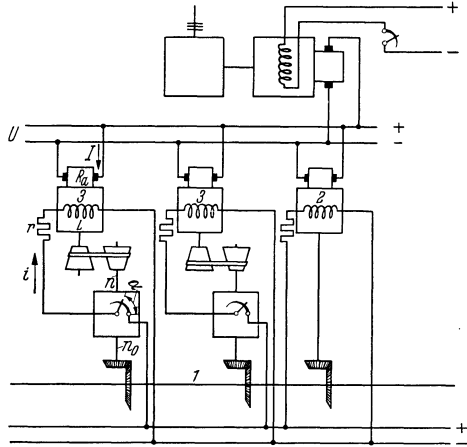


Abb. 109. Mehrmotorenantrieb mit Gleichstrommotoren.

verschiedenen Motoren gegeneinander noch in gewissen Grenzen verändert werden kann, beispielsweise zu Änderung des Papierzuges bei Papiermaschinenantrieben. Es ist sofort zu übersehen, daß die mechanische Leitwelle ohne weiteres auch durch eine elektrische ersetzt werden kann. Die verschiedenen Differentiale werden dann eben auf der Leitwellenseite von Synchronmotoren, die alle von einem gleichen Drehstromnetz gespeist werden, angetrieben, ohne daß sich sonst am ganzen Regelsystem irgend etwas ändert.

Wir können mit den in Abb. 109 angegebenen Bezeichnungen folgende Gleichungen ansetzen:

Die Spannungsgleichung des Erregerkreises:

$$(351) \quad \text{I: } (r + k_1 \alpha) i + L \frac{di}{dt} = U_e.$$

Dabei ist angenommen, daß der vom Differential gesteuerte Widerstand so gestuft ist, daß er im untersuchten Bereich proportional mit dem Winkel α zunimmt.

Die Bewegungsgleichung des Reglers im Erregerkreis:

$$(352) \quad \text{II: } \frac{d\alpha}{dt} = -c_t(n - n_0) = -c_t \cdot n_1.$$

Die Winkelgeschwindigkeit des Reglerarmes ist proportional der Drehzahldifferenz der beiden das Differential antreibenden Wellen. In dem Faktor c_t steckt ein evtl. vorhandenes Übersetzungsverhältnis im Differential.

Die Bedingung für das Gleichgewicht der an der Motorwelle angreifenden Momente:

$$(353) \quad \text{III: } M - W - B = 0.$$

Das Motormoment M wird:

$$(354) \quad M = \frac{E}{n} I k_2 = \left(\frac{E}{n}\right) \frac{U - \left(\frac{E}{n}\right) n}{R_a} k_2.$$

Dabei ist (E/n) proportional dem Fluß in der Maschine. Wir ersetzen die Magnetisierungskurve wieder durch die Tangente in dem zu untersuchenden Betriebspunkt, so daß damit auch die Selbstinduktion L festliegt und bekommen damit

$$(355) \quad \left(\frac{E}{n}\right) = \left(\frac{E}{n}\right)_a + k_3 \cdot i \quad (\text{Abb. 110}).$$

Die Induktivität der Ankerwicklung sei vernachlässigt und außerdem sei angenommen, daß die Bürsten in der neutralen Zone stehen, so daß keine merkliche Ankerrückwirkung auftritt.

W ist wieder das mechanische Bremsmoment der angetriebenen Maschine und

$$(356) \quad B = \Theta \frac{dn}{dt}$$

das Moment für die Beschleunigung der Schwungmassen.

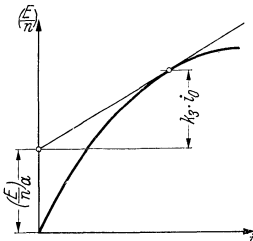


Abb. 110. Magnetische Kennlinie eines Gleichstrommotors.

Wir nehmen nun wieder an, daß W konstant ist und untersuchen nur die Abweichung aller Größen vom Gleichgewichtszustand. Wir bekommen dann, wenn wir berücksichtigen, daß

$$\frac{U_e}{r + k_1 \alpha_0} = i_0, \quad \text{daß} \quad W_0 - W = W_1 = 0$$

und daß das Produkt aus zwei Abweichungsgrößen vernachlässigt wird, aus Gl. (353) bis (356):

$$(357) \quad i_1 = \frac{-\frac{R_a}{k_2} \Theta \frac{dn_1}{dt} - n_1 \left[\left(\frac{E}{n} \right)_a + k_3 \cdot i_0 \right]^2}{2k_3 n_0 \left[\left(\frac{E}{n} \right)_a + k_3 i_0 \right] - k_3 U}.$$

Nach Gl. (351), die wir einmal differentitieren, um an Stelle von α den Differentialquotienten $d\alpha/dt$ zu bekommen, und nach Gl. (352) erhalten wir:

$$(358) \quad (r + k_1 \cdot \alpha_0) \frac{di_1}{dt} - k_1 i_0 c_l n_1 + L \frac{d^2 i_1}{dt^2} = 0.$$

Wir eliminieren nun aus Gl. (357) und (358) i_1 und erhalten damit unsere endgültige Differentialgleichung:

$$(359) \quad T_I T_{II} T_{sh} \delta_0 n_1''' + (T_I + T_{II}) T_{sh} \delta_0 n_1'' + T_{sh} \delta_0 n_1' + \varepsilon_0 n_1 = 0.$$

Darin bedeuten:

$$(360) \quad T_{II} = T_e = \frac{L}{r + \alpha_0 k_1}$$

die wirksame Zeitkonstante des Erregerkreises,

$$(361) \quad T_I = T_a = \frac{\Theta n_l}{M_{st}} = \frac{\Theta \cdot R_a \cdot n_l}{\left[\left(\frac{E}{n} \right)_a + k_3 \cdot i_0 \right] \cdot U \cdot k_2} = \frac{\Theta R_a n_l^2}{U^2 k_2}$$

die Anlaufzeitkonstante des Motors mit Arbeitsmaschine.

n_l ist dabei die dem jeweiligen Winkel α_0 entsprechende Leerlaufdrehzahl, die $n_l = \frac{U}{\left(\frac{E}{n} \right)_a + k_3 \cdot i_0}$ wird. Der Regelbereich ε_0 wird:

$$(362) \quad \varepsilon_0 = \frac{k_1 \cdot i_0 \cdot n_l \cdot k_3 \cdot \alpha_H}{(r + k_1 \cdot \alpha_0) n_0} \cdot \frac{2 \left(\frac{E}{n} \right)_a n_0 + 2k_3 i_0 n_0 - U}{U \left[\left(\frac{E}{n} \right)_a + k_3 i_0 \right]} = \frac{k_1 i_0 k_3 \alpha_H n_l (U - 2I_0 R_a)}{(r + k_1 \alpha_0) (U - I_0 R_a) U}.$$

($\varepsilon_0 n_0$ entspricht dem Drehzahlbereich beim Durchlaufen des ganzen Regelhubes α_H bei Annahme geradliniger Kennlinien.) ε_0 läßt sich auch sehr einfach graphisch aus der Kennlinie $n_l = f(\alpha)$, ähnlich wie in Abb. 88 gezeigt, ermitteln.

T_{sh} ist wieder die „halbe Schlußzeit“, also die Zeit zum Durchlaufen des halben Reglerhubes, und zwar bei einer Drehzahlabweichung $\frac{\delta_0}{2} \cdot n_0$, wenn also beim indirekten Regler der Meßwerkern von seiner Mittel-lage in eine Endlage $x = \pm H/2$ geht. Es wird daher das in der Gl. (359)

allein vorkommende Produkt

$$(363) \quad T_{sh} \cdot \delta_0 = \frac{\alpha_H}{c_t \cdot n_0} \quad \left(\text{aus } c_t \cdot \frac{\delta_0}{2} \cdot n_0 T_{sh} = \frac{\alpha_H}{2} \right).$$

(Auf die Bedeutung von $T_{sh} \cdot \delta_0$ wird bei der Behandlung der Stabilität noch näher eingegangen.)

Wenn wir bei der Differentialgleichung (359) $T_{II} = T_e = 0$ setzen, wenn wir also die Zeitkonstante der Erregerwicklung vernachlässigen, was wir in erster Annäherung machen können, da T_a immer wesentlich größer als T_e sein wird, bekommen wir eine gedämpfte Schwingung. Wir können Schwingungszahl und auch Dämpfung ohne weiteres ermitteln (S. 27) und können uns somit ein ungefähres Bild über den Regelvorgang machen. Wir haben den typischen Fall der Trägregelung wie bei mittelbarer Regelung 1. Ordnung mit direktem Regler ohne vorübergehende Statik, also mit direkter Bremse mit allen in Abschn. 8 beschriebenen Nachteilen, wie vor allem fest gegebene, nicht beeinflussbare Dämpfungszeitkonstante

$$T_a = 2 T_{Ia}.$$

Für die Untersuchung der Stabilität muß allerdings dann T_e mit berücksichtigt werden. Man kann bei dieser Differentialgleichung von nur 3. Ordnung nach der „Methode der kleinen Schwingungen“ (S. 59) sehr schnell die Regelung überprüfen. Einen besseren Einblick in die Verhältnisse bietet aber wieder die Selbsterregungsmethode.

Bei der Stabilitätsuntersuchung der Regelung müssen wir folgendes beachten:

Im Differential ist gewissermaßen Meßwerk und Verstellwerk zusammengebaut. Stimmt die Drehzahl nicht mit der Solldrehzahl überein, so wird der mit dem Differential zusammengebaute Regler im Erregerkreis des Motors verstellt, und zwar ist dabei die Verstellgeschwindigkeit proportional der Abweichung. Da keine Rückführung vorhanden ist, wird bei einer Drehzahlabweichung nicht nach einer bestimmten Zeit ein bestimmter Winkel α am Differential eingestellt, sondern α wächst ständig an, bis schließlich der ganze Regelbereich durchlaufen ist. Die Zeitkonstante des Verstellwerkes im Differential ist also ∞ . Da außerdem noch die Erregerzeitkonstante der Motorerregung und die Anlaufzeitkonstante des Motors wirksam ist, haben wir es mit einer mittelbaren Regelung 3. Ordnung mit zwei endlichen und einer unendlich großen Zeitkonstante zu tun und wir erhalten nach S. 73 und 74 für \mathfrak{I}_2 (λ_0 ist gleich 1,0 gesetzt, was in solchen Fällen, in denen kein direktes elektro-mechanisches Meßwerk vorhanden ist, immer gemacht werden kann):

$$(364) \quad \mathfrak{I}_2 = \frac{j \frac{\varepsilon_0}{2}}{\omega(j\omega T_{sh})(1 + j\omega T_I)(1 + j\omega T_{II})}.$$

T_{II} ist wieder die Zeitkonstante des Erregerkreises, T_I die Anlaufzeitkonstante des Motors und $\varepsilon_0 \cdot n_0 = n_{1H}$ der scheinbare Drehzahlregelbereich.

Unbekannt ist vorläufig noch T_{sh} . Allerdings kennen wir nach Gl. (363) $\delta_0 \cdot T_{sh} = \frac{\alpha_H}{c_t \cdot n_0} \cdot \frac{\delta_0}{2} \cdot n_0$ würde, wie schon gesagt, bei einem elektromechanischen Regler etwa nach Abb. 84 der Drehzahländerung entsprechen, die notwendig ist, damit sich der Meßwerkern um den halben Hub $H/2$, z. B. von der Mittellage aus, bewegt. Beim indirekten Regler ergibt sich in diesem Fall eine maximale Verstellgeschwindigkeit und dementsprechend die so definierte „halbe Schlußzeit“ T_{sh} . In unserm Fall, wo das Meßwerk mit im Differential liegt, können wir von einem Hub im obigen Sinn nicht sprechen. Wir können aber gewissermaßen einen Hub festlegen, also eine Grenzdrehzahlabweichung annehmen, die wir dann mit $\delta_0 \cdot n_0$ bezeichnen und dafür die halbe Schlußzeit rechnen. Der Einfachheit halber wählen wir $\delta_0 \cdot n_0 = n_0$, also $\delta_0 = 1,0$, damit wird

$$T_{sh} = \frac{\alpha_H}{c_t \cdot n_0}.$$

Für \mathfrak{X}_1 erhalten wir, da $T_k = T_{kf} = T_f = 0$ [aus diesem Grund reduziert sich auch die Differentialgleichung (359), die sonst bei der mittelbaren Regelung 3. Ordnung vom 6. Grad sein müßte, auf eine solche nur 3. Grades], nach Gl. (228) ($\lambda_0 = 1,0$)

$$(365) \quad \mathfrak{X}_1 = \frac{\delta_0}{j\omega} = \frac{1}{j\omega}.$$

Die Kurve $\mathfrak{X}_1 = f_1(\omega)$ entspricht dem negativen Teil der imaginären Achse. In Abb. 111 sind die beiden Kurven $\mathfrak{X}_1 = f_1(\omega)$ und $\mathfrak{X}_2 = f_2(\omega)$ aufgezeichnet.

Als Kriterium gilt, wie früher gezeigt, daß im Schnittpunkt S $\omega_1 > \omega_2$ sein muß.

Im Schnittpunkt von \mathfrak{X}_2 mit der imaginären Achse wird nach Gl. (364)

$$(366) \quad \omega_i = \frac{1}{T_I T_{II}}$$

und damit

$$(367) \quad \mathfrak{X}_{2i} = -j \frac{\varepsilon_0}{T_{sh}} \cdot \frac{T_I T_{II}}{T_I + T_{II}} \sqrt{T_I T_{II}}.$$

Bei der gleichen Frequenz ω_i wird nach Gl. (365)

$$(368) \quad \mathfrak{X}_{1i} = -j \frac{1}{2} \sqrt{T_I T_{II}}.$$

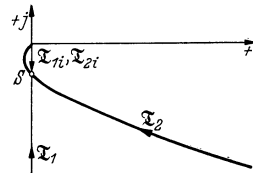


Abb. 111. $\mathfrak{X}_1 = f_1(\omega)$ und $\mathfrak{X}_2 = f_2(\omega)$ bei Mehrmotorenantrieb nach Abb. 109.

Da im Schnittpunkt S $\omega_1 > \omega_2$ sein muß, ist erforderlich, daß bei der Frequenz, bei der \mathfrak{X}_2 die imaginäre Achse schneidet, also $\mathfrak{X}_2/\mathfrak{X}_1$ reell wird, \mathfrak{X}_1 noch größer als \mathfrak{X}_2 ist. Es muß also sein:

$$\mathfrak{X}_{1i} > \mathfrak{X}_{2i} \quad \text{oder} \quad \sqrt{T_I T_{II}} > \frac{\varepsilon_0}{T_{sh}} \frac{T_I T_{II}}{T_I + T_{II}} \sqrt{T_I T_{II}}$$

bzw.

$$\frac{\varepsilon_0}{T_{sh}} = \frac{c_t \cdot n_{1H}}{\alpha_H} < \frac{T_I + T_{II}}{T_I T_{II}}.$$

Zum selben Ergebnis kommen wir selbstverständlich bei Untersuchung der Gl. (359) nach der „Methode der kleinen Schwingungen“. Wir sehen aus der Stabilitätsbedingung, daß mit größer werdenden Zeitkonstanten der Drehzahlbereich n_{1H} oder die Übersetzung im Differential entsprechend der Konstanten c_i kleiner werden muß, da ja der Winkelbereich α_H konstant anzunehmen ist.

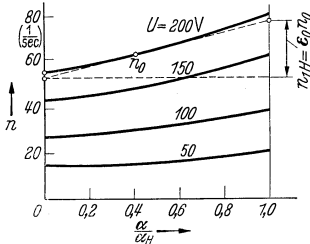


Abb. 112. Abhängigkeit der Drehzahl eines Gleichstrommotors vom Verstellwinkel am Differential bei Regelung nach Abb. 109.

Da bei unserer Anordnung nach Abb. 109 durch Änderung der gemeinsamen Ankerspannung U verschiedene Leerlaufspannungen eingestellt werden können, muß die Stabilität im ganzen Drehzahlbereich untersucht werden. In Abb. 112 sind für eine bestimmte Maschine Kurven $n = f(\alpha/\alpha_H)$, aus denen n_{1H} ohne weiteres für jeden Betriebspunkt herausgenommen werden kann, bei verschiedenen Ankerspannungen aufgezeichnet.

Es soll nun noch der Drehzahlverlauf in einem Beispiel für einen angenommenen Belastungsfall nach der Differentialgl. (359) bestimmt werden. Wir nehmen an: Ankerspannung $U = 100$ bis 500 V, $I_n = 20$ A, $n = 20$ bis 100 (1/sec), $R_a = 1,5 \Omega$. Die Erregerzeitkonstante $T_{He} = 0,5$ sec, die Anlaufzeitkonstante $T_{La} = 2$ sec, $\epsilon_0 = 0,3$ und $T_{sh} \cdot \delta_0 = \frac{\alpha_H}{c_i \cdot n_0} = \frac{5}{50} = 0,1$ sec ($c_i = 1,0$, also keine Übersetzung im Differential).

Ausgehend von einer Leerlaufdrehzahl $n_0 = 50 \frac{1}{\text{sec}}$ entsprechend etwa $500 U/M$ bei einer Ankerspannung von 250 V soll die Maschine stoßartig mit $\frac{1}{4}$ Normalmoment ($I = 5$ A) belastet werden. Der Drehzahlabfall Δn würde (bei Vernachlässigung der Ankerrückwirkung) ohne Regelung $\Delta n = 50 \left(1 - \frac{250 - 5 \cdot 1,5}{250}\right) = 1,5 \frac{1}{\text{sec}}$ betragen.

Die charakteristische Gleichung für die Differentialgleichung (359) lautet nun nach Einsetzen der obigen Werte:

$$(369) \quad 0,06 \cdot w^3 + 0,23 w^2 + 0,1 \cdot w + 0,3 = 0.$$

Die Lösung dieser Gleichung 3. Grades [10] ergibt folgende drei Werte für w :

$$\begin{aligned} w_1 &= -3,75, \\ w_2 &= -0,05 + j 1,15, \\ w_3 &= -0,05 - j 1,15. \end{aligned}$$

Wir bekommen also folgende Lösung für unsere Differentialgleichung (359):

$$(370) \quad n_1 = C_1 \cdot e^{-3,75 t} + e^{-0,05 t} (C_2 \cos 1,15 t + C_3 \cdot \sin 1,15 t).$$

Die Regelung ist, wie sich auch bei Kontrolle der Stabilität ergibt, noch stabil. Die Integrationskonstanten müssen noch nach den Anfangs-

bedingungen ermittelt werden. Wir können setzen:

$$t = 0: \text{ I: } n_{10} = C_1 + C_2 = 0.$$

$$\text{ II: } \left(\frac{dn_1}{dt}\right)_0 = -3,75 C_1 - 0,05 C_2 + 1,15 C_3 = \frac{\Delta n}{T_{Ia}} = -\frac{1,5}{2} = -0,75,$$

$$\text{ III: } \left(\frac{d^2n_1}{dt^2}\right)_0 = 14,2 C_1 - 1,33 C_2 - 0,12 C_3 = -\frac{\Delta n}{T_{Ia}^2} = +0,375.$$

Die Bedingungen I bis III kommen entsprechend Abschn. 25 nach folgenden Überlegungen zustande: Im Augenblick der Belastung ist noch die richtige Drehzahl vorhanden, also ist $n_{10} = 0$. Der Regelarm hat sich noch nicht verstellt, der Erregerstrom ändert sich nicht, die Maschine verhält sich also vorerst wie wenn keine Regelung vorhanden wäre, die Drehzahl fällt nach einer Exponentialkurve ab, es wird

$$\left(\frac{dn_1}{dt}\right)_0 = \frac{\Delta n}{T_{Ia}}$$

und

$$\left(\frac{d^2n_1}{dt^2}\right)_0 = -\frac{\Delta n}{T_{Ia}^2}$$

Aus diesen 3 Gleichungen errechnen wir

$$C_1 = 0,02,$$

$$C_2 = -0,02,$$

$$C_3 = -0,59.$$

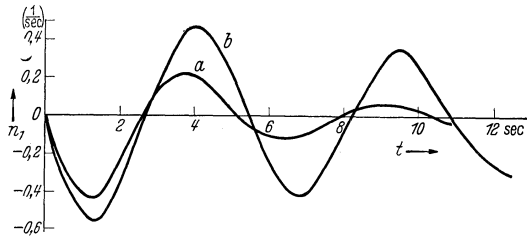


Abb. 113. Drehzahlverlauf bei Mehrmotorenantrieb nach Abb. 109 nach einem Belastungsstoß (*a* ohne, *b* mit Berücksichtigung der Zeitkonstante der Erregerwicklung).

In Abb. 113 ist der Verlauf von n_1 abhängig von der Zeit aufgezeichnet, wobei die Glieder mit C_1 und C_2 , die klein sind gegenüber dem Glied mit C_3 vernachlässigt sind (Kurve *b*). Zum Vergleich ist auch noch der Verlauf von n_1 aufgezeichnet, der sich ergeben würde, wenn die Zeitkonstante der Erregerwicklung $T_{Ie} = 0$ wäre (Kurve *a*). In diesem Fall bekommen wir aus Gl. (359) die einfache Schwingungsgleichung

$$(371) \quad T_I T_{sh} \delta_0 n_1'' + T_{sh} \delta_0 \cdot n_1' + \varepsilon_0 \cdot n_1 = 0$$

mit der Frequenz

$$\omega_p \sim \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{T_I T_{sh} \delta_0}} = 1,23 \frac{1}{\text{sec}}$$

und der Dämpfungszeitkonstante

$$T_d = 2T_I = 4 \text{ sec.}$$

Die Lösung von Gl. (371) wird unter Berücksichtigung der Grenzbedingungen:

$$(372) \quad n_1 = -0,61 e^{-\frac{t}{4}} \sin 1,23 t.$$

Wir sehen, wie die Regelung durch die Zeitkonstante der Erregerwicklung, die allerdings verhältnismäßig groß angenommen ist, sehr stark verschlechtert wird. Um genügende Dämpfung der Schwingung

zu bekommen, muß im vorliegenden Fall der Regelbereich, also ε_0 , verkleinert werden. Wählen wir für ε_0 an Stelle von 0,3 nur 0,2, so bekommen wir als Lösung der charakteristischen Gl. (369)

$$\begin{aligned} w_1 &= -3,2, \\ w_2 &= -0,1 + j 1,0, \\ w_3 &= -0,1 - j 1,0. \end{aligned}$$

Die Lösung der Differentialgleichung wird damit

$$(373) \quad n_1 = C_1 \cdot e^{-3,2t} + e^{-0,1t} (C_2 \cos 1,0t + C_3 \sin 1,0t).$$

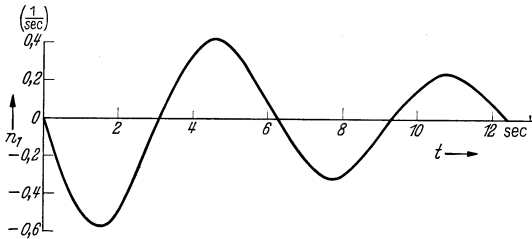


Abb. 114. Drehzahlverlauf bei Belastungsstoß wie Abb. 113 (b), aber mit geringerem Regelbereich.

Die Integrationskonstanten werden:

$$\begin{aligned} C_1 &= 0,024, \\ C_2 &= -0,024, \\ C_3 &= -0,69. \end{aligned}$$

Abb. 114 zeigt den Verlauf von n_1 . Wir sehen, daß die Schwingung jetzt wesentlich besser gedämpft verläuft, daß aber doch noch eine recht

erhebliche Zeit vergeht, bis die Regelung zur Ruhe kommt. Mit dem Regelbereich ε_0 noch weiter zurück zu gehen, würde im vorliegenden Fall kaum mehr möglich sein, weil sonst bald nicht mehr der ganze Drehzahlabfall zwischen Leerlauf und Belastung ausgeregelt werden könnte.

Drehstrommehrmotorenantrieb.

In Abb. 115 ist eine Schaltung für Mehrmotorenantrieb mit *Drehstromnebenschlußmotoren* aufgezeichnet. 1 ist der Leitmotor, 2 die Leitwelle, 3 ein Teilmotor, und zwar ein Drehstromnebenschlußmotor, dessen Drehzahl durch Bürstenverstellung geregelt werden kann, 4 ist ein Öldruckregler. Der Öldruckregler hat ein Magnetsystem mit zwei Erregerspulen. Eine Spule ist konstant über eine Eisenwasserstofflampe so erregt, daß der Meßwerkern sich in der Mittellage befindet, der Servomotor also stillsteht, wenn die zweite Spule stromlos ist, der Reglerarm des Differentials sich also in der Mittellage befindet. Sobald aber der Arm sich nach der einen oder andern Seite bewegt, bekommt die zweite Spule Strom so, daß die Wirkung der ersten Spule entweder gestärkt oder geschwächt wird. Damit wird aber das Gleichgewicht am Meßwerk gestört und der Servomotor wird eingeschaltet und verstellt die Bürstenbrücke des Drehstrommotors und damit seine Drehzahl. Wir können die Regelung hier auffassen als eine astatistische Winkelregelung, und zwar haben wir es wieder mit einer mittelbaren Regelung 3. Ordnung zu tun. Die Differentialgleichung des Regelvorganges wird hier von 6. Ordnung. Wir wollen sie aber nicht aufstellen, sondern nur die Stabilität untersuchen.

Der Öldruckregler soll mit elastischer Rückführung ausgerüstet sein (Abb. 52) und seine Verstellgeschwindigkeit soll proportional der Ab-

weichung der Meßwerkernstellung vom Sollwert sein. Außerdem soll die durch den Strom der zweiten Spule hervorgerufene Kraft im untersuchten Gebiete proportional der Winkelabweichung vom Mittelwert am Differential sein ($\lambda_0 = 1,0$). Wir bekommen dann für \mathfrak{I}_2 wie beim Gleichstrommehrmotorenantrieb Gl. (364) (\mathfrak{I}_{2z} nach S. 75 vernachlässigt).

$$(373) \quad \mathfrak{I}_2 = \frac{j \frac{\varepsilon_{v0}}{2}}{\omega(j\omega T_{sh})(1 + j\omega T_I)(1 + j\omega T_{II})}$$

T_{II} ist die nach S. 47 (Abb. 53) definierte Reglerzeitkonstante. T_I ist die Anlaufzeitkonstante des Teilmotors, die S. 82 ermittelt worden ist.

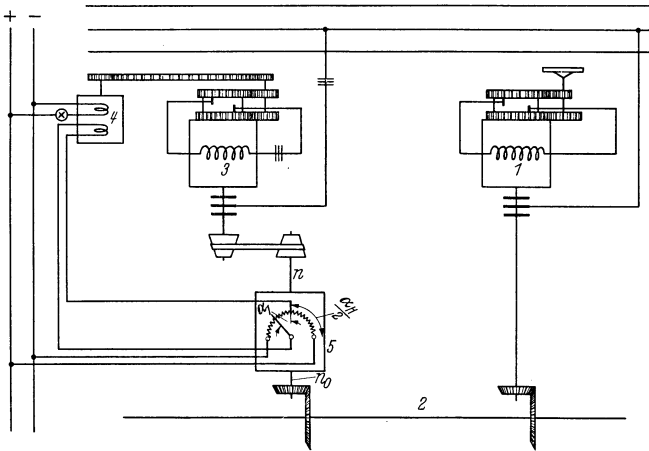


Abb. 115. Mehrmotorenantrieb mit Drehstromnebenschlußmotoren.

Zu bestimmen ist nun noch ε_{v0} und T_{sh} bzw. das in der Gl. (373) allein

vorkommende Verhältnis $\frac{\varepsilon_{v0}}{T_{sh}}$. T_{sh} entspricht hier der Zeit, die zum Durchlaufen des halben Regelbereiches $\frac{\varepsilon_{v0}}{2} \alpha_0$ bei maximaler Verstellgeschwindigkeit erforderlich ist. Die maximale Verstellgeschwindigkeit $\left(\frac{d\alpha_1}{dt}\right)_{\max}$ ergibt sich aus dem vorübergehenden halben Drehzahlbereich $\frac{n_{1Hv}}{2}$. $\frac{n_{1Hv}}{2}$ ist die Drehzahländerung, die sich einstellt, wenn der Öl-druckregler die Bürstenbrücke um so viel verstellt hat, daß der Zylinder an der Rückführstange gerade den halben Hub $H/2$ des Meßwerkes zurückgelegt hat (Abb. 13). Es wird demnach

$$(374) \quad T_{sh} \cdot \left(\frac{d\alpha_1}{dt}\right)_{\max} = T_{sh} \cdot c_t \frac{n_{1Hv}}{2} = \frac{\varepsilon_{v0}}{2} \cdot \alpha_0,$$

und daraus

$$(375) \quad \frac{\varepsilon_{v0}}{T_{sh}} = c_t \frac{n_{1Hv}}{\alpha_0}.$$

(c_i berücksichtigt wieder ein evtl. vorhandenes Übersetzungsverhältnis im Differentialgetriebe, bei keiner Übersetzung wird $c_i = 1,0$.) In Gl. (375) ist vorläufig der Winkel α_0 noch unbekannt. α_0 entspricht einem scheinbaren Winkel, der die Wirkung der konstant erregten Spule des Öldruckreglers (Abb. 115) berücksichtigt. Auch wenn $\alpha_1 = 0$ ist, haben wir ja noch die Kraft P_0 auf den Meßwerkern wirkend, und auf P_0 werden ja auch alle Konstanten des Reglers ($T_f^2, T_{kf}, \delta_{v0}$) bezogen. Tragen wir nach Abb. 116 die Kraft P des Meßwerkes abhängig von α_1 auf, so schneidet die Tangente an die Kurve bei $\alpha_1 = 0$, die α_1 -Achse im Abstand α_0 vom 0-Punkt. α_0 ist damit ermittelt. Nach Gl. (375) kann nun auch $\frac{\varepsilon_{v0}/2}{T_{sh}}$ gerechnet werden, und alle Größen in Gl. (373) sind damit bekannt.

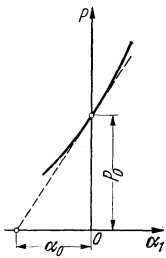


Abb. 116. Ermittlung des scheinbaren Sollwinkels α_0 .

\mathfrak{X}_1 wird hier, wenn wir von einer direkten Bremse des Meßwerkes absehen, nach Gl. (228)

$$(376) \quad \mathfrak{X}_1 = j\omega T_f^2 + \frac{T_{kf}}{1 + j\omega T_R}$$

mit $T_R = \frac{T_{kf}}{\lambda_0 \frac{\delta_{v0}}{2}}$ oder, da hier $\lambda_0 = 1,0$: $T_R = \frac{T_{kf}}{\frac{\delta_{v0}}{2}}$.

Der vorübergehende Ungleichförmigkeitsgrad des Reglers δ_{v0} wird

$$(377) \quad \delta_{v0} = \frac{\alpha_{Hv}}{\alpha_0}.$$

α_{Hv} ist der Gesamtwinkel, den der Reglerarm am Regler des Differentials zurücklegen muß, wenn bei festgestellter Rückföhrbremse die Regelwelle des Öldruckreglers sich so viel verstellt, daß die Rückföhrstange den ganzen Hub des Meßwerkern zurücklegt. α_0 ist wieder der scheinbare Sollwinkel, der nach Abb. 116 ermittelt wurde.

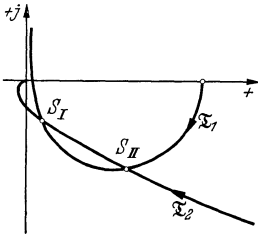


Abb. 117. $\mathfrak{X}_1 = f_1(\omega)$ und $\mathfrak{X}_2 = f_2(\omega)$ bei Mehrmotorenantrieb nach Abb. 115.

Abb. 117 zeigt nun die beiden Kurven $\mathfrak{X}_1 = f_1(\omega)$ und $\mathfrak{X}_2 = f_2(\omega)$. Die Bedingung, daß im Schnittpunkt S_I $\omega_1 > \omega_2$, läßt sich hier schon wesentlich schwerer erfüllen als bei der Gleichstrom-Gleichlaufschaltung (Abb. 109). Die Stabilität kann so, wie S. 87 gezeigt, durch Ermittlung der Frequenz bei Phasengleichheit von \mathfrak{X}_1 und \mathfrak{X}_2 einfach untersucht werden. Sie läßt sich nur erreichen durch entsprechend kleinen Wert von n_{1H} , also geringen vorübergehenden Drehzahlbereich, was starke Rückföhrung bedeutet.

Verbessert können außerdem die Stabilitätsverhältnisse durch starkes Anziehen der Rückföhrbremse (T_k groß!) werden und Verwendung einer starken Rückföhrfeder. Ein anderer Weg, etwa den Drehzahlbereich durch Änderung der Übersetzung zwischen Öldruckregler und Bürstenstellvorrichtung zu verringern, ist nicht gangbar, weil damit der dauernde Regelbereich verringert wird. Der dauernde Regelbereich muß aber bei der Anordnung nach Abb. 115 sehr groß sein, weil hier im

Gegensatz zur Gleichstromanordnung (Abb. 109) auch die gemeinsame Drehzahländerung aller Teilmotoren, also z. B. der gesamte Regelbereich einer Papiermaschine etwa 1 : 3 und mehr, durch die Regeleinrichtung mit bewältigt werden muß. Bei Gleichstromantrieb werden im Gegensatz hierzu gemeinsame Drehzahländerungen durch die gemeinsame Änderung der gemeinsamen Ankerspannung vorgenommen.

Versuche, die an einem größeren Antrieb (130 kW) nach einer Schaltung (Abb. 115) durchgeführt wurden, ergaben auch keine praktisch brauchbaren Ergebnisse. Es hat sich aber hier die Einführung einer „Rückführung“ nach Abb. 118 als sehr vorteilhaft erwiesen. Der zweiten Reglerspule wird nicht nur eine der zu regelnden Größe α , sondern auch noch eine dem Differentialquotienten $\left(\frac{d\alpha}{dt}\right) = n_1 = n - n_0$ proportionale Spannung zugeführt. Dadurch bekommen wir, wie im Abschn. 35 gezeigt wird, wesentlich günstigere

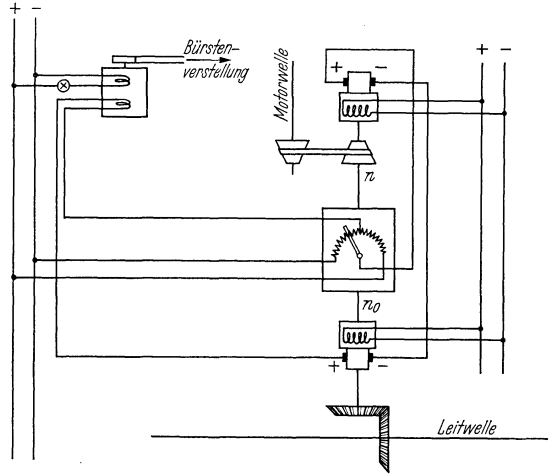


Abb. 118. Mehrmotorenantrieb wie Abb. 115, aber mit „Rückführung“.

Stabilitätsverhältnisse. Abb. 119 zeigt zwei gemessene Regeldiagramme bei einem Belastungsstoß einmal mit und einmal ohne Rückführung.

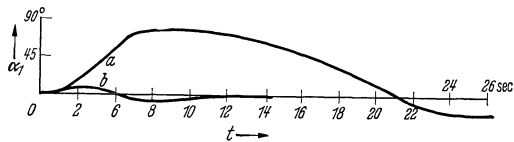


Abb. 119. Drehzahlverlauf bei Drehstrom-Mehrmotorenantrieb ohne und mit Rückführung (40% Normallast zugeschaltet). a nach Abb. 115 390 U/min, Drehzahlregelbereich 1 : 1,7, b nach Abb. 118 400 U/min, Drehzahlregelbereich 1 : 4,5.

V. Regelung von Kraftmaschinen für den Antrieb von Drehstromgeneratoren.

30. Regelung eines leerlaufenden vom Netz abgeschalteten Generators.

Wir betrachten zuerst einen leerlaufenden, also vom Netz abgeschalteten Generator, der von irgendeiner Kraftmaschine angetrieben wird. Die Drehzahl der Kraftmaschine und damit des Generators wird von einem indirekten Regler, im allgemeinen von einem Öldruckregler, durch Änderung der Kraftstoffzufuhr (Wasser, Dampf, Öl od. dgl.), deren Trägheit wir vernachlässigen, geregelt. Da wir ein Verstellwerk im indirekten Regler haben und außerdem die Kraftmaschine selbst als Verstellwerk arbeitet, haben wir eine mittelbare Regelung 2. Ordnung mit indirektem

Regler. Der Regler hat praktisch immer eine elastische Rückführung, also eine vorübergehende Statik, außerdem aber auch eine dauernde Statik, die erforderlich ist, um beim Parallellauf mehrerer Generatoren eine eindeutige Lastverteilung zu bekommen. Die Drehzahlen aller Generatoren müssen der Frequenz und den Polzahlen entsprechend verhältnismäßig sein, und die Last jeden Generators ergibt sich dann aus der statischen Drehzahlkennlinie seiner Kraftmaschine. Diese dauernde Statik wird allerdings mit Rücksicht auf die bei Belastungsänderung auftretende unerwünschte Drehzahl-, also Frequenzabweichung, sehr gering gehalten. Der Drehzahlabfall zwischen Leerlauf und Vollast beträgt 2—3—4%. Da mit Rücksicht auf günstige Stabilitätsverhältnisse aber eine wesentlich größere Statik erforderlich wird, sieht man zusätzlich noch eine vorübergehende Statik durch Einbau einer Rückführung vor.

Das erste Verstellwerk, der Servomotor im Regler selbst, hat entsprechend seiner Rückführung (S. 47) eine endliche, im allgemeinen kleine Zeitkonstante. Die Zeitkonstante des zweiten Verstellwerkes, also der Kraftmaschine, ist dagegen immer groß, sie wird sogar unendlich groß bei Kraftmaschinen, bei denen das Moment unabhängig von der Drehzahl konstant bleibt, wie etwa bei einer Kolbendampfmaschine. Denn wenn die Kraftstoffzufuhr z. B. etwas über die den Leerlaufverlusten entsprechenden Bedarf gesteigert wird, nimmt die Drehzahl zu, und zwar unbegrenzt zu, wenn wir die Änderung des Leerlaufmomentes, abhängig von der Drehzahl in erster Annäherung vernachlässigen. Wir bekommen also in diesem Fall $T_{sh} = \infty$ und $\varepsilon_{v0} = \infty$. T_{sh}/ε_{v0} — nach S. 48 die Zeit, die erforderlich ist, bis bei voller Geschwindigkeit des Verstellwerkes von Null aus die halbe Drehzahl n_0 erreicht wird — kann nach folgenden Überlegungen ermittelt werden: Wir öffnen den Servomotor von Null aus, also bei Stillstand der Kraftmaschine, plötzlich um das dem vorübergehenden Regelbereich ε_{v0} entsprechende Maß, also so viel, daß die Rückführstange gerade den halben Hub des Meßwerkernes oder bei unserer Drehzahlregelung den halben Muffenhub zurückgelegt hat. Die Drehzahl wird dann gleichmäßig ansteigen, und T_{sh}/ε_{v0} ist die Zeit, in der die halbe Solldrehzahl erreicht ist. Ist $M_{\varepsilon_{v0}}$ das Moment, das der Kraftstoffzufuhr in diesem Fall entspricht, so wird

$$(378) \quad \frac{T_{sh}}{\varepsilon_{v0}} = \frac{n_0}{2} \cdot \frac{\Theta}{M_{\varepsilon_{v0}}},$$

wobei Θ das Schwungmoment aller mit der Kraftmaschine gekuppelten Maschinenteile bedeutet. Die Kurve für $\mathfrak{X}_2 = f_2(\omega)$ entspricht Gl. (255) (Abb. 78) und kann, wenn auch die Reglerzeitkonstante bekannt ist, gezeichnet werden, ebenso die Kurve $\mathfrak{X}_1 = f_1(\omega)$, die Gl. (228) (Abb. 68) entspricht. Stabilität ist nur bei nicht zu großen Werten für ε_{v0}/T_{sh} zu erreichen, also bei großen Schwungmomenten und kleinem Moment $M_{\varepsilon_{v0}}$, was starke Rückführung bedeutet. Die Stabilität kann zweckmäßigerweise wie S. 87 durch Bestimmung der Frequenz bei Phasengleichheit und Vergleich der Realteile von \mathfrak{X}_1 und \mathfrak{X}_2 ermittelt werden.

Bei Kraftmaschinen, bei denen das Moment nicht unabhängig ist von der Drehzahl, sondern mit steigender Drehzahl abnimmt, werden

die Verhältnisse günstiger. Auch die zweite Zeitkonstante bleibt dann endlich, sie kann entsprechend Abb. 120 (Abschn. 31) ermittelt werden, wobei für Leerlauf eine horizontale Netzkennlinie anzunehmen ist.

31. Regelung eines allein auf ein Netz arbeitenden Generators.

Belasten wir jetzt den Generator auf ein Netz, und zwar allein ohne parallel arbeitende Synchrongeneratoren, so werden die Verhältnisse im allgemeinen günstiger. Das Moment, das von der Netzbelastung herkommt, steigt meist mit steigender Frequenz an und umgekehrt. Damit wird aber, wenn die Kraftstoffzufuhr etwas über dem für die augenblickliche Netzbelastung erforderlichen Bedarf liegt, die Drehzahl auch bei drehzahlunabhängigem Moment der Kraftmaschine nicht mehr unbegrenzt ansteigen, sondern nur so lange, bis bei einer bestimmten erhöhten Frequenz der Netzbedarf wieder der Kraftstoffzufuhr entspricht. Wir haben also jetzt im Gegensatz zur Leerlaufregelung auch für das zweite Verstellwerk — Kraftmaschine mit Synchrongenerator — immer eine endliche Zeitkonstante T_{II} und bekommen eine Kurve $\mathfrak{X}_2 = f_2(\omega)$ entsprechend Abb. 75. Es wird

$$(379) \quad T_{II} = \frac{\Delta n}{\Delta M} \cdot \Theta,$$

wobei die Ermittlung von $\Delta n / \Delta M$ aus Abb. 120, das eine Netzkennlinie und die Drehzahlkennlinie einer Kraftmaschine zeigt, hervorgeht. Über den tatsächlichen Verlauf von solchen Netzkennlinien ist allerdings noch sehr wenig bekannt, es wäre daher sehr zweckmäßig, wenn in einem größeren Netz einmal bei verschiedenen Tageszeiten — Glühlampen verhalten sich natürlich anders als Motoren — die Netzkennlinie aufgenommen würde. Da die Kurve $\mathfrak{X}_1 = f_1(\omega)$ selbstverständlich die gleiche ist wie bei Leerlaufregelung, werden die Stabilitätsverhältnisse jetzt günstiger.

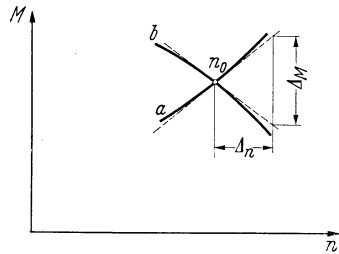


Abb. 120. Ermittlung der Zeitkonstanten T_{II} aus der Netzkennlinie (a) und der Drehzahlkennlinie (b) einer Kraftmaschine.

32. Regelung eines auf ein starres Netz arbeitenden Generators.

Schwieriger ist das Verhalten der Regelung zu übersehen, wenn der Synchrongenerator auf ein starres Netz arbeitet. Wir wollen das Netz dann als starr bezeichnen, wenn es im Vergleich zu der zu untersuchenden Maschine so groß ist, daß seine Frequenz durch Änderung der Belastung dieser Maschine praktisch nicht beeinflußt wird. Wir können in diesem Fall zunächst folgende Momentengleichung für die Synchronmaschine ansetzen, wobei wir gleich von vornherein bei allen Größen nur die Abweichungen vom Sollwert berücksichtigen.

$$(380) \quad I: \quad \frac{\Theta}{p} \frac{d^2 \beta_1}{dt^2} + D \frac{d \beta_1}{dt} + S \beta_1 = M_1.$$

Dabei bedeuten:

β den Winkel zwischen dem Vektor der Polradspannung, also der inneren Spannung der Maschine und dem Vektor der Netzspannung.

$\frac{\Theta}{p} \frac{d^2 \beta_1}{dt^2}$ das Beschleunigungsmoment (Θ Schwungmoment aller umlaufenden Teile, p die Polpaarzahl der Maschine.)

$D \frac{d\beta_1}{dt}$ enthält einmal das Dämpfungsmoment, hervorgerufen durch die in der Erregerwicklung und evtl. vorhandenen Dämpferwicklung bei Abweichung der Drehzahl vom Synchronismus induzierten Ströme und berücksichtigt noch die Abweichung des Momentes der Kraftmaschine bei konstanter Füllung, aber vom Synchronismus abweichender Drehzahl.

$S\beta_1$ das synchronisierende Moment,

M_1 das Drehmoment, durch die Abweichung der Kraftstoffzufuhr vom Sollwert verursacht.

Dann gelten noch folgende Beziehungen, die sich nach der in Abschnitt 14 behandelten Theorie ohne weiteres ableiten lassen:

$$(381) \quad \text{II: } \frac{dM_1}{dt} = -k_1 \cdot c_t \left(r_1 + M_1 \frac{c_r}{k_1} \right)$$

($M_1 = k_1 \cdot \alpha_1$, wobei α_1 Winkelstellung des Servomotors bedeutet; $\frac{d\alpha_1}{dt} = -c_t \cdot x_1$; $r_1 = x_1 - z_1$; $z_1 = \frac{c_r}{k_1} \cdot M_1$).

$$(382) \quad \text{III: } \frac{d\beta_1}{dt} \lambda_0 \frac{P_0}{n_0} - c_f [r_1 (1 + \tau) - s_1] = 0$$

(Reglermasse vernachlässigt; $c_f \cdot r_1 \cdot \tau = c_f (x_1 - z_1) \cdot \tau$ entspricht der Federkraft, die die dauernde Statik hervorruft; $\frac{d\beta_1}{dt} \lambda_0 \frac{P_0}{n_0}$ ist die Kraft, die auf die Reglermuffe, entsprechend der Drehzahlabweichung vom Sollwert ausgeübt wird).

$$(383) \quad \text{IV: } c_f (r_1 - s_1) = c_k \cdot \frac{ds_1}{dt}.$$

Aus diesen vier Gleichungen erhalten wir mit spezifischen Konstanten, deren Bedeutung bei der Stabilitätsuntersuchung gezeigt wird, die Differentialgleichung unseres Regelvorganges:

$$(384) \quad \left\{ \begin{array}{l} \left(T_{kf} T_{Ir} T_p^2 T_a \cdot s_n \frac{\delta_0 + \delta_{v0}}{\delta_{v0}} \right) \beta_1^{IV} + \left(T_{Ir} T_p^2 T_a \cdot s_n \lambda_0 \frac{\delta_0}{2} + T_{kf} T_{Ir} T_p^2 \frac{\delta_0 + \delta_{v0}}{\delta_{v0}} \right. \\ \left. + T_{kf} T_p^2 T_a \cdot s_n \frac{\delta_0 + \delta_{v0}}{\delta_{v0}} \right) \beta_1''' + \left(T_{Ir} T_p^2 \lambda_0 \frac{\delta_0}{2} + T_p^2 T_a \cdot s_n \lambda_0 \frac{\delta_0}{2} + T_p^2 T_{kf} s_n \frac{\epsilon_{v0}}{\delta_{v0}} \right. \\ \left. + T_{kf} T_{Ir} T_a \cdot s_n \frac{\delta_0 + \delta_{v0}}{\delta_{v0}} + T_{kf} T_p^2 \frac{\delta_0 + \delta_{v0}}{\delta_{v0}} \right) \beta_1'' + \left(T_{Ir} T_a \cdot s_n \lambda_0 \frac{\delta_0}{2} + T_p^2 \lambda_0 \frac{\delta_0}{2} \right. \\ \left. + T_{kf} T_a \cdot s_n \frac{\delta_0 + \delta_{v0}}{\delta_{v0}} + T_p^2 \lambda_0 \frac{\epsilon_{v0}}{2} s_n \right) \beta_1' + \left(T_a \cdot s_n \lambda_0 \frac{\delta_0}{2} \right) \beta_1 = 0. \end{array} \right.$$

Obwohl wir die Reglermasse vernachlässigt haben, kommen wir hier bei dieser mittelbaren Regelung 2. Ordnung schon auf eine Differentialgleichung 4. Ordnung. Auch wenn wir die Zeitkonstante des ersten Ver-

stellwerkes, des Öldruckreglers, Null setzen, also eine mittelbare Regelung 1. Ordnung annehmen, haben wir immer noch eine Differentialgleichung 3. Ordnung, während wir bisher in diesem Fall immer eine solche 2. Ordnung bekommen haben [s. z. B. Gl. (124)]. Die Ursache für dieses anormale Verhalten liegt im zweiten Verstellwerk, also in der Kraftmaschine mit Synchronmaschine. Bei den Verstellwerken, die wir bisher kennengelernt haben, war es so, daß, bei einer bestimmten Änderung der Steuergröße für das Verstellwerk, dieses sich nach einer Exponentialkurve auf eine neue Stellung eingestellt hat, wenn die Zeitkonstante endlich war. Hier ist es anders. Wenn hier die Steuergröße des zweiten Verstellwerkes, also die Füllung der Kraftmaschine, geändert wird, so ändert sich zwar vorübergehend die Drehzahl, auf die das Meßwerk des Reglers anspricht. Im Endzustand muß aber dann die alte Drehzahl wieder vorhanden sein, weil ja die Netzfrequenz starr angenommen war und die Synchronmaschine natürlich immer synchron bleiben muß. Es stellt sich nur ein anderer Winkel des Polradvektors gegenüber dem Netzvektor ein. Der Übergang von einem Winkel auf den anderen erfolgt nun unter Pendelungen. Das Verstellwerk selbst, ohne die zugehörige Regelapparatur, ist also hier schon ein schwingungsfähiges Gebilde.

Ein ungefähres Bild über den Regelvorgang können wir uns machen, wenn wir nur statische Regelung annehmen, also in Gl. (384) $T_{kf} = \infty$ setzen. (Die Regelung ist in diesem Fall immer stabil.) Die Differentialgleichung 4. Ordnung reduziert sich für diesen Fall auf eine solche 3. Ordnung, und bei zahlenmäßig gegebenen Konstanten läßt sich dann verhältnismäßig schnell ihre charakteristische Gleichung lösen.

Es ist verständlich, daß wir auch bei der *Stabilitätsuntersuchung* nach der Selbsterregungsmethode, auf die wir jetzt eingehen wollen, neuartige Kurven $\mathfrak{X}_2 = f_2(\omega)$ bekommen werden.

Wir führen folgende spezifischen Konstanten ein: $\delta_0, \delta_{v0}, T_{kf}, T_{1r}$, wie früher definiert. $\varepsilon_0 \cdot M_n$ soll das Moment der Kraftmaschine bei voller Füllung und $\varepsilon_{v0} \cdot M_n$ das bei der dem vorübergehenden Regelbereich entsprechenden Füllung sein. (Die Bedeutung von ε_0 und ε_{v0} ist also hier eine von der bisher gebräuchlichen abweichende.) $T_p \cdot 2\pi$ ist die Schwingungsdauer, die der Eigenfrequenz der Synchronmaschine ohne

Dämpfung entspricht. Diese Eigenfrequenz wird $\omega_p = \sqrt{\frac{S \cdot p}{\Theta}}$, also

$$(385) \quad T_p = \frac{1}{\sqrt{\frac{S \cdot p}{\Theta}}}.$$

S hängt von der Belastung ab, es kann angenähert gesetzt werden $S = S_l \cdot \cos \beta_0$, wobei S_l das synchronisierende Moment bei Leerlauf bedeutet. T_a ist die Anlaufzeitkonstante des Maschinensatzes bei Anfahren mit Hilfe des Momentes $\varepsilon_{v0} \cdot M_n$. Es wird

$$(386) \quad T_a = \frac{\Theta \cdot n_0}{\varepsilon_{v0} \cdot M_n}.$$

s_n soll den Schlupf der Maschine bedeuten, den sie annimmt, wenn ihr Moment als reine Asynchronmaschine betrieben, erhöht um die nach der natürlichen Belastungskennlinie der Kraftmaschine sich ergebende Steigerung des Kraftmaschinenmomentes, gleich dem Normalmoment (M_n) wird. Es wird also

$$n_0 \cdot s_n \cdot D = M_n,$$

und daraus

$$(387) \quad s_n = \frac{M_n}{n_0 \cdot D}.$$

Wir bekommen für \mathfrak{M} entsprechend Gl. (259) nach Gl. (381)

$$(388) \quad \mathfrak{M}_1 = \frac{j k_1 \cdot c_i \cdot \mathfrak{S}_r}{\omega (c_i \cdot c_r + j \omega)}.$$

Nach Gl. (380) wird, da $d\beta_1/dt = n_1$:

$$(389) \quad \mathfrak{M}_1 = \frac{\frac{1}{D} \cdot \mathfrak{M}}{1 + j \left(\omega T_a - \frac{T_a}{\omega T_p^2} \right)}.$$

Wir setzen wie früher (Abschn. 14)

$$(390) \quad T_{Ir} = T_{sh} \cdot \frac{\varepsilon_{r0}}{\varepsilon_0}; \quad c_i \cdot c_r = \frac{\varepsilon_0}{\varepsilon_{v0}} \frac{1}{T_{sh}};$$

$$k_1 \cdot c_i \cdot \frac{H}{2} \cdot T_{sh} = \frac{\varepsilon_0}{2} M_n.$$

Es wird mit diesen Konstanten:

$$(391) \quad \mathfrak{Z}_2 = \frac{j \lambda_0 \frac{\varepsilon_{v0}}{2} s_n}{\omega (1 + j \omega T_{Ir}) \left[1 + j \omega T_a \cdot s_n \left(1 - \frac{1}{\omega^2 T_p^2} \right) \right]}.$$

Wenn wir die Kurve $\mathfrak{Z}_2 = f_2(\omega)$ zeichnen wollen, gehen wir zweckmäßigerweise, wie in Abb. 121 gezeigt, vor:

Wir konstruieren zuerst die Kurve $\mathfrak{Z}'_2 = \frac{j \lambda_0 \frac{\varepsilon_{v0}}{2} \cdot s_n}{\omega (1 + j \omega T_{Ir})}$, also die normale Kurve bei mittelbarer Regelung 1. Ordnung, dann finden wir \mathfrak{Z}_2 nach Abb. 121, indem wir auf dem Kreis über \mathfrak{Z}'_2 als Durchmesser den

$$\text{Winkel } \gamma \text{ abtragen, wobei } \text{tg } \gamma = \frac{\omega T_a \cdot s_n \left(1 - \frac{1}{\omega^2 T_p^2} \right)}{1}.$$

Bei $\omega = 1/T_p$, also bei der Eigenfrequenz der Synchronmaschine schneiden sich die Kurven $\mathfrak{Z}_2 = f_2(\omega)$ und $\mathfrak{Z}'_2 = f'_2(\omega)$.

Wichtig ist die Abhängigkeit der Kurve $\mathfrak{Z}_2 = f_2(\omega)$ von s_n , also von der Dämpfung der Synchronmaschine.

In Abb. 122 sind Kurven $\mathfrak{Z}_2 = f_2(\omega)$ für verschiedene Werte von s_n gezeichnet. Dabei ist angenommen:

$$\frac{T_{Ir}}{T_p} = 0,5; \quad \frac{T_a}{T_p} = 6,0; \quad \lambda_0 \frac{\varepsilon_{v0}}{2} = 0,5.$$

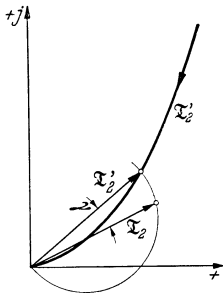


Abb. 121. Konstruktion des Zeigers \mathfrak{Z}_2 bei Regelung einer Kraftmaschine zum Antrieb eines Synchrongenerators, am starren Netz.

Für eine Maschine ohne Dämpfung, also eine Synchronmaschine ohne Dämpferwicklung, im Leerlauf betrieben mit einer Kraftmaschine, deren Moment unabhängig von der Drehzahl ist, wird $s_n = \infty$ und

$$(392) \quad \mathfrak{Z}_{2\infty} = \frac{\lambda_0 \frac{\varepsilon_{e0}}{2}}{\omega(1 + j\omega T_{1r}) T_a \cdot \omega \left(1 - \frac{1}{\omega^2 T_p^2}\right)}.$$

Die entsprechende Kurve ist in Abb. 122 mit aufgezeichnet. Wir sehen den sehr starken Einfluß der Dämpfung auf den Kurvenverlauf. Je kleiner s_n , also je stärker die Dämpfung, um so kleiner werden die Absolutwerte von \mathfrak{Z}_2 und um so leichter läßt sich Stabilität erreichen. Da nun, wie bereits gesagt, die Erregerwicklung im Leerlauf nicht, wohl aber bei Belastung mit als Dämpferwicklung wirkt, ist ohne weiters klar, daß auch die Stabilitätsverhältnisse bei Belastung besser werden als bei Leerlauf, wie das auch aus der Erfahrung bekannt ist.

Da nach Abschn. 30 die leerlaufende, vom Netz abgeschaltete und, wie eben nachgewiesen, auch die auf das Netz arbeitende, aber schwach belastete Maschine ungünstige Stabilitätsverhältnisse aufweist, baut man Kraftmaschinenregler mit veränderlicher Rückführung. Bei geringer Füllung, also bei geringer Last, läßt man die Rückführung stärker wirken, macht also den vorübergehenden Regelbereich kleiner als bei Belastung, wo der vorübergehende Regelbereich natürlich möglichst groß sein muß, damit z. B. bei plötzlicher Entlastung durch Fallen des Hauptschalters die Drehzahl nicht zu hoch wird und andere Sicherheitsorgane, wie z. B. der Schnellschluß bei Turbinen ansprechen. Außerdem soll natürlich die Drehzahl auch möglichst schnell wieder auf den Sollwert gebracht werden.

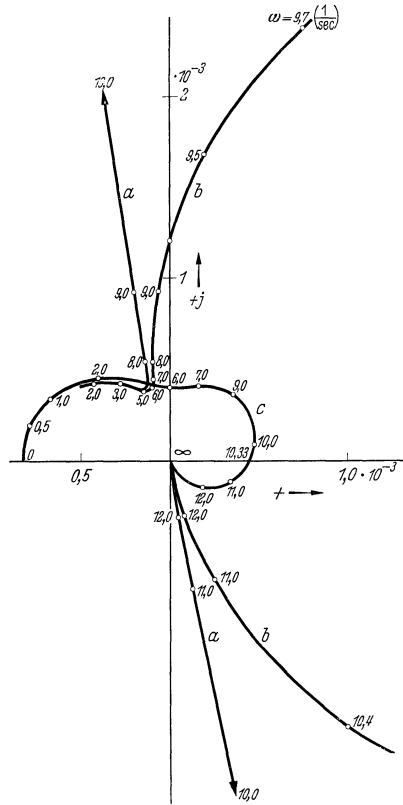


Abb. 122. Geometrischer Ort für den Endpunkt von \mathfrak{Z}_2 bei Regelung wie bei Abb. 121 und verschiedener Dämpfung.

- a $s_n = \infty$ (Dämpfung Null),
- b $s_n = 0,5$,
- c $s_n = 0,05$.

E. Verschiedene Regelungen mit besonderen Merkmalen.

I. 33. Regelung bei Verstellwerken mit sehr großen Zeitkonstanten (Temperaturregelung).

a) Allgemeines über Regelung mit sehr großer Zeitkonstante.

Während bei den bisher behandelten Beispielen der Spannungs-, Drehzahl- oder Leistungsregelung die Zeitkonstante der dabei verwendeten Verstellwerke in der Größenordnung von etwa 0,1 bis 20 sec lagen, muß bei Temperaturregelung vielfach mit Zeitkonstanten in der Größenordnung von Stunden gerechnet werden. Grundsätzlich werden dadurch die Regelverhältnisse keine anderen, unsere für Spannungs- oder Drehzahlregelungen abgeleiteten Beziehungen gelten auch hier. Es sollen daher nur einige Besonderheiten, wie sie bei solchen Regelungen auftreten und wie sie durch die großen Zeitkonstanten bedingt sind, behandelt werden.

Da die Schlußzeiten von Verstellwerken indirekter Regler sehr klein sind im Vergleich zu den sonst hier vorkommenden Zeitkonstanten, können sie ohne weiteres immer vernachlässigt werden. Die Ordnung der mittelbaren Regelung wird dadurch um eine niedriger, die Verhältnisse werden also mit indirektem Regler die gleichen wie sonst mit direktem. Der indirekte Regler mit starrer oder nachgiebiger Rückführung entspricht hier dem direkten mit dauernder bzw. vorübergehender Statik, der indirekte Regler ohne Rückführung dem direkten astatischen ohne Feder und ohne Bremse. Im letzteren Fall geht der Regler sofort in eine seiner Endlagen, sobald eine Abweichung auftritt.

Soll eine vorübergehende Statik sich wirklich praktisch günstig auf den Regelvorgang auswirken, so, wie wir das bei den bisher behandelten Beispielen gesehen haben, so muß die Rückführzeitkonstante der Bremse mit Feder (T_R) jetzt auch den sonst noch wirksamen großen Zeitkonstanten angeglichen werden. Ist dies nicht der Fall, so wird der Regler schon bei verhältnismäßig kleinen Abweichungen vom Sollwert bald bis an die eine oder andere Grenzstellung gelaufen sein, sich also ähnlich verhalten wie ein Regler ohne Rückführung. Nur um die Größenordnung der Rückführzeitkonstante festzustellen, wollen wir die Konstante T_R ermitteln für eine mittelbare Regelung 1. Ordnung mit einer Zeitkonstante $T_I = 1$ Std. und einem Verstärkungsfaktor $\varepsilon_0/\delta_{v0} = \varkappa_0 = 4,0$ bei der Bedingung, daß die Regelung gerade noch aperiodisch verlaufen soll. Es wird nach Gl. (129)

$$\frac{T_{kf}}{\delta_{v0}} = T_R = \frac{4 \frac{\varepsilon_0}{\delta_{v0}} T_I}{\left(1 + \frac{\varepsilon_0}{\delta_{v0}}\right)^2} = 0,64 \text{ (Std.)} .$$

Die Rückführzeitkonstante der Bremse müßte also in diesem Fall etwa 40 min betragen. Läßt man noch einige Schwingungen zu, so kann zwar T_R kleiner gewählt werden, aber größenordnungsmäßig werden wir doch bei vielen Minuten bleiben. Es macht nun konstruktiv gewisse Schwierigkeiten, solch große Rückführzeitkonstanten zu ver-

wirklichen. Man kommt in solchen Fällen nicht mehr mit Feder und Ölbremse aus, sondern muß zu andern Mitteln greifen. Bei der Behandlung ausgeführter Regler wird an einigen Beispielen noch gezeigt, wie in solchen Fällen die Frage der Rückführung auch einwandfrei gelöst werden kann.

Es sollen nun einige praktische Beispiele von Temperaturregelung behandelt werden.

b) Temperaturregelung eines Warmwasserbehälters („Auf-Zu-Regelung“).

Nach Abb. 123 soll das Wasser eines Warmwasserbehälters durch eine Heizung — elektrisch oder durch Dampfleitung — auf konstanter Temperatur gehalten werden. Die Wassermenge soll auch bei Entnahme von Warmwasser durch Nachfüllen von Kaltwasser die gleiche bleiben.

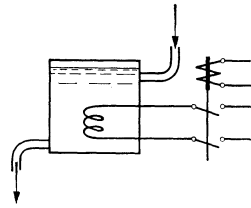


Abb. 123. Temperaturregelung eines Warmwasserbehälters.

Wir haben eine mittelbare Regelung 1. Ordnung vor uns mit der Zeitkonstante der Erwärmung des Wassers. Da möglichst wenig Wärme vom Behälter, außer durch das abfließende Verbrauchswasser, nach außen abgegeben werden soll, wird man selbstverständlich den Behälter sehr gut wärme-isolieren.

Da die Zeitkonstante der Erwärmung gegeben ist, durch das Verhältnis $\frac{\text{Wärmekapazität}}{\text{Wärmeabgabefähigkeit}} = \frac{C}{A} = T$ und die Wärmeabgabefähigkeit wegen der guten Isolierung sehr klein ist, wird T sehr groß, u. U. viele Stunden. Es hat in solchen Fällen keinen Sinn zu versuchen, durch einen Regler den Heizstrom oder die Heiz-

dampfmenge so zu regeln, daß auch im stationären Betrieb, wenn kein Wasser entnommen wird, gerade die Verlustwärme wieder zugeführt und damit die Temperatur konstant gehalten wird. Man verwendet hier zweckmäßigerweise eine sog. „Auf-Zu-Regelung“. Man steuert durch ein temperatur-empfindliches Relais, das die Temperatur des Wassers mißt, den Schalter für den Heizstrom bei elektrischer Regelung oder

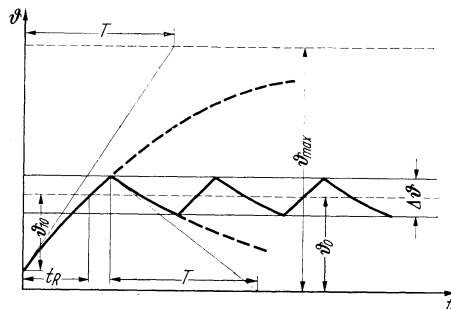


Abb. 124. Temperaturverlauf bei „Auf-Zu-Regelung“ der Wassertemperatur des Warmwasserbehälters nach Abb. 123.

das Dampfventil für den Heizdampf bei Dampfheizung so, daß bei Unterschreiten einer bestimmten Temperatur eingeschaltet, bei Überschreiten ausgeschaltet wird. Da das Relais immer eine gewisse Unempfindlichkeit besitzen wird, spielt sich der Regelvorgang so ab, wie er in Abb. 124 dargestellt ist. Dabei ist angenommen, daß zur Zeit $t = 0$ eine bestimmte Abweichung der Temperatur vom Sollwert vorliegt, daß also

z. B. kurz vorher eine gewisse Warmwassermenge entnommen worden ist. ϑ ist die Übertemperatur des Wassers über die Umgebung, ϑ_0 die verlangte und ϑ_{\max} die Übertemperatur, die sich bei dauernd eingeschalteter Heizung einstellen würde. $\Delta\vartheta$ entspricht der Unempfindlichkeit des Relais. Die Temperatur schwankt innerhalb der Unempfindlichkeitsgrenzen auf und ab. Je geringer die Unempfindlichkeit gemacht wird, je genauer also geregelt wird, desto größer wird bei konstant gehaltener Endtemperatur ϑ_{\max} die Zahl der Ein- und Ausschaltungen bzw. der Auf- und Zubewegungen des Dampfventils. Wir sehen auch, daß eine Abweichung vom Sollwert ϑ_{10} um so schneller ausgeregelt wird, je größer ϑ_{\max} gewählt wird. Die Regelzeit wird $t_R = T \frac{\vartheta_{01}}{\vartheta_{\max} - (\vartheta_0 - \vartheta_{10})}$, wenn $\vartheta_{\max} \gg \vartheta_0$. Ist $(\vartheta_{\max} - \vartheta_0) \gg \vartheta_0$, so ist die Zeit eines Spieles praktisch nur noch gegeben durch das Absinken der Temperatur um $\Delta\vartheta$ bei ausgeschalteter Heizung.

Eine solche „Auf-Zu-Regelung“ liegt auch vor beim Tirillregler, der später noch behandelt wird. Dort wird die Erregerspannung der Erregermaschine durch periodisches Kurzschließen eines Widerstandes im Erregerkreis konstant gehalten. Dabei wird der Sollwert der Erregerspannung durch ein Spannungsrelais, das von der Spannung des Hauptgenerators gespeist wird, bei Belastungsänderungen verstellt. Wir haben es hier mit einem der wenigen Fälle zu tun, wo bei verhältnismäßig kleiner Zeitkonstante von der „Auf-Zu-Regelung“ Gebrauch gemacht wird. Sie beschränkt sich normalerweise auf Regelungen mit sehr großen Zeitkonstanten.

c) Temperaturregelung bei Warmwasserheizung.

Nicht so einfach wird der Regelvorgang bei einer mittelbaren Regelung 2. Ordnung, wie sie schematisch in Abb. 125 dargestellt ist.

Das Wasser einer Warmwasserheizung, das sich ständig durch die Rohrleitungen und Heizkörper des zu heizenden Gebäudes im Umlauf befindet, wird durch eine Dampfleitung erwärmt. Die Heizdampfmenge soll so geregelt werden, daß die mittlere Temperatur in den verschiedenen Räumen einen bestimmten Wert annimmt und beibehält. Wie diese Temperatur ermittelt wird, sei nicht weiter untersucht, man kann z. B. eine Stelle des Gebäudes gewissermaßen als Normalmeßstelle herausgreifen und die Temperatur dort konstant halten oder man kann die Werte von verschiedenen Meßstellen im Gebäude addieren und die Summe auf die Regelung einwirken lassen.

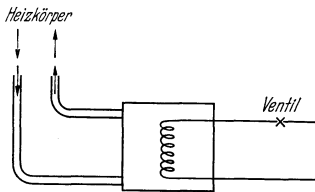


Abb. 125. Warmwasserheizung (mittelbare Regelung 2. Ordnung).

Um die Anordnung mit einfachen Mitteln untersuchen zu können, sei zunächst von einer nicht vollkommen zutreffenden Annahme ausgegangen. Die Durchflußgeschwindigkeit des Warmwassers hängt sicher von der Temperaturdifferenz des abfließenden Warmwassers und des

zurückfließenden abgekühlten Wassers ab. Wenn die zugeführte Dampfmenge vergrößert wird, steigt die Wassergeschwindigkeit und umgekehrt. Wir wollen nun aber vorerst annehmen, daß die Geschwindigkeit konstant sei, was sich z. B. durch Einbau einer Pumpe in den Wasserkreislauf ohne weiteres verwirklichen ließe. Bei Erhöhung des Dampfstromes steigt praktisch sofort auch die Temperatur des aus dem Dampfheizkörper abfließenden Wassers. Es vergeht dann aber erst eine gewisse Zeit, wir nennen sie Laufzeit T_{II} , bis das Wasser mit der höheren Temperatur in die Heizkörper in den verschiedenen Räumen des Gebäudes gelangt ist. Erst nach dieser Laufzeit beginnt in den Räumen ein Temperaturanstieg. Die Laufzeit ist selbstverständlich verschieden für die verschiedenen Räume, wir nehmen wieder einen mittleren Wert an. Der Temperaturanstieg im Raum soll bei konstanter Warmwassertemperatur nach einer normalen Erwärmungskurve (Exponentialkurve mit der Zeitkonstante T_{II}) erfolgen.

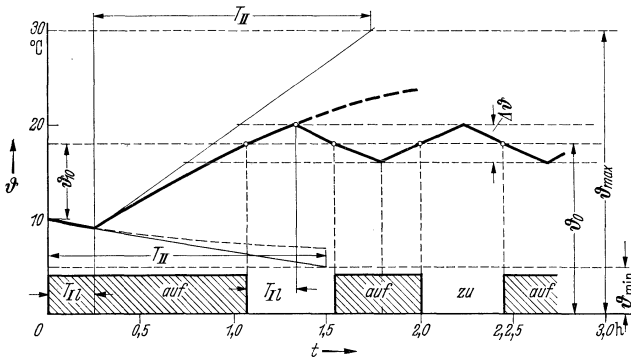


Abb. 126. Temperaturverlauf bei Warmwasserheizung mit „Auf-Zu-Regelung“.

Die Verhältnisse liegen in Wirklichkeit etwas schwieriger, aber ein ungefähres Bild über die Vorgänge bekommen wir bei dieser Annahme doch sicher.

Wir versuchen nun zunächst bei einem Zahlenbeispiel, ob wir auch hier mit einer „Auf-Zu-Regelung“ auskommen. Wir nehmen die Laufzeit T_{II} zu 0,25 Std., die Erwärmungszeitkonstante der Räume T_{II} zu 1,5 Std. an. Die maximale Temperatur, die sich bei dauernd vollkommen geöffneter Dampfleitung einstellen würde, soll 30°C , die minimale bei vollständiger Abstellung der Dampfheizung 5°C , die Solltemperatur 18°C betragen. Die Unempfindlichkeit unseres Temperaturrelais soll Null sein. Zur Zeit $t = 0$ soll eine Temperaturabweichung vom Sollwert von $(-8)^{\circ}\text{C}$ vorhanden sein und das Dampfventil gerade öffnen. In Abb. 126 ist nun der Temperaturverlauf bei „Auf-Zu-Regelung“ aufgezeichnet. Die Konstruktion der Kurve geht ohne weiteres aus dem Bild hervor. (ϑ ist hier für die tatsächliche Temperatur in $^{\circ}\text{C}$ gesetzt.)

Wenn wir in dem in Betracht kommenden Bereich die Erwärmungskurven geradlinig annehmen, betragen hier die dauernden Temperatur-

schwankungen, obwohl wir für unser Temperaturrelais die Unempfindlichkeit 0 angenommen haben,

$$(394) \quad \Delta \vartheta = (\vartheta_{\max} - \vartheta_{\min}) \frac{T_{II}}{T_I} = 25 \cdot \frac{0,25}{1,5} = 4,2^\circ \text{C}$$

oder $\pm 2,1^\circ \text{C}$. Nach der Kurve Abb. 126 ergeben sich $\pm 2,0^\circ \text{C}$.

Die Raumtemperatur würde also dauernd zwischen 16°C und 20°C schwanken. Eine solche Regelung könnte kaum als brauchbar bezeichnet werden. Wir sehen somit, daß bei mittelbaren Regelungen 2. Ordnung die „Auf-Zu-Regelung“ nur in beschränktem Maße Verwendung finden kann.

Bei unserer Anordnung nach Abb. 125 soll daher eine kontinuierliche, und zwar vorläufig eine statische Regelung vorgesehen werden. Wir steuern das Dampfventil durch einen indirekten Regler mit starrer Rückführung (Abb. 52, aber an Stelle der Ölbremse starre Verbindung). Die Verstellzeit des Hilfsmotors können wir gegenüber den hier sonst noch wirksamen großen Zeitkonstanten vernachlässigen. Von der Annahme einer festen Laufzeit T_{II} für das Warmwasser wollen wir jetzt abgehen und dafür annehmen, daß bei einer plötzlichen Änderung der Heizdampfmenge die Temperatur des Wassers in den Heizkörpern des Gebäudes nach einer Erwärmungskurve ansteigt, so daß wir dann eine normale mittelbare Regelung 2. Ordnung mit zwei endlichen Zeitkonstanten T_I und T_{II} vor uns haben. Praktisch wird weder die frühere Annahme einer festen Laufzeit noch auch unsere jetzige einer Zeitkonstante der Wirklichkeit vollkommen entsprechen. Der tatsächliche Verlauf der Temperatur des Wassers ϑ_w in den Heizkörpern wird schätzungsweise zwischen beiden Annahmen liegen (Abb. 127).

Für eine statische mittelbare Regelung 2. Ordnung gilt unsere Differentialgl. (304), für die Temperaturabweichung ϑ_1

$$(395) \quad T_I T_{II} \vartheta_1'' + (T_I + T_{II}) \vartheta_1' + \left(1 + \frac{\varepsilon_0}{\delta_0}\right) \vartheta_1 = 0,$$

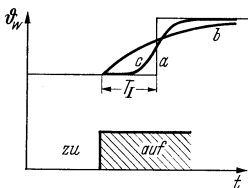


Abb. 127. Temperaturverlauf des Wassers in den Heizkörpern bei plötzlicher Vergrößerung der Heizdampfmenge. *a* Annahme einer festen Laufzeit, *b* Annahme einer Erwärmungskurve, *c* Wahrscheinlicher Temperaturverlauf.

mit der Lösung

$$\vartheta_1 = C \cdot e^{-\frac{t}{T_d}} \sin(\omega_p t + \xi),$$

wobei wieder die Dämpfungszeitkonstante

$$T_d = \frac{2T_I T_{II}}{T_I + T_{II}}$$

und die Pendelfrequenz

$$\omega_p = \pm \sqrt{\frac{1 + \frac{\varepsilon_0}{\delta_0}}{T_I T_{II}} - \frac{1}{4} \left(\frac{T_I + T_{II}}{T_I T_{II}}\right)^2}$$

wird.

Wenn wir wie vorher annehmen, daß im untersuchten Fall bei den vorliegenden Dampf- und Außentemperaturen die Raumtemperatur von 5°C (Endwert) bei geschlossener Dampfleitung auf 30°C (Endwert) bei vollkommen geöffneter Dampfleitung ansteigt, so haben wir

damit unseren Regelbereich, also auch ε_0 . Es wird

$$\varepsilon_0 = \frac{\vartheta_{\max} - \vartheta_{\min}}{\vartheta_0} = \frac{25}{18} = 1,4.$$

Festgelegt muß nun noch δ_0 werden, also die Statik unserer Anordnung. Wir wollen eine Änderung der geregelten Temperatur um 5°C zulassen, wenn sich die Temperaturverhältnisse für die Heizung (die Witterung!) so weit ändern, daß das Dampfventil von vollkommen geschlossenem Zustand ganz geöffnet werden muß. Wir erhalten also für

$$\delta_0 = \frac{\vartheta'_{\max} - \vartheta'_{\min}}{\vartheta_0} = \frac{5}{18} = 0,28,$$

und der Verstärkungsfaktor wird

$$\kappa_0 = \frac{\varepsilon_0}{\delta_0} = 5,0.$$

Es wird nun

$$T_d = \frac{2 \cdot 0,25 \cdot 1,5}{1,75} = 0,43 \text{ Std.}$$

$$\begin{aligned} \omega_p &= \sqrt{\frac{6}{0,375}} = 5,5 \\ &= 3,25 \text{ (1/Std.) gibt etwa 1 Per./Std.} \end{aligned}$$

Wir bestimmen die Integrationskonstanten unter folgender Annahme: Die Regelung sei bis zur Zeit, von der ab gezählt werden soll, $t = 0$, abgestellt und beginne jetzt erst zu arbeiten. Das Dampfventil soll noch vollständig geschlossen sein und die Raumtemperatur soll 10° betragen. Wir erhalten für $t = 0$

$$\text{I: } \vartheta_{10} = -8^\circ \text{C} = C \sin \xi.$$

Da wir wieder wie bei Abb. 126 $\vartheta_{\min} = 5^\circ \text{C}$ annehmen, so bekommen wir, da ja die Regelung noch nicht arbeitet, vorerst für ϑ den gleichen Verlauf wie bei Abb. 126. Es wird

$$\text{II: } \begin{cases} \left(\frac{d\vartheta}{dt}\right)_0 = \left(\frac{d\vartheta_1}{dt}\right)_0 = \frac{-(\vartheta_0 + \vartheta_{10} - \vartheta_{\min})}{T_H} \\ \quad = \frac{-(18 - 8 - 5)}{1,5} = -3,4 \text{ (}^\circ\text{C/Std.)} . \end{cases}$$

Nach Gl. (294) erhalten wir

$$\left(\frac{d\vartheta_1}{dt}\right)_0 = -\frac{C}{T_d} \sin \xi + C \cdot \omega_p \cos \xi = -3,4.$$

Aus I und II wird

$$\text{tg } \xi = 1,2, \quad \xi = 50^\circ,$$

$$C = -\frac{8}{0,77} = -10,4^\circ \text{C}.$$

In Abb. 128 ist der Temperaturverlauf aufgezeichnet. Nach einigen stark gedämpften Schwingungen kommt der Regler zur Ruhe und das Dampfventil bleibt in einer Mittellage stehen.

Soll die Regelung astatisch werden, so muß die Rückführung nachgiebig gemacht werden (Abb. 52). Wird die Rückführzeitkonstante groß gemacht, größenordnungsmäßig vielleicht 0,5 bis 1 Std., so wird der

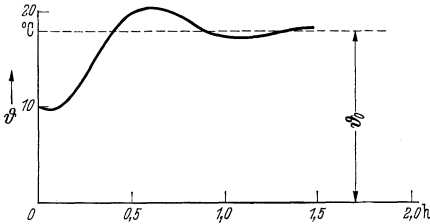


Abb. 128. Temperaturverlauf bei Warmwasserheizung mit kontinuierlicher, statischer Regelung (mittelbare Regelung 2. Ordnung).

Regelvorgang nur unwesentlich gegenüber der statischen Regelung beeinflusst. Machen wir aber die Rückführzeitkonstante kleiner und kleiner, so wird schließlich der Regler bei den Schwingungen bis in die Endlagen gehen, das Ventil also vollkommen öffnen und schließen, wir nähern uns also mehr und mehr der „Auf-Zu-Regelung“ mit dem Regelvorgang nach Abb. 126.

II. 34. Regelung bei periodisch beeinflusster Regelgröße.

Wir haben bisher immer angenommen, daß während des Regelvorgangs von außen her kein störender Einfluß mehr auftritt. Wohl wird der Regelvorgang ausgelöst durch einen äußeren Einfluß, z. B. durch einen plötzlichen Belastungs- oder Entlastungsstoß, nach diesem Stoß aber bleibt die ganze Regelanordnung sich selbst überlassen, ohne daß etwa die Belastung sich weiter ändert. Wir haben stoßweise Beeinflussung der Regelgröße angenommen, weil damit sicher immer die schwierigsten Bedingungen für die Regelung auftreten. Ändert sich nämlich die Belastung mit der Zeit verhältnismäßig langsam, so kann der Regler durch entsprechendes Nachgehen ohne Schwierigkeit insbesondere meist ohne Pendelungen den Sollwert der Regelgröße konstant halten.

Ungünstig werden die Verhältnisse nur wieder dann, wenn die Belastungsänderung periodisch auftritt und wenn die Frequenz der Änderung in die Gegend einer Eigenfrequenz des Regelvorganges kommt. Am häufigsten kommt eine solche periodische Beeinflussung des Regelvorganges bei Drehzahlregelung vor, wir brauchen nur z. B. an das wechselnde Moment einer Kurbelmaschine zu denken. Aber auch bei Antrieb von langsam laufenden Arbeitsmaschinen über Getriebe treten häufig Momentschwankungen von der Umdrehungsfrequenz der langsam laufenden Welle auf. Diese Schwankungen können entweder durch die natürlichen Eigenschaften der Arbeitsmaschine bedingt sein oder durch das Getriebe verursacht werden. Werden z. B. von einem Motor Walzen der Trockenpartie einer Papiermaschine, die sehr große Durchmesser haben können, angetrieben und sind diese Walzen nicht genau ausgewuchtet, so tritt naturgemäß ein mit der Umdrehungsfrequenz der Walzen pulsierendes Moment auf.

Der Verlauf solcher Störmomente ist im allgemeinen nicht sinusförmig. Wir können aber nach FOURIER immer die Kurve: Störmoment abhängig von der Zeit [$W_s = f(t)$] zerlegen in einzelne Sinusschwingungen verschiedener Frequenz und den Einfluß der verschiedenen Schwingungen getrennt behandeln. Am Beispiel der Drehzahlregelung soll nun

der Regelvorgang bei periodisch beeinflusster Regelgröße näher untersucht werden.

Wir nehmen an, daß eine Nebenschlußmaschine beliebiger Bauart (Gleichstrom oder Drehstrom) in der Drehzahl von irgendeinem Drehzahlregler geregelt wird, wobei ihr Belastungsmoment mit der Frequenz ω_f schwankt. Selbstverständlich gilt auch hier unsere Bewegungsgleichung (276):

$$(396) \quad M - W - B = 0.$$

Für W setzen wir ein:

$$(397) \quad W = W_0 + W_s \cdot \sin \omega_f t.$$

Das Widerstandsmoment setzt sich also aus einem konstanten Teil W_0 und einem mit der Zeit nach einer Sinusfunktion veränderlichen Anteil $W_s \sin \omega_f t$ zusammen. Das Beschleunigungsmoment B wird wie immer:

$$(398) \quad B = \Theta \frac{dn}{dt}$$

und das Motormoment allgemein

$$(399) \quad M = \frac{M_{st}}{n_l} (n_l - n) + f(\zeta).$$

$\frac{M_{st}}{n_l} (n_l - n)$ entspricht nach Abb. 87 dem Moment, das der Motor abgeben würde, wenn keine Regelung vorhanden wäre, also eine bestimmte Leerlaufdrehzahl n_l eingestellt bliebe. Dazu kommt noch zusätzlich ein Moment $f(\zeta)$, das die Verstellung der Leerlaufdrehzahl durch den Regler berücksichtigt. ζ soll die Stellung des Reglers, also z. B. bei direktem Regler nach Abb. 84 die Stellung des Meßwerkkerens x oder bei Mehrmotorenantrieb nach Abb. 109 den Winkel α am Differential usw. bedeuten. Wir betrachten wieder nur die Abweichungen der Größen vom Sollwert und bekommen damit die Gleichung:

$$(400) \quad \Theta \frac{dn_1}{dt} + \frac{M_{st}}{n_l} n_1 + f(\zeta_1) = -W_s \sin \omega_f t.$$

Wenn wir die rechte Seite der Gleichung 0 setzen, bekommen wir bei Berücksichtigung der je nach der Regelart verschiedenen Abhängigkeit der Reglerstellung von der Drehzahlabweichung n_1 die Differentialgleichung für n_1 bei Regelung ohne Störfunktion. Wir wollen nun vorläufig nur mittelbare Regelungen 1. Ordnung betrachten, bei denen wir auf Differentialgleichungen 2. Ordnung kommen. Wenn wir Gl. (400) nach der Zeit differenzieren und durch M_{st}/n_l dividieren, bekommen wir

$$(401) \quad \left(\frac{\Theta \cdot n_l}{M_{st}} = T_{1a} \right):$$

$$T_{1a} \cdot \frac{d^2 n_1}{dt^2} + 1,0 \cdot \frac{dn_1}{dt} + \frac{f'(\zeta_1)}{\frac{M_{st}}{n_l}} = -n_l \frac{W_s}{M_{st}} \omega_f \cos \omega_f t.$$

$f'(\zeta_1)$ ist, wie oben bereits gesagt, verschieden je nach der Regelung, die wir anwenden. Wir bekommen den entsprechenden Wert aus unseren

Differentialgleichungen ohne Störfunktion. Bei astatischer Regelung mit vorübergehender Statik etwa nach Abb. 89 bei Vernachlässigung der Feldzeitkonstante des Generators wird nach Gl. (288) und Gl. (401):

$$(402) \quad T_{Ia} \cdot \frac{d^2 n_1}{dt^2} + \left(1,0 + \frac{\varepsilon_0}{\delta_{v0}}\right) \cdot \frac{dn_1}{dt} + \frac{\lambda_0^2}{T_{kr}} \cdot n_1 = -n_l \frac{W_s}{M_{st}} \omega_f \cos \omega_f t.$$

Bei astatischer Regelung mit direkter Bremse (Abb. 31) Gl. (81)

$$(403) \quad T_{Ia} \frac{d^2 n_1}{dt^2} + 1,0 \frac{dn_1}{dt} + \frac{\lambda_0^2}{T_k} n_1 = -n_l \frac{W_s}{M_{st}} \omega_f \cos \omega_f t$$

bei Mehrmotorenregelung (Abb. 109) unter Vernachlässigung der Feldzeitkonstante des Motors Gl. (359)

$$(404) \quad T_{Ia} \frac{d^2 n_1}{dt^2} + 1,0 \frac{dn_1}{dt} + \frac{\varepsilon_0}{T_{sh} \cdot \delta_0} n_1 = -n_l \frac{W_s}{M_{st}} \omega_f \cos \omega_f t.$$

Ohne Regelung erhalten wir:

$$(405) \quad T_{Ia} \frac{dn_1}{dt} + n_1 = -n_l \frac{W_s}{M_{st}} \sin \omega_f t.$$

Wir lösen die Differentialgleichungen (401) bis (405) durch Vergleich mit der Differentialgleichung eines elektrischen Stromkreises mit Widerstand, Selbstinduktion und Kapazität in Reihe, gespeist von einer festen Wechselstromquelle von der Frequenz ω_f , die folgendermaßen lautet:

$$(406) \quad \frac{L}{R} \frac{d^2 q}{dt^2} + 1,0 \cdot \frac{dq}{dt} + \frac{1}{R \cdot C} q = \frac{U_s}{R} \sin \omega_f t$$

oder einmal differenziert: ($dq/dt = i$)

$$(407) \quad \frac{L}{R} \frac{d^2 i}{dt^2} + 1,0 \frac{di}{dt} + \frac{1}{R \cdot C} i = \frac{U_s}{R} \omega_f \cos \omega_f t$$

oder

$$(408) \quad T_L \frac{d^2 i}{dt^2} + 1,0 \frac{di}{dt} + \frac{1}{T_C} i = \frac{U_s}{R} \cdot \omega_f \cos \omega_f t.$$

Der Strom i ergibt sich nach dieser Gleichung bekanntlich in komplexer Schreibweise zu

$$(409) \quad \mathfrak{I} = \frac{u}{R \left[1 + j \left(\omega_f T_L - \frac{1}{\omega_f T_C} \right) \right]}$$

und der Maximalwert des Stromes

$$(410) \quad I_{\max} = \frac{U_{\max}}{R \sqrt{1 + \left(\omega_f T_L - \frac{1}{\omega_f T_C} \right)^2}}.$$

Entsprechend erhalten wir für n_{1m} , der maximalen Drehzahlabweichung vom Sollwert bei astatischer Regelung mit vorübergehender

Statik nach Gl. (402):

$$(411) \quad \left\{ \begin{aligned} n_{1m} &= n_l \frac{W_m}{M_{st}} \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{\varepsilon_0}{\delta_{v0}}\right)^2 + \left(\omega_f T_{Ia} - \frac{\lambda_0 \varepsilon_0}{\omega_f T_{kf}}\right)^2}} \\ &= n_l \frac{W_m}{M_{st}} \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{\varepsilon_0}{\delta_{v0}}\right)^2 + T_{Ia}^2 \omega_{ei}^2 \left(a - \frac{1}{a}\right)^2}}. \end{aligned} \right.$$

Dabei ist mit ω_{ei} die Eigenfrequenz der Regelschwingung, gerechnet ohne Berücksichtigung der Dämpfung, und mit $a = \omega_f/\omega_{ei}$ das Verhältnis der Störfrequenz zur Eigenfrequenz bezeichnet.

Bei astatischer Regelung mit direkter Bremse nach Gl. (403) wird:

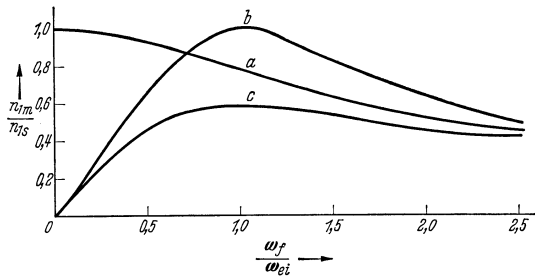
$$(412) \quad \left\{ \begin{aligned} n_{1m} &= n_l \frac{W_m}{M_{st}} \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\omega_f T_{Ia} - \frac{\lambda_0 \varepsilon_0}{\omega_f T_{kf}}\right)^2}} \\ &= n_l \frac{W_m}{M_{st}} \frac{1}{\sqrt{1 + T_{Ia}^2 \omega_{ei}^2 \left(a - \frac{1}{a}\right)^2}} \end{aligned} \right.$$

bei Mehrmotorenantrieb nach Gl. (404)

$$(413) \quad \left\{ \begin{aligned} n_{1m} &= n_l \frac{W_m}{M_{st}} \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\omega_f T_{Ia} - \frac{\varepsilon_0}{\omega_f T_{sh} \delta_0}\right)^2}} \\ &= n_l \frac{W_m}{M_{st}} \frac{1}{\sqrt{1 + T_{Ia}^2 \omega_{ei}^2 \left(a - \frac{1}{a}\right)^2}}, \end{aligned} \right.$$

Abb. 129. Größte Drehzahlabweichung eines Nebenschlußmotors bei periodisch veränderlichem Belastungsmoment (gerechnete Kurven, $T_{IIr} = 0$ gesetzt). *a* ohne Regelung, *b* mit Regelung durch direkten, astatischen Regler mit direkter Bremse oder bei Mehrmotorenantrieb nach Abb. 109, *c* mit Regelung durch direkten, astatischen Regler mit vorübergehender Statik.

$\omega_{ei} = 1,02 \text{ 1/sec}$ $\frac{\varepsilon_0}{\delta_{v0}} = \frac{0,25}{0,35}$
 $T_{Ia} = 0,8 \text{ sec}$



ohne Regelung nach Gl. (405)

$$(414) \quad n_{1m} = n_l \frac{W_m}{M_{st}} \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega_f T_{Ia})^2}}.$$

In Abb. 129 ist der Verlauf von n_{1m} abhängig von der Störfrequenz ω_f für die vier Fälle entsprechend Gl. (411) bis (414) aufgezeichnet.

$n_l \frac{W_m}{M_{st}} = n_{1s}$ ist nach Abb. 87 die Drehzahlabweichung, die sich stationär einstellen würde, wenn das maximale Störungsmoment dauernd vorhanden wäre und die Regelung nicht arbeiten würde.

Für die drei Regelungsarten ist gleiche Eigenfrequenz ω_{ei} (gerechnet ohne Berücksichtigung der Dämpfung) angenommen.

Wir sehen auch hier den günstigen Einfluß der vorübergehenden Statik. Während wir bei der Regelung mit direkter Bremse und auch beim Mehrmotorenantrieb im Resonanzfall immer eine Drehzahlabweichung bekommen, die genau so groß wird, wie wenn überhaupt keine Regelung vorhanden wäre, wird sie bei Regelung mit vorübergehender Statik auch im Resonanzfall immer noch im Verhältnis 1: $\left(1 + \frac{\varepsilon_0}{\delta_{v0}}\right)$ verkleinert.

Bei Regelung mit vorübergehender Statik wird nach Abschn. 11 die Dämpfungszeitkonstante $T_d = \frac{2 T_{Ia}}{1 + \frac{\varepsilon_0}{\delta_{v0}}}$; also $\left(1 + \frac{\varepsilon_0}{\delta_{v0}}\right) = \frac{2 T_{Ia}}{T_d}$, bei

Regelung mit direkter Bremse, und beim Mehrmotorenantrieb nach Abschn. 8 und 28: $T_d = \frac{2 T_{Ia}}{1,0}$, somit $1,0 = \frac{2 T_{Ia}}{T_d}$. Setzen wir diese Werte an Stelle des ersten Gliedes [Gl. (411) bis (414)] unter der Wurzel im Nenner ein, so bekommen wir die allgemeingültige Formel für $n_{1m} = f(\omega_f)$:

$$(415) \quad \left\{ \begin{aligned} n_{1m} &= n_l \frac{W_m}{M_{st}} \frac{1}{T_{Ia} \sqrt{\left(\frac{2}{T_d}\right)^2 + \omega_{ei}^2 \left(a - \frac{1}{a}\right)^2}} \\ &= n_{1s} \frac{1}{T_{Ia} \sqrt{\left(\frac{2}{T_d}\right)^2 + \omega_{ei}^2 \left(a - \frac{1}{a}\right)^2}}. \end{aligned} \right.$$

Wir haben bisher bei der Untersuchung des Einflusses einer Störfunktion nur mittelbare Regelung 1. Ordnung in unsere Betrachtung mit eingeschlossen und wollen nun noch kurz auf mittelbare Regelung höherer Ordnung eingehen. An den zahlenmäßig durchgerechneten Beispielen für mittelbare Regelung 2. Ordnung einmal beim Mehrmotorenantrieb (Abschn. 28) und dann bei der Leonard-Schaltung (Abschn. 25) sehen wir, daß auch bei mittelbarer Regelung 2. Ordnung eine Hauptregelschwingung auftritt, deren Frequenz in der gleichen Größenordnung liegt (bei geringer Dämpfung sogar praktisch gleich, groß, wie beim Mehrmotorenantrieb Abb. 113 ersichtlich), wie die bei mittelbarer Regelung 1. Ordnung. Nur die Dämpfungszeitkonstante wird eine wesentlich andere. Wir können nun für die Hauptschwingung mit einer gewissen Annäherung auch unsere Gl. (415) anwenden und sehen, daß jetzt die maximale Drehzahlabweichung im Resonanzfall $\left(a - \frac{1}{a} = 0\right)$ größer als $n_l \frac{W_m}{M_{st}}$, also größer als bei Betrieb ohne Regler werden muß, sobald $T_d > 2 T_{Ia}$ wird, was beim Mehrmotorenantrieb oder bei Regelung mit direktem Regler mit direkter Bremse bei mittelbarer Regelung 2. Ordnung immer der Fall sein muß. Die Verhältnisse können also besonders bei mittelbarer Regelung höherer Ordnung sehr ungünstig werden, wenn eine Störfunktion vorhanden ist und die Eigenfrequenz der

Regelanordnung ungefähr übereinstimmt mit der Störfrequenz. Man muß in solchen Fällen beim Arbeiten mit direktem Regler etwa durch Verstellen des Regelbereichs (Umstufen des Regelwiderstandes!) die Eigenfrequenz der Anordnung so verändern, daß sie möglichst weit von der Störfrequenz entfernt liegt. Unter Umständen kann dadurch aber wieder das normale

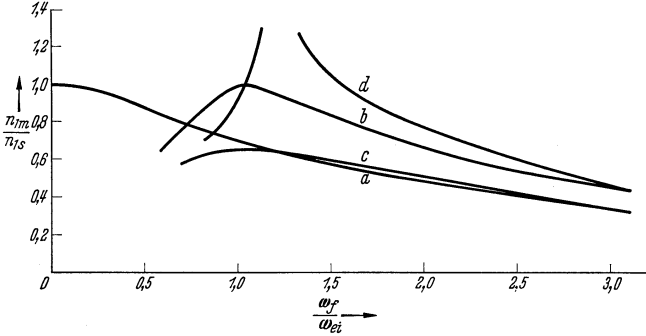


Abb. 130. Größte Drehzahlabweichung bei periodisch veränderlichem Moment wie bei Abb. 129 (*gemessene Kurven*). *a* bis *c* wie bei Abb. 129, *d* mit wirksamer Feldzeitkonstante (T_{IIc}) (also mittelbare Regelung 2. Ordnung). $\omega_{ei} = 1,04$ 1/sec $T_{Ia} = 0,8$ sec $\frac{\epsilon_0}{\delta_{v0}} = \frac{0,25}{0,35}$ $T_{IIe} = 0,4$ sec

Arbeiten der Regelung z. B. bei Belastungsstößen ungünstig beeinflusst werden. Ist daher die Störfunktion nicht naturnotwendig durch die angetriebene Arbeitsmaschine gegeben, sondern nur durch irgendeinen Mangel im mechanischen Aufbau bedingt, so wird man selbstverständlich vor allem bestrebt sein, diesen Mangel zu beseitigen, um die Regelung dann auf ihre sonstigen günstigsten Eigenschaften einstellen zu können.

Abb. 130 zeigt gemessene Kurven bei Abb. 129 entsprechenden Konstanten. Die Übereinstimmung der Kurven *a*, *b* und *c* mit den gerechneten ist recht gut. Kurve *d* gibt die Verhältnisse wieder bei Trägregelung $\delta_{v0} = \infty$ mit wirksamer Feldkonstante. Man sieht, daß die maximale Abweichung jetzt über den Wert, der sich stationär ohne Regelung einstellen würde, weit hinausgeht, wie ja auch die Rechnung schon ergibt. Der Resonanzpunkt selbst hat sich bei den Versuchen wegen des dabei auftretenden starken Pendelns nicht einstellen lassen.

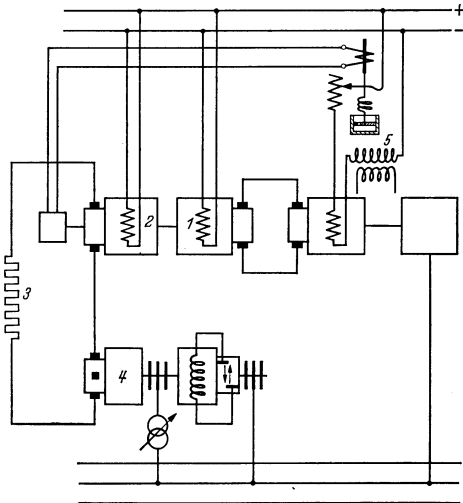


Abb. 131. Schaltung für die Aufnahme der Kurven Abb. 130 zur Herstellung eines periodisch veränderlichen Momentes.

Die Kurven Abb. 130 sind bei einer in Abb. 131 aufgezeichneten Schaltung aufgenommen worden. Ein Gleichstrommotor (1), dessen Drehzahl in Leonard-Schaltung geregelt wird, ist belastet durch einen Gleichstromgenerator (2), der auf Ohmsche Widerstände (3) arbeitet. In Reihe mit dem Belastungsgenerator (2) liegt noch ein Niederfrequenzgenerator (4), der eine Spannung konstanter Amplitude und veränderlicher Frequenz (von 0 bis etwa 5 Hz) liefert. Der Strom des Belastungsgenerators und damit seine Belastung schwankt nun mit dieser Störfrequenz, und es kann so ohne weiteres der ganze Kurvenverlauf, wie er in Abb. 130 aufgezeichnet ist, aufgenommen werden. Die Feldzeitkonstante des Generators kann durch einen vorgeschalteten Transformator (5) in weiten Grenzen verändert werden, sie war bei Kurve *b* und *c* auf einen sehr kleinen Wert eingestellt.

III. 35. Zusätzliche, der Änderungsgeschwindigkeit der Regelgröße proportionale Beeinflussung des Meßwerkes.

Wir haben bei der Generatorregelung gesehen, daß bei einem Belastungsstoß praktisch ohne Verzögerung auch eine dem Stoß entsprechende Spannungsabweichung auftritt. Wir haben weiter festgestellt, daß bei dauernder oder auch nur vorübergehender Statik der Meßwerkern fast sofort (Verzögerung nur durch die geringe Masse des Kerns bedingt) eingreift und je nach der augenblicklichen Spannungsänderung sofort eine höhere oder tiefere Lage einnimmt und somit die Ausregelung der bereits vorhandenen und auch der durch die Ankerückwirkung noch nachfolgende Spannungsabweichung einleitet. Ist der Stromstoß groß genug, so kommt bei diesem Regelvorgang der Meßwerkern bis gegen einen seiner Endanschläge, stellt also damit die höchste oder tiefste Erregerspannung ein, und die Regelung ist damit vorübergehend unabhängig vom Regler nur noch durch die Erregerverhältnisse, also durch die Maschinen selbst, bestimmt. Ganz ähnlich liegen die Verhältnisse auch dann, wenn nicht mit einem elektromechanischen Regler, sondern mit Elektronenröhren gearbeitet wird. Bei Spannungsregelung von Generatoren ist also nach dem natürlichen Verhalten der Maschinen ein sofortiges Eingreifen des Reglers immer gewährleistet. Allerdings muß dafür auch die plötzliche, durch den Stauspannungsabfall bedingte Spannungsänderung unter allen Umständen in ihrem vollen Ausmaß in Kauf genommen werden.

Bei anderen Regelungen haben wir im Gegensatz hierzu ganz andere Verhältnisse kennengelernt. Dort setzt nicht die Abweichung der Regelgröße vom Sollwert sprunghaft ein, sondern steigt von Null ab je nach den wirksamen Zeitkonstanten und auch je nach der stationären Endabweichung, die sich ohne Regelung ergeben würde, schneller oder langsamer an. Als einfaches Beispiel hierfür sei nur der Gleichstromneben-schlußmotor mit Feldregelung, der plötzlich belastet wird, genannt. Hier kann ein normaler Regler im Augenblick des Belastungsstoßes noch nicht eingreifen, weil ja vorläufig der Sollwert der Regelgröße noch vorhanden ist. Erst allmählich mit der auftretenden Abweichung greift

auch der Regler ein. Andererseits weicht aber selbstverständlich der Feldstrom der Maschine sofort nach dem Stoß vom Sollwert ab, er müßte bei Entlastung größer, bei Belastung kleiner sein als vorher. Wie kann nun bei diesen Verhältnissen der Regler so beeinflußt werden, daß er auch hier augenblicklich eingreift und so von vornherein den ganzen Verlauf der Drehzahl mitbestimmt? Als Kriterium für das Eingreifen des Reglers genügt bei dieser Forderung selbstverständlich nicht mehr das Vorhandensein einer Abweichung der Regelgröße vom Sollwert, so wie es bei den bisher behandelten Reglern immer der Fall war, sondern wir müssen zusätzlich unser Meßwerk noch von einer anderen Größe beeinflussen. Da im Augenblick der Belastungsänderung die Regelgröße zwar noch ihren Sollwert hat, aber sofort sich zu ändern beginnt,

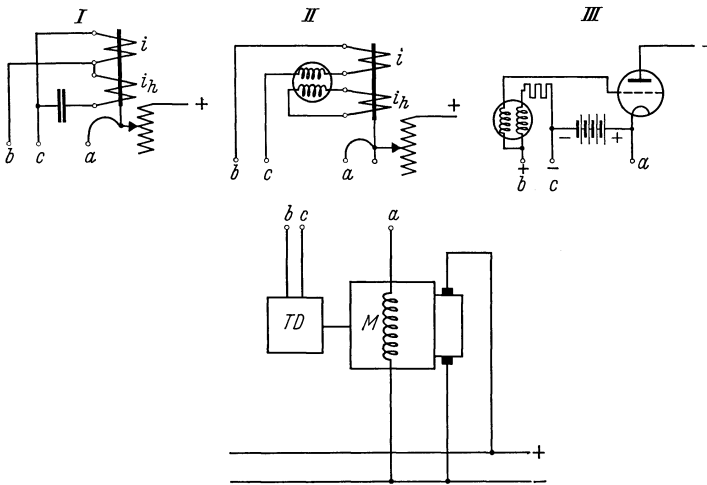


Abb. 132. Verschiedene Möglichkeiten für die Beeinflussung des Meßwerkes durch eine der Änderungsgeschwindigkeit der Regelgröße proportionale Größe bei Drehzahlregelung.

ihr Differentialquotient nach der Zeit also bestimmt von Null verschieden ist, wird es zweckmäßig sein, auf das Meßwerk zusätzlich eine der Änderungsgeschwindigkeit der Regelgröße proportionale Größe einwirken zu lassen. Diese zusätzliche Beeinflussung kann auf verschiedenste Weise, je nach der vorliegenden sonstigen Schaltung für die Regelung, vorgenommen werden. Bei der Gleichlaufschaltung mit Drehstromnebenschlusmotoren ist eine Möglichkeit hierfür bereits behandelt worden (Abb. 118). Abb. 132 zeigt andere Schaltungen als Beispiele bei Drehzahlregelung. Bei der Schaltung I mit elektromechanischem Regler bekommt das Meßwerk eine zweite Spule, die über einen Kondensator von der der Regelgröße proportionalen Spannung der Tourendynamo gespeist wird. Wenn wir den Widerstand und die Induktivität dieser Hilfsspule genügend klein bzw. den Kondensator genügend groß machen, können wir für den Strom in der Hilfsspule setzen:

$$(416) \quad i_h = C \frac{dU_T}{dt} = K_1 \frac{dU_T}{dt}.$$

Im Fall II wird die Hilfsspule über einen Transformator gespeist, der primär vom Strom der Hauptspule durchflossen wird, der ja proportional U_T , also proportional der Regelgröße ist. Wenn wir durch entsprechende Bemessung des Transformators und der Hilfsspule dafür sorgen, daß die vom Sekundärteil des Transformators, also auf der Hilfsspulenseite herrührende Durchflutung des Transformators klein bleibt gegenüber der primären, wenn wir also den Transformator als rückwirkungslos annehmen können und wenn außerdem der Ohmsche Widerstand der Hilfsspule groß ist gegenüber der Induktivität, so bekommen wir hier

$$(417) \quad i_h = \frac{L_{12} \frac{di}{dt}}{R_h},$$

wobei L_{12} die Wechselinduktivität des Transformators und R_h den Ohmschen Widerstand der Hilfsspule bedeutet. Da i proportional U_T , wird (Zeitkonstante der Hauptspule vernachlässigt):

$$(418) \quad i_h = K_2 \frac{dU_T}{dt}.$$

In beiden Fällen — mit Kondensator und auch mit Transformator — erhalten wir also in der Hilfsspule einen der Änderungsgeschwindigkeit der Spannung U_T , also auch der Regelgröße entsprechenden Strom. Es sei hier gleich darauf hingewiesen, daß man mit den einfachen Schaltungen (I, II) bei elektromechanischen Reglern im allgemeinen nicht durchkommt, weil Kondensator bzw. Transformator sehr groß ausfallen würden. Man muß daher meist mit Verstärkerschaltungen arbeiten, und damit verlieren natürlich die Schaltungen ihre große Einfachheit. An der Schaltung III (Abb. 132) ist gezeigt, wie man auch bei Röhrenreglern zusätzlich dem Gitter über den gezeichneten Transformator eine der Änderungsgeschwindigkeit proportionale Spannung zuführen kann.

Wir betrachten nun zunächst die Schaltungen für den elektromechanischen Regler. Die Zugkraft des Meßwerkes mit den zwei Spulen wird jetzt:

$$(419) \quad P = c_1 (i \cdot w + i_h \cdot w_h)^2 = c_2 \left(U_T + K \frac{dU_T}{dt} \right)^2.$$

Zerlegen wir jetzt P in $P_0 + P_1$ (Sollwert + Abweichung vom Sollwert) und U_T in $U_{T0} + U_{T1}$, so erhalten wir:

$$(420) \quad P = P_0 + P_1 = c_2 \left(U_{T0} + U_{T1} + K \frac{dU_{T1}}{dt} \right)^2,$$

und daraus, da $P_0 = c_2 (U_{T0})^2$, außerdem $U_{T1} \ll 2 U_{T0}$ und $K^2 \left(\frac{dU_{T1}}{dt} \right)^2 \ll K^2 U_{T0} \frac{dU_{T1}}{dt}$ angenommen wird:

$$(421) \quad P_1 = c_2 2 U_{T0} U_{T1} + c_2 2 U_{T0} K \frac{dU_{T1}}{dt}.$$

Die uns für den Regelvorgang interessierende Kraft P_1 des Meßwerkes setzt sich also zusammen aus zwei Anteilen: Ein Anteil ist proportional der Abweichung vom Sollwert, ein zweiter proportional der Änderungsgeschwindigkeit der Abweichung. Führen wir nun diesen zweiten Anteil

auch in unsere Meßwerkgleichung ein, z. B. für den Fall der vorübergehenden Statik ohne direkte Bremse in Gl. (120) Abschn. 11, so erhalten wir:

$$(422) \quad \frac{2P_0}{U_{T_0}} U_{T_1} + 2 \frac{P_0}{U_{T_0}} T_c \frac{dU_{T_1}}{dt} - c_f(x_1 - y_1) = 0,$$

oder allgemein

$$(423) \quad \lambda_0 \frac{P_0}{U_{T_0}} U_{T_1} + \lambda_0 \frac{P_0}{U_{T_0}} T_c \frac{dU_{T_1}}{dt} - c_f(x_1 - y_1) = 0.$$

Dabei ist wie bisher für $c_2 = \lambda_0 \frac{P_0}{U_{T_0}}$ gesetzt und eine neue spezifische Konstante T_c eingeführt. T_c gibt an, in welcher Zeit bei konstantem Anstieg der Regelgröße von Null ab der Sollwert erreicht wird, wenn durch diese Änderung eine Kraft $\lambda_0 P_0$ am Meßwerk erzeugt werden soll.

Wir können nun ohne weiteres bei den den Regelvorgang der verschiedenen Arten von Reglern und Regelungen beschreibenden Gleichungen diese neue, am Meßwerk wirksame, der Änderungsgeschwindigkeit proportionale Größe einführen. Wir erhalten dann z. B. (auf die Zwischenrechnung, die nichts Neues bietet, sei hier verzichtet) für eine mittelbare Drehzahlregelung 2. Ordnung mit direktem Regler mit vorübergehender Statik (Abb. 93) ohne Berücksichtigung der Masse:

$$(424) \quad \left\{ \begin{array}{l} T_I T_{II} T_{kf} n_1''' + \left[T_{kf} \left(T_I + T_{II} + \frac{\varepsilon_0}{\delta_{v_0}} T_c \right) \right] n_1'' \\ \quad + \left[T_{kf} \left(1 + \frac{\varepsilon_0}{\delta_{v_0}} \right) + \lambda_0 \frac{\varepsilon_0}{2} T_c \right] n_1' + \lambda_0 \frac{\varepsilon_0}{2} n_1 = 0. \end{array} \right.$$

Die rein statische Regelung, also eine Regelung, wie sie auch Abb. 132 III entspricht, erhalten wir, wenn wir in Gl. (424) $T_{kf} = \infty$ setzen. Es wird dann:

$$(425) \quad T_I T_{II} n_1'' + \left(T_I + T_{II} + \frac{\varepsilon_0}{\delta_0} T_c \right) n_1' + \left(1 + \frac{\varepsilon_0}{\delta_0} \right) n_1 = 0.$$

Es sei noch kurz etwas gesagt über die Bedeutung von T_c , wenn kein elektromechanischer Regler, sondern etwa ein Röhrenregler (Abb. 132 III) vorliegt, bei dem eine mechanische Kraft P natürlich überhaupt nicht auftritt. T_c entspricht dort der Zeit, in der sich bei konstantem Anstieg die Regelgröße von Null ab bis zum Sollwert ändern muß, wenn durch diese Änderung die gleiche Beeinflussung des Regelkreises erfolgen soll, wie wenn ohne diese zusätzliche Einrichtung, die man im allgemeinen auch als *Rückführung* bezeichnet, die Regelgröße selbst sich um ihren Sollwert ändern würde. Dabei müssen die für die verschiedene Beeinflussung des Regelkreises in Frage kommenden Abhängigkeiten selbstverständlich wieder durch die Tangenten an die entsprechenden Kurven im Betriebspunkt ersetzt werden.

Aus Gl. (425) sehen wir zunächst, daß durch die Rückführung, die Dämpfung, für die der Faktor von n_1' maßgebend ist, stärker geworden ist. Allgemein gilt auch, wie wir später noch sehen werden, daß die Stabilitätsverhältnisse mit Rückführung immer besser werden als ohne Rückführung.

Aus der Gl. (424) für mittelbare Regelung 2. Ordnung läßt sich nicht so ohne weiteres etwas über die Wirkung der Rückführkonstante T_c auf den Regelvorgang aussagen. Wenn wir aber zunächst willkürlich T_c so wählen, daß $T_c = T_{II}$ wird, daß also die Rückführkonstante gleich der Zeitkonstante eines Verstellwerkes wird — bei der Drehzahlregelung nach Abb. 93 z. B. gleich der Feldzeitkonstante der Gleichstrommaschine — so zeigt sich, daß die charakteristische Gleichung der Differentialgleichung (424) sich einfach lösen läßt. Die charakteristische Gleichung lautet, wenn $T_c = T_{II}$ gesetzt wird:

$$(426) \quad \left\{ \begin{aligned} (T_I T_{II} T_{kf}) w^3 + \left[T_{kf} \left(T_I + T_{II} + \frac{\varepsilon_0}{\delta_{v0}} T_{II} \right) \right] w^2 \\ + \left[T_{kf} \left(1 + \frac{\varepsilon_0}{\delta_{v0}} \right) + \lambda_0 \frac{\varepsilon_0}{2} T_{II} \right] w + \lambda_0 \frac{\varepsilon_0}{2} = 0. \end{aligned} \right.$$

Diese Gleichung ist nun ohne Rest teilbar durch $(T_{II} w + 1)$, und das Ergebnis dieser Division ist die charakteristische Gleichung der mittelbaren Regelung 1. Ordnung:

$$(427) \quad T_{kf} T_I w^2 + T_{kf} \left(1 + \frac{\varepsilon_0}{\delta_{v0}} \right) w + \lambda_0 \frac{\varepsilon_0}{2} = 0.$$

Die Lösung unserer Differentialgleichung (424) wird daher in dem speziellen Fall, wenn $T_c = T_{II}$:

$$(428) \quad n_1 = C_1 \cdot e^{-\frac{t}{T_{II}}} + C_2 \cdot e^{-\frac{t}{T_d}} \sin(\omega_p t + \xi),$$

$$\left(T_d = \frac{2 T_I}{1 + \frac{\varepsilon_0}{\delta_{v0}}}; \quad \omega_p = \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{T_{kf} T_I} - \frac{1}{4} \frac{\left(1 + \frac{\varepsilon_0}{\delta_{v0}} \right)^2}{T_I^2}} \right),$$

sie setzt sich also zusammen aus der Lösung der Gleichung für die mittelbare Regelung 1. Ordnung [entsprechend Gl. (126) Abschn. 11] und außerdem tritt noch ein mit der Zeitkonstante der Feldwicklung exponentiell abklingendes Glied (aus $T_{II} \cdot w + 1 = 0$) hinzu. Wir schreiben der besseren Übersichtlichkeit wegen Gl. (428) in der bis jetzt immer bei mittelbarer Regelung 2. Ordnung verwendeten Form [entsprechend Gl. (298) des Abschn. 25]

$$(429) \quad n_1 = C_1 \cdot e^{-\frac{t}{T_{II}}} + e^{-\frac{t}{T_d}} (C_2 \cdot \cos \omega_p t + C_3 \sin \omega_p t).$$

Wir sehen, daß im Gegensatz zur normalen, mittelbaren Regelung 2. Ordnung, die u. U. labile Verhältnisse ergeben kann, die mittelbare Regelung 2. Ordnung mit Rückführung bei $T_c = T_{II}$ oder selbstverständlich auch bei $T_c = T_I$, also wenn die Rückführkonstante gleich einer der beiden wirksamen Verstellwerkszeitkonstanten wird, immer stabil arbeitet. Für die Ermittlung der Integrationskonstanten aus den Grenzbedingungen bei $t = 0$, wo ein Belastungsstoß auftreten soll, er-

halten wir die folgenden drei Gleichungen:

$$\begin{aligned} \text{I: } & n_{10} = C_1 + C_2 = 0, \\ \text{II: } & \left(\frac{dn_1}{dt}\right)_0 = -\frac{C_1}{T_{II}} - \frac{C_2}{T_d} + C_3 \cdot \omega_p = \frac{\Delta n}{T_I}, \\ \text{III: } & \left(\frac{d^2 n_1}{dt^2}\right)_0 = \frac{C_1}{T_{II}^2} + C_2 \left(\frac{1}{T_d^2} - \omega_p^2\right) - C_3 \frac{2\omega_p}{T_d} = -\frac{\Delta n}{T_I^2} \left(1 + \frac{\varepsilon_0}{\delta_{v0}}\right). \end{aligned}$$

Die Bedingungen I und II sind die gleichen wie bei der Regelung ohne Rückführung (S. 85), die Drehzahlabweichung ist zur Zeit $t = 0$ noch Null und die Änderungsgeschwindigkeit der Drehzahl entspricht derjenigen, die auch auftreten würde, wenn keine Regelung vorhanden wäre und die Abweichung nach einer Exponentialkurve auf Δn gehen würde (Abb. 86). Verschieden verhält sich aber bei beiden Regelungsarten die Änderung der Änderungsgeschwindigkeit, also der 2. Differentialquotient von n_1 . Hier macht sich schon das sofortige Eingreifen des Reglers durch die Wirkung der Rückführung bemerkbar. Da zur Zeit $t = 0$ ja schon $\left(\frac{dn_1}{dt}\right)_0 \neq 0$, wird der Meßwerkern augenblicklich eine dieser Änderungsgeschwindigkeit entsprechende Lage einnehmen, also einen anderen Feldstrom (Abb. 93) einstellen. Dieser neue Feldstrom wird sich aber nun wegen der wirksamen Zeitkonstanten T_{II} der Erregerwicklung nicht sofort einstellen, sondern wenn der Meßwerkern in der zur Zeit $t = 0$ eingenommenen Lage festgehalten wird, was wir vorübergehend einmal annehmen wollen, ändert sich der Feldstrom nach einer Exponentialfunktion. Entsprechend wird auch die stationäre Enddrehzahl n_s des Motors eine andere. Wir erhalten die Abb. 133 für den Verlauf der stationären Drehzahl. Da nun ganz allgemein

$$(430) \quad \frac{dn_1}{dt} = \frac{\Delta n}{T_I} = \frac{n_s - n}{T_I}$$

ist, wird

$$\begin{aligned} (431) \quad \frac{d^2 n_1}{dt^2} &= \frac{d\Delta n}{dt} \cdot \frac{1}{T_I} = \frac{dn_s}{dt} \cdot \frac{1}{T_I} - \frac{dn}{dt} \cdot \frac{1}{T_I} \\ &= \frac{dn_s}{dt} \cdot \frac{1}{T_I} - \frac{dn_1}{dt} \cdot \frac{1}{T_I}. \end{aligned}$$

dn_s/dt wird aber nach Abb. 133

$$(432) \quad \left(\frac{dn_s}{dt}\right)_0 = -\frac{\Delta' n}{T_{II}}.$$

$\Delta' n$ entspricht der Verstellung der Drehzahl, verursacht durch das plötzliche Eingreifen des Reglers vermöge seiner Rückführung. Es wird

$$(433) \quad \Delta' n = \frac{\varepsilon_0 \cdot n_0}{H} \cdot \Delta x,$$

wobei Δx der plötzlichen Änderung der Stellung des Meßwerkern entspricht. Δx ist nun aber nach früherem [Abschn. 9 und Gl. (423)]

$$(434) \quad \Delta x = \frac{H \cdot P}{\lambda_0 \delta_{v0} P_0} = \frac{H}{\lambda_0 \delta_{v0} P_0} \cdot \frac{\lambda_0 P_0 T_e}{n_0} \cdot \frac{dn_1}{dt},$$

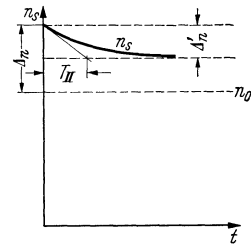


Abb. 133. Verlauf der stationären Drehzahl (nach einem Belastungsstoß, Meßwerkern festgehalten).

also wird

$$(435) \quad \Delta' n = T_c \frac{\varepsilon_0}{\delta_{v0}} \cdot \frac{dn_1}{dt},$$

und somit erhalten wir nach Gl. (431), da $T_c = T_{II}$ angenommen war:

$$(436) \quad \left(\frac{d^2 n_1}{dt^2}\right)_0 = -\frac{1}{T_I} \frac{\varepsilon_0}{\delta_{v0}} \left(\frac{dn_1}{dt}\right)_0 - \frac{1}{T_I} \left(\frac{dn_1}{dt}\right)_0 = -\frac{\Delta n}{T_I^2} \left(1 + \frac{\varepsilon_0}{\delta_{v0}}\right),$$

was der oben aufgestellten III. Bedingung für die Bestimmung der Integrationskonstante entspricht.

Wenn wir die Integrationskonstanten aus den drei Gleichungen ausrechnen, ergibt sich (für $T_d = \frac{2T_I}{1 + \frac{\varepsilon_0}{\delta_{v0}}}$ eingesetzt), daß $C_1 = C_2 = 0$

und $C_3 = \frac{\Delta n}{T_I \omega_p}$ wird. Wir erhalten damit die endgültige Lösung

$$(437) \quad n_1 = \frac{\Delta n}{T_I \omega_p} e^{-\frac{t}{T_d}} \sin \omega_p t,$$

die vollkommen der bei mittelbarer Regelung 1. Ordnung, also bei Regelung nach Abb. 84 entspricht. In Abb. 91 gilt also die Kurve für Regelung ohne Berücksichtigung der Zeitkonstante der Erregerwicklung auch für unseren Fall, in dem die Zeitkonstante der Erregerwicklung berücksichtigt, dafür aber eine Rückführung mit $T_c = T_{II}$ vorgesehen ist.

Durch Einführung der der Änderungsgeschwindigkeit der Regelgröße proportionalen Rückführung ist es uns also gelungen, die Regelverhältnisse so zu verbessern, daß die mittelbare Regelung 2. Ordnung praktisch auf eine solche 1. Ordnung zurückgeführt worden ist. Ebenso läßt sich nachweisen, daß die charakteristische Gl. (425) für statische mittelbare Regelung 2. Ordnung oder auch die Gleichung für astatistische mittelbare Regelung 2. Ordnung ohne vorübergehende Statik, wie sie sich aus Gl. (424) ergibt, wenn $\delta_{v0} = \infty$ gesetzt wird, sich immer durch $(T_{II} \omega + 1)$ dividieren läßt, wenn man $T_c = T_{II}$ macht. Die Verhältnisse werden also dann gleich günstig wie bei der mittelbaren Regelung 1. Ordnung.

Macht man T_c größer als T_{II} , so wird die Regelung an sich noch stabiler, die Abweichung verschwindet aber, je größer man T_c macht, um so langsamer, die Regelgröße kriecht schließlich ganz langsam auf ihren Sollwert, was selbstverständlich häufig auch nicht erwünscht ist.

Ganz allgemein zeigt sich nun auch bei einer Stabilitätsbetrachtung nach der Methode der selbsterregten Schwingungen, daß durch die Einführung der der Änderungsgeschwindigkeit proportionalen Rückführung die Stabilitätsverhältnisse bei einer mittelbaren Regelung beliebiger Ordnung immer günstiger werden. Aus der resultierenden Kraft \mathfrak{F}_2 am Meßwerk, die bei einer angenommenen Pendelung des Meßwerk-kerns auftritt, haben wir den Zeitvektor \mathfrak{X}_2 gefunden. Es war bei einer Regelung n -ter Ordnung:

$$(438) \quad \mathfrak{X}_2 = \frac{j \lambda_0 \frac{\varepsilon_0}{2}}{\omega(1 + j \omega T_I)(1 + j \omega T_{II}) \cdots (1 + j \omega T_n)}.$$

Mit Rückführung tritt nun außer der Kraft \mathfrak{P}_2 noch zusätzlich eine Kraft \mathfrak{P}_{2z} auf, die proportional der Änderung der ursprünglichen Kraft wird. Wir erhalten dementsprechend einen zusätzlichen Zeitvektor $\mathfrak{Z}_{2z} = j\omega T_c \cdot \mathfrak{Z}_{2h}$, wobei \mathfrak{Z}_{2h} der Zeitvektor ohne Rückführung sein soll. Insgesamt wird also jetzt

$$(439) \quad \left\{ \begin{array}{l} \mathfrak{Z}_2 = \mathfrak{Z}_{2h} + \mathfrak{Z}_{2z} = \frac{j\lambda_0 \frac{\varepsilon_0}{2}}{\omega(1+j\omega T_1) \cdots (1+j\omega T_n)} \\ \quad + j\omega T_c \frac{j\lambda_0 \frac{\varepsilon_0}{2}}{\omega(1+j\omega T_1) \cdots (1+j\omega T_n)}. \end{array} \right.$$

Wir sehen nun sofort, daß sich z. B. $(1 + j\omega T_1)$ wegekürzen läßt, wenn wir $T_c = T_1$ machen. Die Kurve $\mathfrak{Z}_2 = f(\omega)$ entspricht dann vollkommen derjenigen, die sich bei einer um eine Ordnung niedrigeren Regelung ergibt, und damit müssen auch die Stabilitätsverhältnisse der um eine Ordnung niedrigeren Regelung entsprechen.

Es kann also mit Rücksicht auf bessere Stabilität auch bei Spannungsreglern unter Umständen mit Vorteil von einer solchen Rückführung Gebrauch gemacht werden.

Zusammenfassend kann gesagt werden, daß die zusätzliche der Änderungsgeschwindigkeit der Regelgröße proportionale Beeinflussung des Meßwerkes sich außerordentlich günstig auf die Regelung auswirkt. Leider erfordern nun aber, worauf schon hingewiesen wurde, bei elektromechanischen Reglern die hierzu erforderlichen Schaltungen einen recht erheblichen Aufwand, so daß bei diesen Reglern sehr selten eine solche Rückführung angewandt werden kann. Anders liegen die Verhältnisse bei Röhrenreglern. Dort läßt sich häufig durch verhältnismäßig einfache Maßnahmen die günstige Rückführung verwirklichen, weil die für die Beeinflussung der Röhren erforderlichen Leistungen immer nur sehr klein zu sein brauchen.

IV. 36. Experimentelle Untersuchungen an Regelanordnungen.

Bei der theoretischen Behandlung der Regelvorgänge hat sich gezeigt, daß die Regelung in der Hauptsache durch die Zeitkonstanten der verschiedenen Verstellwerke beeinflusst wird. Dabei ist es gleichgültig, welcher Art die Verstellwerke sind, die Zeitkonstante eines indirekten Reglers mit Rückführung, die magnetische Zeitkonstante eines Generators oder die Anlaufzeitkonstante eines Motors wirken vollkommen gleichwertig auf die Regelung ein. Soll daher irgendein praktischer Regelvorgang im Laboratorium untersucht werden, ohne daß die ganze Anordnung selbst aufgebaut wird, so kann ohne Bedenken, wenn es zweckmäßig erscheint, ein bestimmtes Verstellwerk durch ein anderes ersetzt werden, wenn nur die Bedingung erfüllt ist, daß die Zeitkonstante des Ersatzstellwerkes den gleichen Wert hat wie die des eigentlichen.

Besondere Schwierigkeiten bereitet es z. B., im Laboratorium bei der Prüfung von Spannungsreglern großer Generatoren eine Anordnung mit

magnetischen Zeitkonstanten in der Größenordnung von mehreren Sekunden, wie sie bei großen Generatoren auftreten, zu finden. Auch die Einstellung der Zeitkonstante auf einen bestimmten, der praktischen Anordnung entsprechenden Wert, ist im allgemeinen schwer möglich. Im Gegensatz hierzu kann die Anlaufzeitkonstante etwa eines Gleichstromnebenschlußmotors in einfacher Weise auf große Werte — 10 sec und mehr — gebracht und außerdem ohne Schwierigkeit stetig verändert werden. Die Anlaufzeitkonstante ist nach Abschn. 25, Gl. (284) gegeben zu

$$(440) \quad T_a = \frac{\Theta \cdot R_a}{\left(\frac{E}{n}\right)^2 \cdot k_2}.$$

Das Schwungmoment (Θ) des Motors ist zwar fest gegeben. Die Anlaufzeitkonstante ist aber auch abhängig von der Erregung (E/n) und vom Widerstand R_a . Durch Veränderung der Erregung und des Ankerwiderstandes kann sie in weiten Grenzen verändert werden.

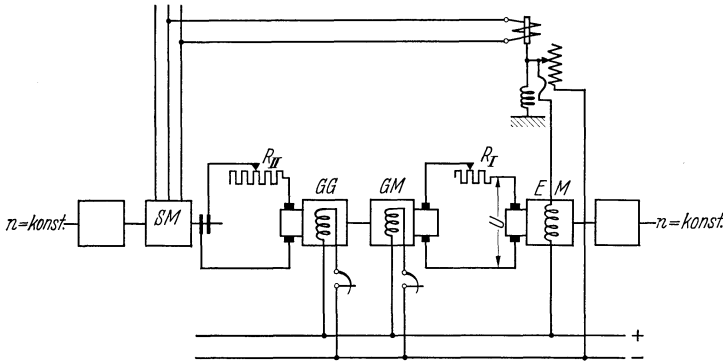


Abb. 134. Ersatzschaltung für die Untersuchung von Spannungsreglern für große Synchrongeneratoren.

Nach diesen Überlegungen ist eine Ersatzschaltung [16] für die Untersuchung von Spannungsreglern für große Synchrongeneratoren entwickelt worden, die in Abb. 134 aufgezeichnet ist. Eine kleine Synchronmaschine SM mit einer magnetischen Zeitkonstante im Erregerkreis, die möglichst unter 0,1 sec liegen soll, wird über einen Widerstand R_{II} von einem Gleichstromgenerator GG erregt. Der Gleichstromgenerator selbst ist festerregt und wird angetrieben von einem ebenfalls festerregten Gleichstrommotor GM , der von der mit praktisch konstanter Drehzahl laufenden Erregermaschine EM gespeist wird. Im Erregerkreis der Erregermaschine, die mit Selbst- oder Fremderregung betrieben werden kann, liegt der zu untersuchende Regler.

Wird die Erregerspannung (U) ruckartig verändert, so ändert sich die Drehzahl des Motors GM , damit die Spannung des Generators GG und damit der Erregerstrom des Synchronmotors SM , wenn wir die Zeitkonstante dieses Erregerkreises vorläufig vernachlässigen, nach einer Exponentialfunktion mit der Anlaufzeitkonstante T_a des Motorgenerators ($GM + GG$). Wird diese Anlaufzeitkonstante gleich der magnetischen

Zeitkonstante des eigentlichen Synchrongenerators gemacht, für den der zu untersuchende Regler Verwendung finden soll, so haben wir die Verhältnisse regeltechnisch genau nachgebildet und können die Ergebnisse der Untersuchungen dieser Anordnung vollkommen übertragen auf die Regelung des entsprechenden Synchrongenerators.

Bei der Berechnung der Anlaufzeitkonstante T_a des Motorgenerators muß auf die Belastung des Generators GG durch den Erregerstrom des Synchrongenerators Rücksicht genommen werden. Die Momentengleichung des Motors lautet:

$$(441) \quad \left(\frac{E}{n}\right)_M \cdot I_M k_2 - \left(\frac{E}{n}\right)_G I_G k_2 - M_v - \Theta \frac{dn}{dt} = 0.$$

Da

$$I_M = \frac{U - \left(\frac{E}{n}\right)_M \cdot n}{R_I} \quad \text{und} \quad I_G = \frac{\left(\frac{E}{n}\right)_G \cdot n}{R_{II}}$$

ist (Induktivität in den Ankerkreisen vernachlässigt, R_I und R_{II} die Gesamtwiderstände in den beiden Kreisen), wird, wenn wir M_v , das Verlustmoment des Umformers (Eisen- und Reibungsverluste), in dem bei der Regelung in Frage kommenden Drehzahlbereich als konstant annehmen, für den stationären Zustand:

$$(442) \quad \left(\frac{E}{n}\right)_M \frac{U - \left(\frac{E}{n}\right)_M \cdot n_0}{R_I} k_2 - \frac{\left(\frac{E}{n}\right)_G \cdot n_0}{R_{II}} k_2 - M_v = 0$$

und wir erhalten den Ausgleichsvorgang:

$$(443) \quad \left[\frac{\left(\frac{E}{n}\right)_M^2}{R_I} + \frac{\left(\frac{E}{n}\right)_G^2}{R_{II}} \right] k_2 n_1 + \Theta \frac{dn_1}{dt} = 0.$$

Die Lösung von Gl. (443) ergibt die Exponentialfunktion für n_1 , die Drehzahlabweichung des Umformers mit der gesuchten Zeitkonstante:

$$(444) \quad T_a = \frac{\Theta (R_I R_{II})}{\left(\frac{E}{n}\right)_M^2 R_{II} + \left(\frac{E}{n}\right)_G^2 R_I} \cdot \frac{1}{k_2}.$$

[$1/k_2$ wird 9,81 Watt sec/mkg, wenn Θ in mkgsec², R in Ω und (E/n) in Volt sec eingesetzt wird, damit T_a in sec.]

Die Gleichung für die Anlaufzeitkonstante des Motorgenerators T_a ist ebenso aufgebaut wie die des Motors allein [Gl. (440)], nur wird sie jetzt auch noch von der Erregung des Generators $(E/n)_G$ und dem Widerstand im Generatorkreis R_{II} beeinflusst. Wir können sie in weiten Grenzen verändern durch Änderung der beiden Widerstände R_I und R_{II} und die beiden Erregungen $(E/n)_M$ und $(E/n)_G$.

Eine Laständerung des nachgebildeten Synchrongenerators kann nun durch ruckartige Änderung der Widerstände R_I und R_{II} vorgetäuscht werden. Eine Vergrößerung z. B. von R_{II} allein bedeutet eine fast augenblickliche Verringerung der Spannung der Synchronmaschine, entsprechend dem Streuspannungsabfall des nachgebildeten Generators bei

plötzlicher Belastung. Die Zeitkonstante der Synchronmaschine SM , die wir bisher vernachlässigt haben, verzögert allerdings den Spannungsabfall etwas. Aber auch beim normalen Synchrongenerator wird, was in Abschn. 6 noch nicht gesagt wurde, durch die Streufeldzeitkonstante die plötzliche Spannungsabsenkung etwas verzögert, und die Größenordnung der Streufeldzeitkonstante von großen Maschinen liegt auch bei etwa 0,1 sec, so daß die „plötzliche“ Spannungsänderung unserer Schaltung vollkommen der bei großen Generatoren entspricht. Der Widerstand R_I muß nun noch zusammen mit R_{II} vergrößert werden, damit auch der weitere Verlauf der Spannung (ohne Regelung) dem des normalen Generators entspricht. Der Widerstand muß so weit vergrößert werden, daß die Drehzahl des Motorgenerators abfällt, der Erregerstrom der Synchronmaschine und damit ihre Spannung weiter zurückgeht entsprechend dem Spannungsabfall durch die Ankerrückwirkung (Abb. 23). Für den Regelvorgang ist selbstverständlich nur die Zeitkonstante nach der Änderung der Widerstände R_I und R_{II} maßgebend. Erregung der Maschine und Widerstände müssen zusammen so abgeglichen werden, daß sich einmal die gewünschte Zeitkonstante und dann auch die richtigen Anteile des Spannungsabfalles ergeben.

Bei der Aufnahme der verschiedenen in Abschn. 8 und 11 wiedergegebenen Regelkurven wurde mit einer solchen Ersatzschaltung gearbeitet. Der Motorgenerator bestand aus zwei gleichen Gleichstrommaschinen für 3,1 kW, 220 V, 600 bis 1200 U/min. Das Gesamtschwungmoment (Θ) der beiden Maschinen, das nicht durch besondere Schwungmassen vergrößert wurde, betrug 0,092 mkg sec². Bei den Regelversuchen traten Drehzahlschwankungen bis etwa 10% auf, wobei sich das Verlustmoment um höchstens 3% änderte, so daß die obige Annahme $M_v = \text{const}$ durchaus berechtigt ist. Die Zeitkonstante T_u des Motorgenerators war einstellbar zwischen etwa 0,5 und 10 sec. Mit diesem Aufbau konnte also die Regelung praktisch aller überhaupt vorkommenden Generatorengrößen einwandfrei untersucht werden. Als Erregermaschine fand eine Gleichstrommaschine für 7 kW 220 V und als Synchronmaschine ein Drehstromgenerator für 3 kVA 220 V Verwendung. Durch Einschalten eines 100-kVA-Einphasentransformators in den Erregerkreis der Erregermaschine konnte deren Zeitkonstante bei Fremderregung bis auf Werte von 0,4 bis 0,5 sec gebracht werden.

F. Beispiele von ausgeführten Reglern.

I. 37. Einteilung der Regler.

Elektrische Regler werden praktisch schon so lange gebaut, als es eine angewandte Elektrotechnik gibt. Die verschiedensten Arten sind teilweise bis zu einer erstaunlichen Vollkommenheit gebracht worden. Trotzdem kann auch heute noch keineswegs von einem endgültigen Abschluß der Entwicklung gesprochen werden, sondern es werden oft wieder neue Konstruktionswege beschritten, die eine weitere, mitunter sogar wesentliche Verbesserung der Regeleigenschaften bringen. Unsere Aufgabe soll nun nicht die sein, all die vielen Regler, die im Laufe der Zeit

gebaut worden sind, im einzelnen zu besprechen, sondern wir wollen uns auf die bekanntesten, heute verwendeten Regler beschränken.

Bei den direkten Reglern können wir in der Hauptsache drei Gruppen unterscheiden: Die erste Gruppe besitzt einen stetig veränderlichen Widerstand, und zwar im allgemeinen eine oder mehrere Kohlesäulen, aus einzelnen Kohleplatten bestehend, deren Anpressungsdruck oder deren Berührungsfläche gegeneinander vom Meßwerk verändert wird (Kohleldruckregler, Kohlewiderstandsregler). Die zweite Gruppe besitzt einen in vielen Stufen veränderlichen Widerstand, der durch das Meßwerk mit Hilfe von Kontaktfedern oder Wälzkontakten gesteuert wird. Die Wälzkontakte sind an Stelle von Schleifkontakten wegen der wesentlich geringeren Reibung gewählt (Wälzregler). Bei der dritten Gruppe wird ein fester Widerstand periodisch kurzgeschlossen und damit je nach dem Verhältnis von Kurzschlußdauer zu Einschaltdauer ein kleinerer oder größerer mittlerer Widerstand wirksam. Oder es wird ein Stromtor periodisch gesperrt und freigegeben, und je nach der Dauer der Sperr- und Freizeit stellt sich eine mittlere Gleichspannung ein (Vibrationsregler).

Die indirekten Regler lassen sich am zweckmäßigsten nach der Art des Hilfs- oder Servomotors einteilen. In Frage kommen praktisch Elektromotoren, Ölmotoren bzw. Ölkolben und luftgesteuerte Ventile. Während bei den direkten Reglern, soweit wir sie behandeln wollen, nur elektrische Größen verändert werden — Widerstand, Gitterspannung usw. — ist selbstverständlich der indirekte Regler in keiner Weise an einen bestimmten Verwendungszweck gebunden, sondern er kann beliebige Größen, also sowohl elektrische wie z. B. Widerstände oder auch genau so mechanische Größen wie etwa ein Dampfventil u. dgl. vorstellen.

Bei der Beschreibung der verschiedenen Regler wird, soweit möglich, das von den Lieferfirmen der Regler in Druckschriften niedergelegte Material verwendet, das teilweise durch Untersuchungen, die im Laboratorium für elektrische Anlagen an der Technischen Hochschule Stuttgart durchgeführt wurden, ergänzt werden konnte.

II. Direkte Regler.

38. Regler mit stetiger Veränderung des Regelwiderstandes.

a) SSW.-Kohleldruckregler.

Der Übergangswiderstand von geschichteten Kohleplatten gegeneinander ist, wie versuchsmäßig festgestellt worden ist, stark abhängig vom Druck, mit dem die Platten gegeneinandergepreßt werden. Bei höherem Druck fällt der Widerstand, nähert sich dann aber schließlich einem Grenzwert, der nicht überschritten werden kann [17]. Abb. 135 zeigt z. B. den OHmschen Widerstand einer Säule, bestehend aus 50 Kohleplatten von einem Durchmesser von 54 mm und einer Dicke von 0,75 mm aus einem SSW.-Kohleldruckregler, abhängig vom Druck. Diese Abhängigkeit des Widerstandes wird bei den in zahlreichen Bauarten ausgeführten Kohleldruckreglern, deren Hauptanwendungsgebiet die

Spannungsregelung von Maschinen darstellt, ausgenützt. Man steuert bei diesen Reglern durch das Meßwerk den Druck auf die Kohleplatten und erhält damit die für den Regelvorgang erforderliche Änderung des Widerstandes, der z. B. im Erregerkreis der Erregermaschine

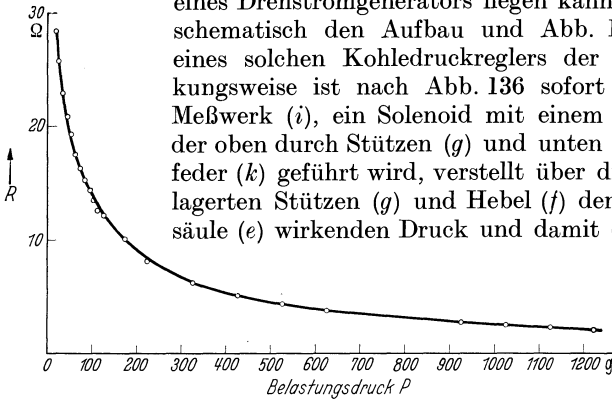


Abb. 135. Widerstand einer Kohlenplattensäule abhängig vom Druck.

Bei der gewählten Anordnung brauchen trotz veränderlichem Druck auf die Kohlesäulen doch durch das Meßwerk keine zusätzlichen Kräfte

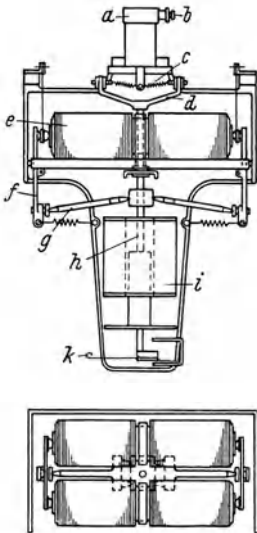


Abb. 136. Aufbau des Kohledruckreglers der SSW.

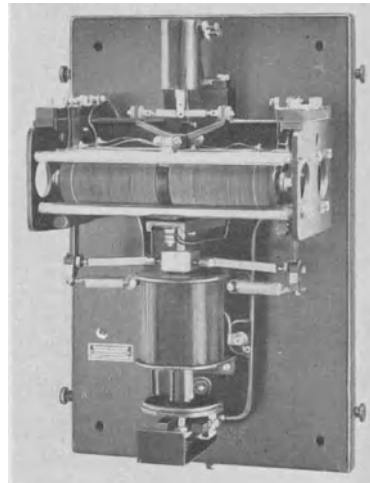


Abb. 137. Ansicht des Kohledruckreglers der SSW.

ausgeübt zu werden, was ja, bei sonst astatischem Meßwerk, eine Statik bedeuten würde. In Abb. 138 ist ein Schema der Kraftübertragung mit den verschiedenen Kräften aufgezeichnet. Solange die Winkel α und β klein sind, können folgende Kraft- bzw. Momenten-

gleichungen nach Abb. 138 angesetzt werden:

$$(445) \quad (P_k \cdot a + P_f \cdot b) = P_d \cdot \cos \alpha \cdot b = \frac{P_r}{\sin \alpha} \cdot \cos \alpha b,$$

$$(446) \quad P_r \approx \frac{P_k \cdot a + P_f \cdot b}{b} \cdot \alpha.$$

Würden P_k und P_f konstant bleiben, so würde P_r die erforderliche Kraft des Solenoids bei kleinem Winkel α den in Abb. 139 I gezeichneten Verlauf nehmen, also stark abhängig von α und damit vom Hub werden.

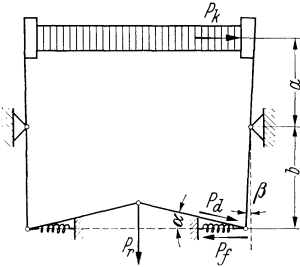


Abb. 138. Wirksame Kräfte und Momente beim SSW-Kohledruckregler.

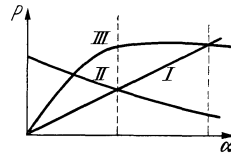


Abb. 139. Verlauf der wirksamen Kraft (III) beim Kohledruckregler nach Abb. 138.

Nun nehmen aber sowohl P_k als auch P_f mit größer werdendem Winkel ab, so daß $\frac{P_k \cdot a + P_f \cdot b}{b}$ etwa einen Verlauf nach Kurve II ergibt, und es

wird damit bei richtiger Abstimmung der verschiedenen Hebel und Federn in einem gewissen Bereich P_r nach Gl. (446) unabhängig von α , also unabhängig vom Hub entsprechend Kurve III. Auch eine etwa vorhandene Statik des Meßwerkes selbst kann auf diese Weise mit ausgeglichen werden.

Abb. 140 zeigt die Abhängigkeit des Widerstandes vom Hub, aufgenommen an einem solchen Regler. Man sieht, daß der Widerstandswert sich etwa im Verhältnis 1:8 verändert. Die Fallzeit T_f wurde beim gleichen Regler zu 0,019 sec gemessen. Der Regler arbeitet im wesentlichen astatisch, hat aber eine vorübergehende Statik. Der Kolben der Bremse (Abb. 136) — einer Luftbremse, deren Wirkung durch eine Drosselschraube (b) verstellt werden kann — ist über Federn (c) mit dem Meßwerkern gekuppelt. Der Regler ist daher als „Schnellregler“ (Abschn. 11) anzusprechen. Die Anordnung der Federn weicht von der bisher schematisch immer aufgezeichneten ab, es soll daher noch gezeigt werden, wie die wirksame Federkonstante aus der

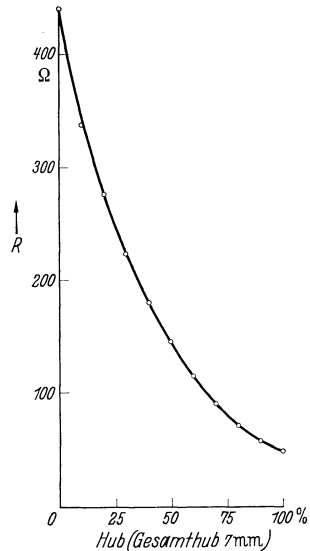
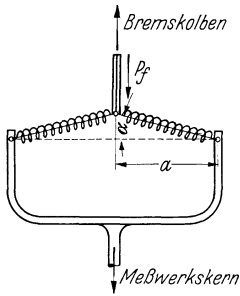


Abb. 140. Widerstand eines Kohledruckreglers nach Abb. 134, abhängig vom Hub.

Die Anordnung der Federn weicht von der bisher schematisch immer aufgezeichneten ab, es soll daher noch gezeigt werden, wie die wirksame Federkonstante aus der

Vorspannung der Federn und den tatsächlichen Federkonstanten ermittelt werden kann.

Abb. 141 zeigt die zwei Federn, die außen an einer Gabel (*d* Abb. 136) hängen, die fest mit dem Meßwerk Kern verbunden ist, und auf der inneren Seite am Kolben des Bremskolbens befestigt sind. Die Federn sind in der Darstellung etwas aus der Nullage herausgebracht. Für die Ermittlung der Statik, die hier eine vorübergehende ist, ist nach Abschn. 9 maßgebend die Kraft in Richtung der Kernbewegung abhängig vom Weg bei festgehaltenem Bremskolben. Diese Kraft ist bei der Behandlung der Theorie mit $P_f = c_f \cdot x_1$ eingesetzt worden und wir wollen nun den Wert c_f bei unserer Anordnung ermitteln: Nach Abb. 141 ist die Kraft



$$(447) \quad \begin{cases} P_f = 2 \left[P_0 + \left(\frac{a}{\cos \alpha} - a \right) c \right] \cdot \sin \alpha, \\ = 2 P_0 \sin \alpha + 2 \cdot a \cdot c (\operatorname{tg} \alpha - \sin \alpha). \end{cases}$$

Dabei bedeuten P_0 die der Vorspannung der Feder entsprechende Kraft in Richtung der Federachse und c die Federkonstante. Abstand a und Winkel α sind aus der Abbildung zu entnehmen.

Der Weg x_1 wird

Abb. 141. Ermittlung der wirksamen Federkonstanten.

$$(448) \quad x_1 = a \cdot \operatorname{tg} \alpha.$$

Aus den beiden Gl. (447) und (448) ergibt sich die Abhängigkeit der Kraft P_f von x_1 . Solange der Winkel α klein bleibt, also bei nicht zu großen Schwingungen, ist der tg gleich dem \sin , und wir bekommen

$$(449) \quad P_f \approx 2 P_0 \sin \alpha \approx 2 P_0 \operatorname{tg} \alpha = \frac{2 P_0}{a} \cdot x_1.$$

Es wird also die wirksame Federkonstante

$$(450) \quad c_f = \frac{2 P_0}{a},$$

sie ist nur abhängig von der Vorspannung P_0 und dem Abstand a . Der Abstand a und gleichzeitig die Vorspannung P_0 kann, wie aus Abb. 136 zu sehen ist, durch Verschieben der äußeren Aufhängepunkte (verstellbare Schrauben) verändert werden. Da allerdings eine Vergrößerung von a auch eine Vergrößerung von P_0 bedeutet, und im Ausdruck für c_f die Kraft P_0 im Zähler und der Abstand a im Nenner stehen, kann eine wesentlich größere Beeinflussung der wirksamen Federkonstante, also auch der vorübergehenden Statik (δ_v) durch Auswechseln der Federn (kürzere oder längere, größere oder kleinere Federkonstante) erzielt werden.

Von der Herstellerfirma wird eine Genauigkeit von $\pm 1,2\%$ bei Wechselstrom konstanter Frequenz und $\pm 1,5\%$ bei Gleichstrom angegeben. Die zulässige Grenzverlustleistung in den Kohlesäulen ist vom Absolutwert des Widerstandes abhängig, sie beträgt bei Reglern mit zwei

Kohlesäulen 400 W bzw. 300 W bei Widerstandshöchstwerten über 20 Ω bzw. unter 20 Ω . Der Regler reicht damit aus für Erregermaschinen mit einer Erregerleistung bis etwa 1,2 kW. Der gewünschte mittlere Widerstandsbereich kann in sehr großen Grenzen durch Reihen- oder Parallelschaltung der einzelnen Säulen verändert werden, das Verhältnis von Tiefstwert zu Höchstwert liegt aber immer fest bei etwa 1:8. Der Leistungsbedarf der Meßwerkspule liegt bei 110 bis 220 W bei Gleichstrom von 110 bis 440 V und 230 VA bei Wechselspannung von 100 bis 230 V und 50 Hz.

b) Pintsch-Kohledruckregler.

Abb. 142 zeigt den schematischen Aufbau des Reglers in einer Schaltung zur Spannungsregelung eines Gleichstromgenerators. Als Meßwerk findet hier ein Drehsystem Anwendung. Ein Drehanker (Q) wird durch eine Feder aus dem Magnetfeld herausgezogen und drückt mit Kniehebelwirkung auf die Kohlesäule C .

Dem Federmoment entgegen wirkt die magnetische Zugkraft. Um astatische Regelung zu bekommen, müssen die verschiedenen Momente — Reaktionsmoment der Kohlesäule, Federmoment, magnetisches Moment — so ausgeglichen werden, daß innerhalb des Regelbereiches in jeder Lage Gleichgewicht der Momente immer nur beim gleichen Erregerstrom, also beim gleichen Wert der Regelgröße des Magneten herrscht. Der Momentenausgleich wird durch eine Steuerung des Federkraftabstandes vom Ankerdrehpunkt mittels eines Kurvenstückes (R) herbeigeführt, an das sich das Federzugband (S) beim Anziehen des Ankers allmählich anlegt. Da der Reaktionsdruck der Kohlesäule bei verschiedener Temperatur infolge der dadurch bedingten verschiedenen Länge der Kohlesäule verschieden wird, ergeben sich bei der einfachen Ausführung nach Abb. 142 gewisse Unterschiede in der eingeregelter Regelgröße. Wenn besondere Anforderungen an die Genauigkeit der Regelung gestellt werden, kann die Änderung der Längenausdehnung durch Erwärmung noch durch besondere Ausgleichsvorrichtungen kompensiert werden [18]. Mit dem Drehanker gekuppelt ist eine einstellbare Luftbremse. Nach Abschn. 11 ist der Regler nur dann als „Schnellregler“ anzusprechen, wenn die Kupplung von Anker und Bremse eine elastische ist.

Die Regelgenauigkeit wird für normal mit $\pm 0,5\%$ angegeben, für Sonderfälle auch noch höher. Die Leistungsgrenze liegt beim zur Zeit

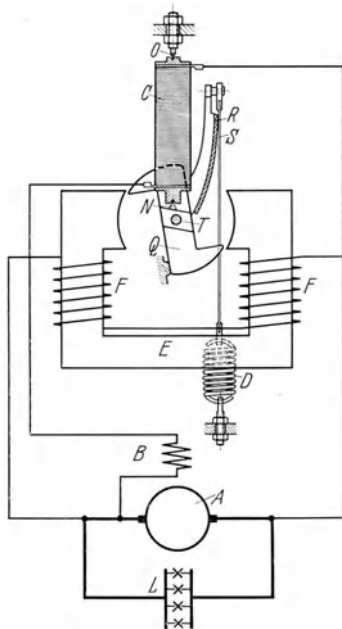


Abb. 142. Schematischer Aufbau des Pintsch-Kohledruckreglers (PINTSCH).

größten Reglermodell bei 1,2 kW, die entsprechende Energie kann in den Säulen in Wärme umgesetzt werden. Damit können schon recht große Maschinen in der Spannung geregelt werden. Das Verhältnis von

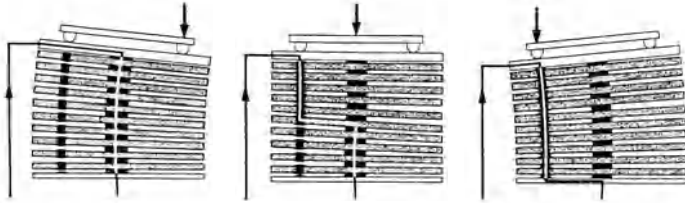


Abb. 143. Verschiedene Stellungen des Kohleplattenpakets beim AEG.-Kohlewiderstandsregler.

kleinstem zu größtem Widerstand beträgt etwa 1 : 40 bis 1 : 60. Der Eigenverbrauch der Meßwerksspule ist sehr gering, er liegt bei nur 10 bis 40 W einschließlich des mit Rücksicht auf Temperaturempfindlichkeit im allgemeinen vorgeschalteten Widerstandes aus Konstantan.

c) AEG.-Kohlewiderstandsregler.

Beim AEG.-Widerstandsregler, ebenso wie beim entsprechenden Regler der General Electric wird durch Kippen von Kohleplatten auf Metallzwischenlagen die Größe der Berührungsflächen zwischen den einzelnen Kohleplatten

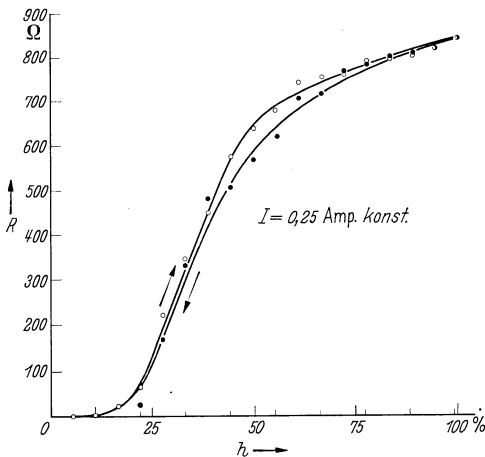


Abb. 144. Widerstand des AEG.-Kohlewiderstandsreglers abhängig vom Hub (normal nur ein Teil des Gesamthubes ausgenutzt).

und Metallstreifen verändert, und schließlich werden die Kohleplatten allmählich durch Silberkontakte kurzgeschlossen. Abb. 143 zeigt das Kohleplattenpaket in verschiedenen Stellungen. Der wirksame Widerstand wird so von einem Maximalwert praktisch stetig bis auf einen sehr geringen Restwiderstand heruntergeregelt, wie aus der Kurve (Abb. 144), die an einem solchen Regler aufgenommen worden ist, hervorgeht. Beim Hoch- und Tiefgehen wird eine Art

Hysteresisschleife durchlaufen, so daß der relative Regelbereich (ϵ_0) nicht eindeutig festliegt, und man deshalb mit einem mittleren Anstieg der Kurve rechnen muß. Abb. 145 zeigt die Ansicht eines Reglers mit zwei Kohlepaketen. Als Meßwerk dient wieder ein Solenoid mit einem Eisenkern, der über einen Hebel die Kippelage der Kohlestapel verändert. Mit

dem Meßwerkern ist eine einstellbare Luftbremse (*e*) gekuppelt, und zwar über eine Blattfeder (*g*), so daß der Regler Schnellreglereigenschaften aufweist. Die Regelgenauigkeit wird mit $\pm 1,5\%$ bei Gleichstrom und $\pm 1,0\%$ bei Wechselstrom angegeben. Der Eigenverbrauch der Meßwerkspule beträgt etwa 100 W. Die zulässige Grenzleistung, die im Widerstand vernichtet werden kann, beträgt bei 2 Stapeln 150 W, bei 4 Stapeln 300 W. Der maximale Widerstandswert kann in weiten Grenzen durch Reihenparallelschaltung verändert werden. Wegen der verhältnismäßig kleinen Leistung des Reglers kommt er, ebenso wie der Kohle-
druckregler der SSW., nur für Erregermaschinen kleinerer bis mittlerer Drehstromgeneratoren (einige 1000 kVA) in Frage.

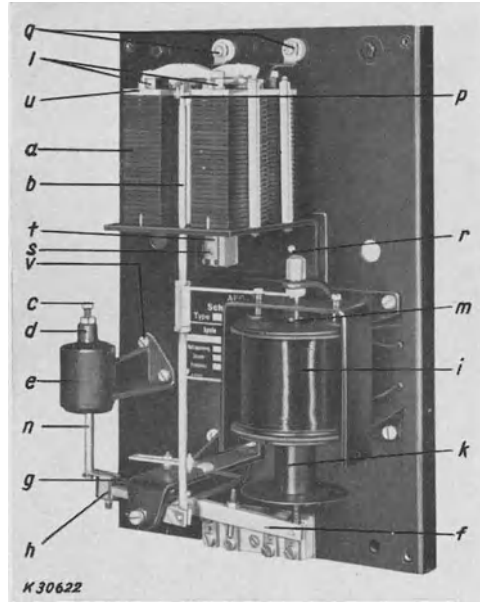


Abb. 145. Ansicht des AEG-Kohlewiderstandsreglers mit zwei Kohlestapeln (AEG).

a Kohlepakete, *b* Übertragungsstange, *c* Dämpfungsschraube, *d* Regelventil, *e* Dämpfungszylinder, *f* Hebel, *g* Blattfeder, *h* Einspannschelle, *i* Netzspannungsspule, *k* Eisenkern (Tauchanker), *l* Kugeldruckstücke, *m* Gleitfläche der Kernführung, *n* Kolbenstange, *p* Verbindungsstift, *q* Anschlußschrauben für die Stromzuführungen, *r* Halteschrauben für den Tragwinkel des Kohlepaketes, *s* Schrauben für Rückführungsfeder, *t* Rückführungsfeder, *u* Deckplatten.

39. Regler mit stufenweiser Verstellung des Regelwiderstandes.

a) Westinghouse-Silverstat-Regler.

Beim W.-S.-Regler werden die Anschlüsse zu den Stufen des Regelwiderstandes nach Abb. 146 an dicht nebeneinanderliegende Federn mit Silberkontakten geführt und diese dann durch einen vom Meßwerk gesteuerten Stift mehr oder weniger kurzgeschlossen. Eine mechanische Dämpfung ist nicht vorgesehen, zur Stabilisierung wird ein besonderer Dämpfungstransformator

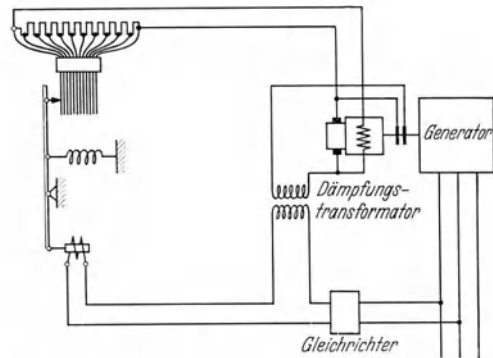


Abb. 146. Schaltung und Aufbau des Westinghouse-Silverstat-Reglers für Generatorspannungsregelung.

vorgesehen, der nach Abb. 146 im Erregerkreis des Generators liegt. Die Wirkung ist eine ähnliche wie bei der Anordnung, die im Abschn. 35 (Anschluß des Transformators dort an die Generatorklemmen) beschrieben worden ist. Mit Rücksicht auf diese Rückführung muß bei der Erregung

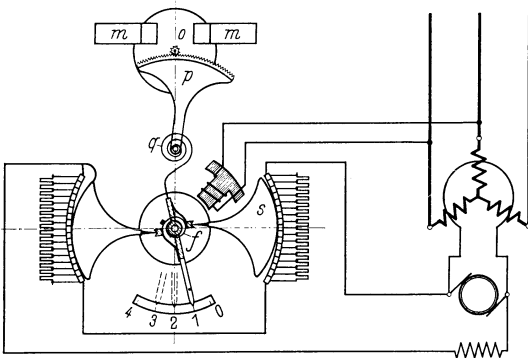


Abb. 147. Schema des BBC.-Wälzreglers (BBC.).

der Meßwerkspule auf Gleichstrom übergegangen werden. Der Regler wird in verschiedenen Größen gebaut, kommt aber, wie der Kohleldruckregler, nur für verhältnismäßig kleine Generatoren in Frage.

b) BBC.-Wälzregler.

Abb. 147 zeigt das Schema und Abb. 148 die Ansicht des BBC.-

Wälzreglers. Das Meßwerk arbeitet nach dem Ferrarisprinzip. Mit einem Magnetsystem wird in einer Aluminiumtrommel ein Drehmoment erzeugt. Dem Drehmoment des Meßwerks entgegen wirkt das Moment einer Feder, der Hauptfeder. Mit einer Zusatzfeder kann das Gesamtfedermoment so abgeglichen werden, daß es im Arbeitsgebiet des Reglers

konstant ist, wir haben dann astatische Regelung. Die Federn können aber auch so abgestimmt werden, daß sich eine bestimmte, gewünschte Statik, also Abhängigkeit der Regelgröße von der Belastung, ergibt. Das Moment des Meßwerks ist sehr groß gewählt, so daß das Reibungsmoment des gesamten Reglers nur einige Tausendstel dieses Momentes beträgt. Dadurch wird die Unempfindlichkeit auf etwa $\pm 0,5\%$ herabgedrückt.

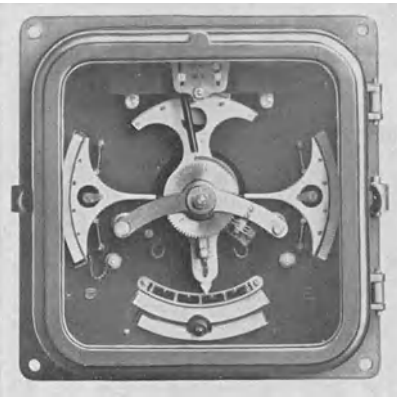


Abb. 148. Ansicht des BBC.-Wälzreglers (BBC.).

etwas kleinerem Krümmungshalbmesser in einer größeren kreisförmigen Kontaktbahn abgewälzt werden. Das Abwälzen wird dadurch erzielt, daß man den Mittelpunkt des Sektorkreisbogens auf einer konzentrisch zur Kontaktbahn liegenden Kreisbahn bewegt. Die Kreismitelpunkte der Sektoren sind als Spitzen ausgeführt, die in Steinpfannen an Druckfedern von der Hauptachse aus kreisförmig geführt

werden. Durch diesen Aufbau kann in einfacher Weise der notwendige Kontaktdruck eingestellt werden. Durch die diametrale Anordnung der Sektoren werden zusätzliche Beanspruchungen und Reibungen der Hauptwelle des Meßwerkes vermieden. Bei größeren Leistungen werden an Stelle von 2 auch 4 Sektoren, bei ganz kleinen Maschinen auch nur 1 Sektor angeordnet.

Die kreisförmige Kontaktbahn, die aus einzelnen, durch Glimmer voneinander isolierten, versilberten Lamellen besteht, ist keilförmig ausgedreht, so daß die Sektoren einwandfrei gut geführt sind. An den Lamellen sind die Anschlüsse zu den verschiedenen Stufen des Regelwiderstandes geführt. Die Widerstände müssen so abgestimmt sein, daß beim Überschalten von einem Kontakt auf den nächsten kein Funken entsteht, die Kontaktbahn also immer in einwandfreiem Zustand bleibt. Da außerdem beim Abwälzen der Sektoren praktisch keine mechanische Abnützung auftritt, ist damit eine dauernde Betriebssicherheit gewährleistet.

Als Dämpfungsglied ist eine Wirbelstrombremse — Aluminiumscheibe (*o*) zwischen permanenten Magneten (*m*) — vorgesehen. Die Aluminiumscheibe ist elastisch — über die einstellbare Feder (*g*) — mit dem Meßwerkssystem gekuppelt, wir haben also eine einstellbare, vorübergehende Statik, womit der Regler nach Abschn. II Schnellreglereigenschaften aufweist. Die Verwendung der Wirbelstrombremse hat den Vorteil, daß sie unabhängig von der Temperatur ist, nicht verschmutzen kann und daher keinerlei Wartung bedarf.

c) SSW.-Wälzregler.

Abb. 149 zeigt wieder eine schematische Darstellung und Abb. 150 die Ansicht des Reglers. Er arbeitet, wie der BBC.-Regler, nach dem Wälzprinzip, Kontaktbahn und Sektoren sind ähnlich wie dort ausgeführt. Als Meßwerk ist hier kein Drehsystem, sondern ein Hubmagnet vorgesehen. Zur Erzielung einer zweckentsprechenden, möglichst astatischen Zugkraftkurve ist er mit einem teilweisen Eisenrückschluß, gebildet aus Scheibe (*m*) und U-förmig gebogenem Bügel (*n*), versehen. Die geradlinige Bewegung des Meßwerkernes wird durch einen Kurbeltrieb (*i*) in eine Drehbewegung umgeformt, die Mittelpunktspitzen der Sektoren werden wieder auf einem zur Kontaktbahn konzentrischen Kreis bewegt.

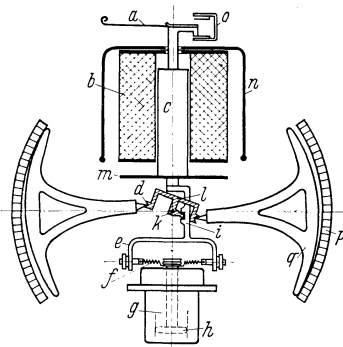


Abb. 149. Schematische Darstellung des SSW.-Wälzreglers (SSW.).

Als Bremse ist eine Flüssigkeitsbremse vorgesehen, die in sehr weiten Grenzen ($T_k = 0,1$ bis etwa 10 sec) eingestellt werden kann. Der Bremskolben ist, so wie beim SSW.-Kohledruckregler, über Federn mit dem Meßwerkern gekuppelt, wir haben also auch hier eine vorüber-

gehende Statik ohne direkte Bremse, also Schnellreglereigenschaften. Die Wirkung der Federn in der verwendeten Anordnung ist beim Kohle-druckregler eingehend behandelt worden.

Die Genauigkeit des Reglers beträgt $\pm 0,5\%$. Die Fallzeit (T_f) wurde bei einem Regler mit 0,021 sec festgestellt. Als Grenzleistung für den Regler wird angegeben: Für die Regelung von selbsterregten Erregermaschinen mit einer Erregerleistung von 850 W bei 24 A bzw. 1400 W bei 6,5 A oder bei Fremderregung 700 W bei 20 A bzw. 1100 W bei 5 A. Der Regler kann also schon für recht große Maschinen — etwa 80000 kVA bei 3000 U/min bzw. 1000 kVA bei 300 U/min — verwendet werden.

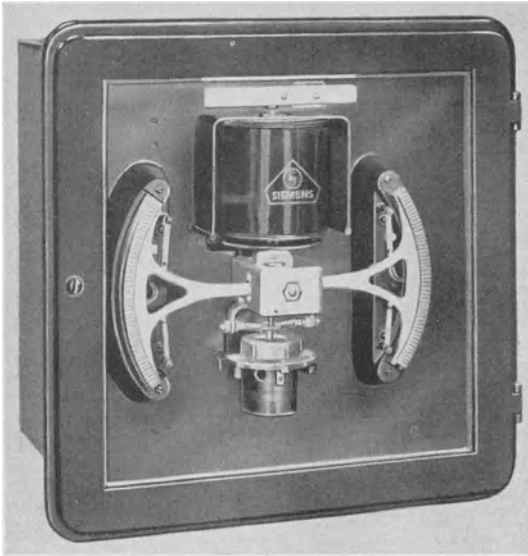


Abb. 150. Ansicht des SSW.-Wälzreglers (SSW.).

Allgemein kann über die Regler nach dem Wälzprinzip — auch die Firma Örlikon baut einen ähnlichen Regler — gesagt werden, daß sie im Aufbau nicht ganz einfach sind und daß deshalb hohe Anforderungen an die Präzision der Werkstattarbeit gestellt werden müssen, wenn die Regler die verlangte Genauigkeit erreichen sollen. Die praktischen Erfahrungen mit solchen Reglern zeigen allerdings, daß es den Herstellerfirmen durchaus gelungen ist, das gewünschte Ziel zu erreichen.

40. Vibrationsregler.

a) Tirrillregler der AEG.

Abb. 151 zeigt die grundsätzliche Schaltung des Reglers. Um die Wirkungsweise klarzumachen, sei zunächst von der Annahme ausgegangen, daß der Kontakt (HK_2), dessen Lage sonst durch das Meßwerk (Spulen S_1 und S_2) gesteuert wird, festgehalten sei. Wir haben

dann eine einfache „Auf-Zu-Regelung“ der Erregermaschinen-
spannung vor uns. Berühren sich die Kontakte (HK_1) und (HK_2) nicht, so zieht
das Relais (Z) durch die Wirkung der linken Spule seinen Anker an und
öffnet damit den Kon-

takt ($RK_{1,2}$). Im Er-
regerkreis der Erreger-
maschine liegt damit
der Vorschaltwiderstand
(VW) voll eingeschalt-
et und die Spannung
sinkt ab. Mit sinken-
der Spannung nimmt
die Zugkraft des Relais
(E) ab, es überwiegt
die Federkraft der im
entgegengesetzten Sinne
wirkenden Feder (F),
und der Kontakt (HK_1)
bewegt sich nach unten
und berührt (HK_2). Da-
mit wird auch die rechte
Spule von (Z), die der
linken entgegenwirkt,
eingeschaltet, und die
Zugkraft von (Z) wird
Null. Durch eine Feder wird der Anker von (Z) nach oben gezogen
und ($RK_{1,2}$) wird geschlossen. Damit wird der Vorschaltwiderstand
(VW) kurzgeschlossen. Die Erregermaschinen-
spannung steigt, die
Spulenkraft (E) überwiegt die Federkraft (F), ($HK_{1,2}$) wird geöffnet und
das Spiel beginnt von neuem. Der
Verlauf der Erregerspannung ent-
spricht etwa Abb. 152. Die Schwan-
kung der Spannung ΔE_e kommt ein-
mal wie in dem Abschn. 33 behandel-
ten Beispiel einer „Auf-Zu-Regelung“
durch die Unempfindlichkeit des Er-
regermagneten (E), dann
aber vor allem durch seine Statik
zustande. Der Kontakt (HK_1) muß
einen bestimmten Weg Δx zurück-
legen, bis der Schaltfunken abreißt und
damit die rechte Spule von (Z) stromlos wird. Einem bestimmten Weg
 Δx entspricht aber eine bestimmte Spannungsdifferenz ΔE_e . ΔE_e hängt
also in der Hauptsache von der Statik des Magneten (E) und dem Schalt-
weg Δx ab. Der Schaltweg Δx wieder ist abhängig vom Schaltstrom,
also von der Erregerspannung E_e , und daraus ergibt sich, daß ΔE_e mit
steigender Erregerspannung ansteigt. Außerdem wird ΔE_e noch etwas
vergrößert durch die Verzögerung des Relais (Z). Die Frequenz der

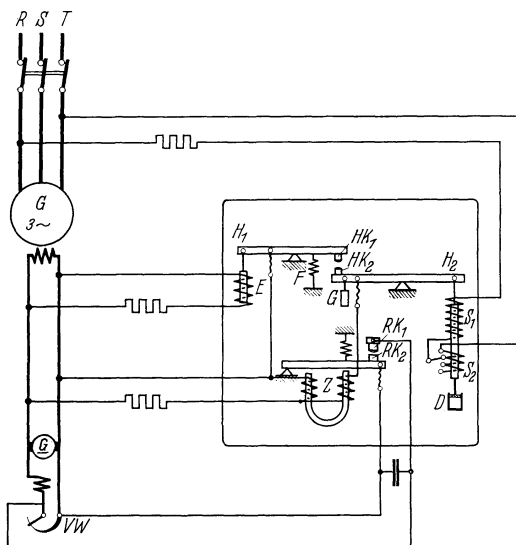


Abb. 151. Grundsätzliche Schaltung eines Tirrillreglers für einen Drehstromgenerator (AEG.).

Null. Durch eine Feder wird der Anker von (Z) nach oben gezogen
und ($RK_{1,2}$) wird geschlossen. Damit wird der Vorschaltwiderstand
(VW) kurzgeschlossen. Die Erregermaschinen-
spannung steigt, die
Spulenkraft (E) überwiegt die Federkraft (F), ($HK_{1,2}$) wird geöffnet und
das Spiel beginnt von neuem. Der
Verlauf der Erregerspannung ent-
spricht etwa Abb. 152. Die Schwan-
kung der Spannung ΔE_e kommt ein-
mal wie in dem Abschn. 33 behandel-
ten Beispiel einer „Auf-Zu-Regelung“
durch die Unempfindlichkeit des Er-
regermagneten (E), dann
aber vor allem durch seine Statik
zustande. Der Kontakt (HK_1) muß
einen bestimmten Weg Δx zurück-
legen, bis der Schaltfunken abreißt und
damit die rechte Spule von (Z) stromlos wird. Einem bestimmten Weg
 Δx entspricht aber eine bestimmte Spannungsdifferenz ΔE_e . ΔE_e hängt
also in der Hauptsache von der Statik des Magneten (E) und dem Schalt-
weg Δx ab. Der Schaltweg Δx wieder ist abhängig vom Schaltstrom,
also von der Erregerspannung E_e , und daraus ergibt sich, daß ΔE_e mit
steigender Erregerspannung ansteigt. Außerdem wird ΔE_e noch etwas
vergrößert durch die Verzögerung des Relais (Z). Die Frequenz der

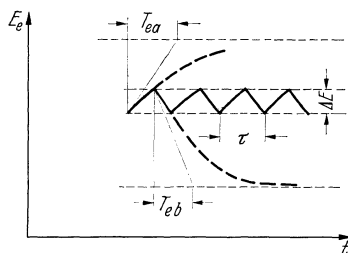


Abb. 152. Verlauf der Erregermaschinen-
spannung beim Tirrillregler (Wechsel-
spannung konstant).

Pulsation hängt, wie ohne weiteres aus Abb. 152 zu ersehen ist, in der Hauptsache von den zwei Zeitkonstanten, der Zeitkonstante bei Auf- (T_{ea}) und der Zeitkonstante bei Aberregung (T_{eb}) ab. Die Zeitdauer τ einer Periode ist proportional ($T_{ea} + T_{eb}$), sie wird außerdem besonders bei höherer Belastung merklich vergrößert durch die Abfallverzögerung des Relais (Z). Abb. 153 zeigt für einen bestimmten Fall die Abhängigkeit der Pulsationsfrequenz von der Erregermaschinenspannung.

Der Mittelwert der Erregerspannung, der allein für die Erregung des Drehstromgenerators maßgebend ist, hängt von der Lage des fest angenommenen Kontaktes (HK_2) und der dadurch bedingten Federkraft der Feder (F) ab. Im Mittel muß die Zugkraft von (E) der Federkraft von (F) das Gleichgewicht halten. Verstellt man daher (HK_2) nach oben, so bedeutet das größere Federkraft, also auch größere Erregerspannung. Jeder Stellung von (HK_2) entspricht somit eine ganz bestimmte Erregerspannung. An Stelle der in Abb. 151 dargestellten Einzelfeder (F) tritt nun in Wirklichkeit ein Federsystem, dessen Kraft nicht einfach proportional dem Weg von (HK_2) ist, sondern das so beschaffen ist, daß trotz der quadratischen Abhängigkeit der Zugkraft von der Erregerspannung E_e bei der Spule (E) doch die Erregerspannung E_e etwa proportional mit dem Weg von (HK_2) sich ändert.

Der Lage des Kontaktes (HK_2) wird nun über den Hebel (H_2) vom Meßwerk gesteuert. Sinkt die Generatorspannung, so bewegt sich der Meßwerk kern nach unten und damit (HK_2) nach oben, und es wird damit eine größere Erregerspannung, damit ein größerer Erregerstrom und schließlich eine höhere Generatorspannung eingestellt. Die Regelung kann statisch oder astatisch sein, je nachdem, ob das Meßwerk ($S_{1,2}$) statisch oder astatisch ausgeführt wird. Zur Funkenlöschung ist parallel zu ($RK_{1,2}$) ein Kondensator gelegt.

Der Meßwerk kern ist in der üblichen Ausführung des Reglers mit einer direkten Bremse gekuppelt, so daß schnelle Bewegungen des Kernes und damit ein sehr schnelles Eingreifen des Reglers nicht möglich ist. Wir haben also bei dieser Form nach Abschn. 11 eigentlich keinen Schnellregler vor uns. Da aber bei der „Auf-Zu-Regelung“ der Erregerspannung die Zeitkonstante der Erregermaschine infolge des starken Überregels praktisch unwirksam wird, kann bei ungünstigen Erregermaschinenverhältnissen, also z. B. bei Selbsterregung, trotzdem der Tirrillregler mit direkter Bremse günstiger arbeiten als irgendein Schnellregler. Besonders vorteilhaft ist auch die Tatsache, daß der Vibrationsregler auch dann noch einwandfrei arbeitet, wenn schon im geradlinigen Teil der Erregermaschinenkennlinie gearbeitet wird. Man wird daher in vielen Fällen, in denen man bei Verwendung anderer Regler mit Rücksicht auf die Zeitkonstante oder die Stabilität der Erregermaschine zu Fremderregung der Erregermaschine übergehen muß, beim Vibrationsregler noch mit Selbsterregung durchkommen.

Kuppelt man den Bremskolben elastisch über eine Feder mit dem Meßwerk kern, so hat man außer den geschilderten Vorteilen grundsätzlich auch noch Schnellreglereigenschaften. Der Meßwerk kern kann dann bei Belastungsstößen augenblicklich eingreifen. Eine solche Regel-

anordnung, die bereits eingehend untersucht worden ist [22], ist dann hinsichtlich Schnelligkeit und auch Stabilität der Regelung, praktisch allen sonstigen Schnellreglern überlegen.

Leider tritt aber hier noch eine Schwierigkeit auf. Der Meßwerkern mit der Feder bildet ein Schwingungssystem mit einer bestimmten Eigenfrequenz. Um auch bei kleineren Spannungsschwankungen ein starkes, augenblickliches Eingreifen des Reglers zu erzielen, sollte die Feder schwach eingestellt werden, was geringe Eigenfrequenz des Kernfeder-systems bedeutet. Kommt man aber mit der Eigenfrequenz in das Gebiet der Pulsationsfrequenz des Reglers, die nach Abb. 153 auch tief liegt, so tritt über die Kontakte ($HK_{1,2}$) eine Rückwirkung auf das Erreger-spannungssystem (E) ein, der Regler arbeitet unregelmäßig und die Spannung wird unruhig. Man darf daher die Feder nicht sehr schwach wählen.

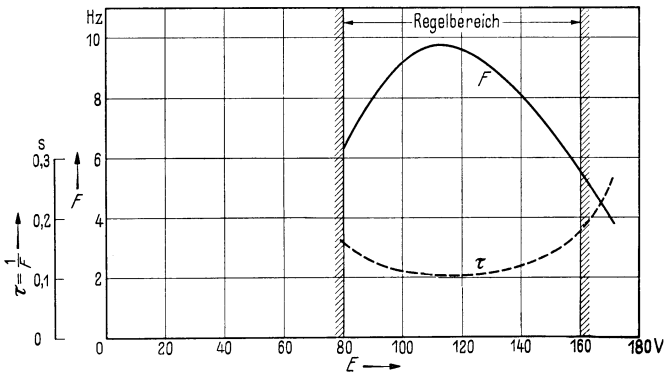


Abb. 153. Frequenz F und Periodendauer τ der pulsierenden Erregermaschinen-spannung beim Tirrillregler (22).

Bei größeren Erregermaschinen und entsprechend größeren Erregerleistungen kann man die Schaltleistung nicht mehr mit einem Relais (Z) bewältigen, man sieht dann mehrere vor, unterteilt den Widerstand (VW) und schließt mit jedem Relais einen Teilwiderstand kurz.

Um gleichmäßige Kontaktabnutzung zu bekommen, wird die Polarität an den verschiedenen Kontakten durch besondere Umschalter in bestimmten Zeitabständen gewechselt.

Die Ausführung des Tirrillreglers in der geschilderten Form ist ausreichend bei einer Regelung der Erreger-spannung im Verhältnis 1 : 3,5, wenn hierbei das Verhältnis des niedrigsten zum höchsten Nebenschlußstrom von 1 : 7 nicht überschritten wird. Bei modernen Drehstromgeneratoren wird aber vielfach ein größerer Spannungsbereich, etwa 1 : 5,5 mit einem Erregerstrombereich von 1 : 15 verlangt. Man ist dann gezwungen, besondere Zusatzeinrichtungen vorzusehen.

Zunächst soll gezeigt werden wodurch der Regelbereich des Tirrillreglers begrenzt wird. Das Relais (Z) liegt an der veränderlichen Erreger-spannung E_e , womit zwei Bedingungen gegeben sind: Bei tiefster Erreger-spannung muß das Relais noch sicher anziehen, bei höchster Spannung darf keine unzulässige Erwärmung der Relaispulen auftreten.

Diese Forderungen können nur erfüllt werden, wenn der Strom, bei dem das Relais eben anzieht, der Ansprechstrom, sehr klein gewählt wird, was entsprechend geringe Federspannung bedeutet, so daß die Kontakte ($KK_{1,2}$) nur mit geringem Druck aufliegen. Dadurch ergeben sich bei größerer Schaltleistung, also bei der höheren Erregerspannung, Kontaktschwierigkeiten, die Kontaktgabe wird unsicher. Zur Vermeidung dieser Schwierigkeit sind verschiedene Wege gangbar. Z. B. kann die Federkraft des Relais (Z) unterstützt werden durch einen Zusatzmagnet, der von der Erregerspannung gespeist wird und dem Hauptmagnet von (Z) entgegenwirkt. Dadurch wird selbsttätig mit steigender Erregerspannung, also mit steigender Schaltleistung, der Kontaktdruck von (Z) erhöht. Eine noch einfachere Lösung stellt der Einbau eines Hilfsrelais dar, das ebenfalls von der Erregerspannung gespeist wird, bei einer bestimmten Spannung anzieht, einen Vorschaltwiderstand in den Spulenkreis von (Z) einschaltet und damit den Strom herabsetzt. Man ist bei dieser Anordnung ohne weiteres in der Lage, einen genügend großen Kontaktdruck durch entsprechend starke Federn zu erzielen und trotzdem eine Überlastung der Spulen bei höchster Erregerspannung zu vermeiden. Günstig wirken sich beide Anordnungen auch auf die Zitterfrequenz bei höherer Belastung aus. Wie bereits gesagt, verringert die Relaisverzögerung die Zitterfrequenz bei höherer Belastung sehr merklich, was ungünstige Regelverhältnisse ergibt. Entsprechend der vergrößerten Federkraft in einem Fall und der Verringerung des Spulenstroms im andern Fall wird nun diese Relaisverzögerung stark verringert und damit die Pulsationsfrequenz hinaufgesetzt.

Ein wirksames Mittel, die Schaltleistung der Relaiskontakte ($KK_{1,2}$) bei hoher Last zu verringern, besteht in einer stufenweisen oder auch stetigen Veränderung des Vorschaltwiderstandes (VW). Eine stufenweise Verstellung kann z. B. durch zwei von der Erregerspannung gespeiste und bei verschiedenen Spannungen ansprechende Relais erzielt werden, die Teile des Vorschaltwiderstandes kurzschließen. Die Möglichkeit einer, von einer bestimmten Belastung an stetigen Veränderung des Widerstandes ist gegeben durch Parallelschalten von Glimmröhren. Glimmröhren sind spannungsabhängige Widerstände, die erst von einer bestimmten Zündspannung ab Strom durchlassen. Mit steigender Belastung steigt die mittlere Spannung an (VW) bis schließlich die Zündspannung der Röhren überschritten wird und diese sich dann selbsttätig parallel schalten. Der Anwendungsbereich der Röhren ist durch die Klemmenspannung der Erregermaschine begrenzt (110 oder 220 V).

Bei der theoretischen Behandlung des Regelvorganges kann der Vibrationsregler praktisch als direkter Regler, bei dem jeder Stellung eine bestimmte Erregerspannung entspricht, aufgefaßt werden. Da, wie schon gesagt, die Zeitkonstante der Erregermaschine besonders bei kleinen Spannungsabweichungen unwirksam wird, reduziert sich die an sich mittelbare Regelung 2. Ordnung nach Abb. 151 auf eine solche 1. Ordnung mit wesentlich günstigeren Regelbedingungen.

Wie leicht einzusehen ist, kann der Regler auch für Drehzahlregelung etwa in Leonardschaltung verwendet werden. Das Meßwerk wird in

diesem Fall von einer Tourendynamo gespeist, und die Relaiskontakte ($RK_{1,2}$) schließen einen Vorwiderstand im Erregerkreis des Leonardgenerators periodisch kurz. Außerdem wird die Spule (E) von der Spannung des Leonardgenerators gespeist.

b) Siemens-Vibrationsregler.

Abb. 154 zeigt die Schaltung und den schematischen Aufbau des Reglers. Die Wirkungsweise entspricht vollkommen der des AEG-Tirrillreglers, nur die Kupplung des Erregerspannungssystems (E) mit dem Meßwerkssystem (S) ist anders durchgeführt. Der Meßwerkern arbeitet auf ein Drehsystem (H_2). Mit (H_2) ist elastisch über Federn und außerdem magnetisch ein zweites Drehsystem (H_1) gekuppelt. Federkraft und Magnetkraft wirken einander entgegen. Die Magnetkraft rührt von einem eingebauten Elektromagneten her, der von der Erregerspannung her erregt wird. Wird zunächst wieder angenommen, daß (H_2) festgehalten wird, so haben wir wieder die reine „Auf-Zu-Regelung“ der Erregerspannung vor uns. Berühren sich durch die Wirkung der Federkraft die Kontakte ($HK_{1,2}$), so wird die Spule des Relais (Z) kurzgeschlossen, es fällt ab und schließt den Vorschaltwiderstand (VW) kurz. Damit steigt die Erregerspannung, die Magnetkraft im System (E) überwiegt die Federkraft, der Kontakt ($HK_{1,2}$) wird geöffnet, (Z) zieht an, (VW) wird vorgeschaltet, Erregerspannung und damit Magnetkraft fällt, ($HK_{1,2}$) wird wieder geschlossen usw. Jeder Stellung von (H_2), also jeder Stellung des Meßwerkern entspricht bei Berühren der Kontakte ($HK_{1,2}$) eine andere Federkraft, damit eine andere Magnetkraft, damit eine andere Erregerspannung, die eingestellt wird. Durch entsprechende Ausbildung des Federsystems wird auch hier erreicht, daß die Erregerspannung sich etwa proportional mit dem Weg

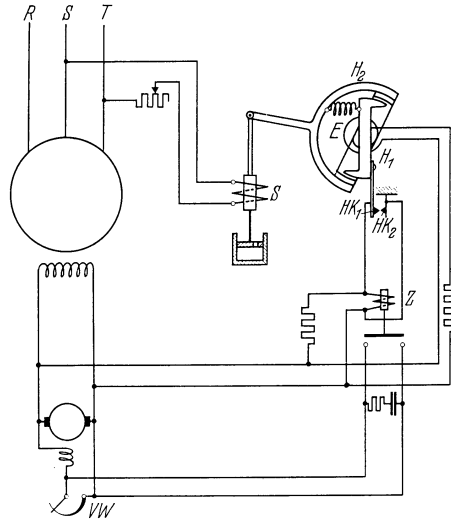


Abb. 154. Schaltung und schematischer Aufbau des SSW-Vibrationsreglers.

die Erregerspannung, die Magnetkraft im System (E) überwiegt die Federkraft, der Kontakt ($HK_{1,2}$) wird geöffnet, (Z) zieht an, (VW) wird vorgeschaltet, Erregerspannung und damit Magnetkraft fällt, ($HK_{1,2}$) wird wieder geschlossen usw. Jeder Stellung von (H_2), also jeder Stellung des Meßwerkern entspricht bei Berühren der Kontakte ($HK_{1,2}$) eine andere Federkraft, damit eine andere Magnetkraft, damit eine andere Erregerspannung, die eingestellt wird. Durch entsprechende Ausbildung des Federsystems wird auch hier erreicht, daß die Erregerspannung sich etwa proportional mit dem Weg

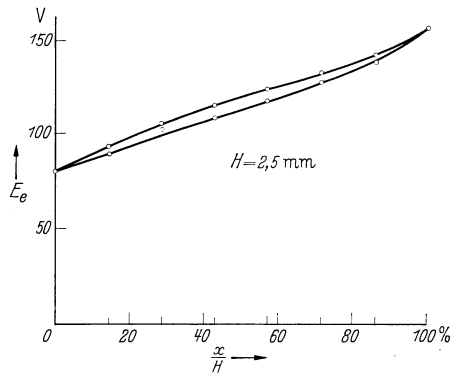


Abb. 155. Erregerspannung abhängig vom Weg des Meßwerkern beim Vibrationsregler nach Abb. 154.

erreicht, daß die Erregerspannung sich etwa proportional mit dem Weg

des Meßwerk-kerns ändert. Abb. 155 zeigt diese Abhängigkeit, gemessen an einem solchen Regler. Die Schleife, die beim Hoch- und wieder Rückgehen durchlaufen wird, kommt durch die Remanenz des Magnetsystems zustande.

Was über die Regeleigenschaften des AEG.-Tirillreglers gesagt wurde, gilt ohne Einschränkung auch für den SSW.-Vibrationsregler, es braucht daher hier nichts mehr hinzugefügt zu werden.

c) Vibrationsregler mit Stromtoren an Stelle von Zwischenrelais zur Erzielung großer Regelbereiche und großer Regelgeschwindigkeit.

Beim Vibrationsregler, z. B. dem Tirillregler der AEG., ist mit dem Meßwerk-kern direkt eine Dämpfungspumpe gekuppelt, so daß schnelle Bewegungen des Kerns verhindert werden und damit der Regler eigent-

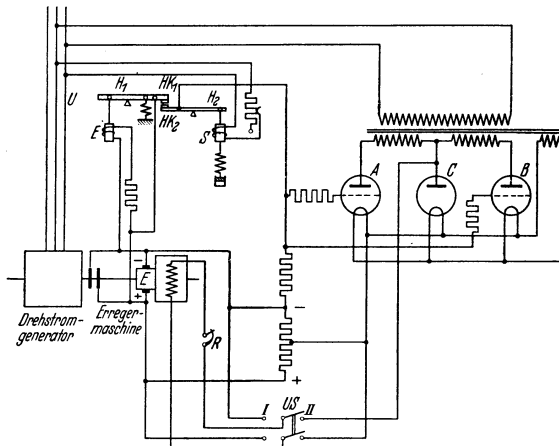


Abb. 156. Schaltbild des Vibrationsreglers mit Stromtoren an Stelle von Zwischenrelais.

lich keine Schnellreglereigenschaften aufweist. Bei Einbau eines elastischen Zwischengliedes wird die Regelgeschwindigkeit zwar vergrößert, aber es tritt, wie schon in Abschn. 40a gesagt, dann leicht eine Rückwirkung des nun schwingungsfähigen Systems auf die normalen Schwingungen des Reglers auf. Als Nachteil des Tirillreglers ganz allgemein kann auch das Schalten des Erregerstroms durch Relais, bei denen selbstverständlich mit einem gewissen Kontaktverschleiß gerechnet werden muß, bezeichnet werden.

Diese Nachteile lassen sich in einfacher Weise vermeiden, wenn man das Meßwerk- und Erregerspannungssystem des Vibrationsreglers beibehält, aber den Erregerstrom nicht durch Kontakte, sondern durch Stromtore schaltet [23]. Abb. 156 zeigt die entsprechende Schaltung für den einfachsten Fall, wenn entweder Regelung von Hand (Regelwiderstand R) zum Hochfahren — Umschalter (US) auf Stellung I — oder Schnellregelung mit Vibrationsregler und Stromtoren — Umschalter auf Stellung II — verlangt wird. Der Kontakt ($HK_{1,2}$), der in der nor-

malen Vibrationsreglerschaltung Ströme bis etwa 1 A zu schalten hat, steuert hier lediglich die Gitter, führt also auch schon bei recht großen Stromtoren Ströme in der Größenordnung von nur einigen mA. Als Gitterspannung der Stromtore wird die Erregermaschinenspannung E_e verwendet, was ohne weiteres möglich ist, solange diese nicht unter der für die Steuerung erforderlichen Mindestspannung von etwa 30 V liegt.

Die Wirkungsweise der Schaltung sei kurz an Abb. 156 erläutert. Ist der Zitterkontakt ($HK_{1,2}$) geöffnet, so liegt am Gitter der Rohre A und B , die in Vollweggleichrichterschaltung von einem Transformator gespeist werden, negatives Potential gegenüber der Kathode. Die Rohre sind also gesperrt. Der Erregerstrom kann aber über Rohr C noch fließen, verschwindet jedoch infolge Fehlens einer treibenden Spannung entsprechend der Zeitkonstante T_e des Erregerkreises. Mit abnehmendem Erregerstrom nimmt die Spannung der Erregermaschine und damit die Zugkraft des Relais (E) ab, so lange, bis die der Magnetkraft entgegenwirkende Feder den Kontakt schließt. Damit werden jetzt die Gitter positiv beaufschlagt, die Rohre A und B zünden, der Erregerstrom, damit die Erregermaschinenspannung und die Zugkraft des Relais (E) steigen, der Kontakt ($HK_{1,2}$) wird geöffnet und das Spiel beginnt von neuem. Je nach der Stellung des Meßwerkkerne und damit des Kontaktes (HK_2) wird eine verschiedene mittlere Erregermaschinenspannung eingestellt, genau wie beim normalen Vibrationsregler.

Wird das Meßwerkssystem astatisch ausgeführt, so erhält man rein astatische Regelung. Im Gegensatz hierzu erhält man bei reiner Röhrenregelung, also bei Ersatz des Meßwerkes durch eine empfindliche Röhrenschaltung, immer nur statische Regelung, d. h. man muß immer eine Abhängigkeit der Spannung von der Belastung in Kauf nehmen. Grundsätzlich könnte diese Statik zwar bei entsprechender Bemessung des Röhrenverstärkers beliebig klein gemacht werden, mit Rücksicht auf stabile Regelung ist man hier aber doch an gewisse Grenzen gebunden. Außerdem erfordert eine solche Röhrenregelung einen ziemlichen Schaltungsaufwand, da die Wechselspannung des Generators erst gleichgerichtet und dann mit einer Normalgleichspannung verglichen werden muß. Bei der vorliegenden Schaltung wird nun im Gegensatz zur reinen Röhrenregelung trotz astatischer Regelung die Stabilität durch die vorgesehene vorübergehende Statik — Feder zwischen Kern und Bremse am Meßwerk (S) — sicher erreicht. Neben diesem Vorteil gegenüber der Röhrenregelung sind praktisch alle Nachteile des normalen Vibrationsreglers beseitigt. Die mechanischen Kontakte der Zwischenrelais fallen weg. Der Zitterkontakt ($HK_{1,2}$) ist wesentlich weniger beansprucht, ein Abbrand ist nicht zu erwarten, somit kann am mechanischen Teil ein Verschleiß praktisch nicht auftreten. Infolge der geringeren Schaltungsleistung des Zitterkontaktes tritt kein Kontaktfeuer auf, so daß zum Schalten nur ein geringer Schaltungsweg erforderlich ist. Da der Schaltungsweg die Zitterfrequenz maßgeblich beeinflußt und kleiner Weg hohe Zitterfrequenz bedingt, ist die Zitterfrequenz wesentlich höher als beim nor-

malen Vibrationsregler. Die Zitterfrequenz liegt daher jetzt weit über der Eigenfrequenz des Kern-Federsystems, und eine Rückwirkung dieses Systems auf die Zitterfrequenz tritt nicht mehr auf. Schließlich fällt die Zwischenrelaisverzögerung weg, die gerade bei höherer Erregermaschinenspannung ein Absinken der Zitterfrequenz mit verursacht. Außerdem wird der ohne Zusatzeinrichtung erreichbare Regelbereich beträchtlich erhöht, eine Erregermaschinenspannungsregelung im Verhältnis 1 : 5 läßt sich mühelos erreichen.

Da Stromtore eine zwar hohe, aber immerhin beschränkte Lebensdauer haben, muß mit einem gelegentlichen Ausfall eines Tores gerechnet werden. Bei der Schaltung nach Abb. 156 geht bei Ausfall von Rohr *A* oder *B* der maximal erreichbare Erregerstrom der Erregermaschine etwa auf den halben Wert, bei Ausfall von Rohr *C* praktisch nicht zurück. Aus Sicherheitsgründen wird man also entweder den Regelbereich von vornherein entsprechend hoch wählen oder Rohr *A* und *B* doppelt bestücken. Selbstverständlich kann an Stelle der 3 Stromtore auch ein dreianodiger Quecksilberdampfgleichrichter mit wesentlich höherer Lebensdauer Verwendung finden.

Der Gleichrichtertransformator wird von den Klemmen des Generators gespeist. Da der Generator — von kleinen Leistungen abgesehen — immer Hochspannung liefert, muß entweder ein besonderer Hochspannungstransformator vorgesehen werden oder der Gleichrichtertransformator wird an einen meist ohnedies vorhandenen Stationstransformator angeschlossen. Im Fall des Klemmenkurzschlusses verschwindet die Generatorspannung *U*, damit die Erregung, also schließlich auch der Kurzschlußstrom. Die Maschine verhält sich wie ein selbsterregter Generator. Bei Klemmenkurzschluß kann dieses Verhalten als durchaus günstig bezeichnet werden. Anders liegen die Verhältnisse aber bei einem entfernten Kurzschluß im Netz. Mit Rücksicht auf die Stabilität von parallel arbeitenden Generatoren ist hier eine möglichst starke Erregung erwünscht. Infolge der mit dem Kurzschluß notwendig verknüpften Spannungsabsenkung kann aber nach der Schaltung Abb. 156 die maximale Erregung nicht mehr auftreten. Man kann sich jedoch hier erforderlichenfalls durch Zusatzeinrichtungen helfen. Eine Möglichkeit, die Erregung unabhängig von der Klemmenspannung des Generators zu bekommen, ist z. B. die, die Stromtore von der Erregermaschine her zu speisen, die zu diesem Zweck nur noch zwei Schleifringe zur Abnahme von Wechselstrom erhalten muß.

Auf die Emissionsfähigkeit der Kathoden der Stromtore, deren Heizung in der Schaltung nach Abb. 156 auch von der Klemmenspannung des Generators her gespeist wird, hat, wie Versuche zeigen, eine vorübergehende, auch mehrere Sekunden währende Spannungsabsenkung oder auch ein kurzzeitiges vollkommenes Verschwinden der Spannung keinen Einfluß. Infolge der Wärmekapazität der Kathode brennen die Rohre ungestört weiter.

Versuche, die mit dieser Schaltung durchgeführt wurden, bestätigen eindeutig die großen Vorteile gegenüber der üblichen Vibrationsreglerschaltung.

d) ASEA.-Vibrationsregler.

Abb. 157 zeigt das Grundschemata des Reglers. Da die Wirkungsweise etwas abweicht von der des Tirrillreglers, sei etwas eingehender auf das Arbeiten des Reglers eingegangen. Auf einen zweiarmigen Hebel (H) wirkt auf der einen Seite die Magnetkraft der von der Generatorspannung gespeisten Meßwerkspule (S). Dieser Kraft entgegen wirken auf der linken Seite des Hebels die Magnetkraft des polarisierten Relais (E), das über einen Transformator von der Erregermaschinenenspannung gespeist wird, sowie eine Feder (F), an der das ölgedämpfte Gewicht (G) hängt. Der Hebel wird nun durch das Zusammenwirken der verschiedenen Kräfte, auf das noch eingegangen wird, zum dauernden Schwingen gebracht und schließt dabei periodisch die Kontakte ($RK_{1,2}$). Durch die Kontakte ($RK_{1,2}$) wird ein Vorschaltwiderstand (VW) im Erregerkreis der Erregermaschine abwechselnd kurzgeschlossen und wieder eingeschaltet. Je nach dem Verhältnis von Kurzschlußzeit zu Einschaltzeit wird eine höhere oder tiefere Erregerspannung sich einstellen. Wenn wir annehmen, daß die Amplitude der Hebel-schwingung abhängig von der Belastung etwa konstant bleibt, wird also jeder mittleren Lage des Hebels eine bestimmte Erregerspannung entsprechen. Steigt z. B. die Generatorspannung, so wird durch die Meßwerkspule (S) der Hebel rechts nach unten gezogen und damit die Kurzschlußzeit für (VW) kleiner, die Einschaltzeit größer und somit eine niedrigere Erregerspannung eingestellt. Wir haben also grundsätzlich die gleiche Erscheinung wie bei allen direkten Reglern, daß jeder Stellung des Meßwerk-kerns eine ganz bestimmte Erregerspannung entspricht. Wird der Hebel bewegt, so wird zunächst die Feder (F) mehr oder weniger gespannt, es würde sich somit, wenn die Feder fest aufgehängt wäre, trotz astatischem Meßwerk, eine von der Stellung des Hebels, also von der Belastung abhängige Generatorspannung einstellen. Wir würden also eine statische Regelung erhalten. Da aber unter der Wirkung der veränderten Federkraft das Gewicht (G) — allerdings verzögert — den Bewegungen des Hebels nachfolgt, ist im Endzustand wieder die alte Federkraft vorhanden, so daß bei astatischem Meßwerk auch die Regelung astatisch arbeitet. Wir haben astatische Regelung mit vorübergehender Statik und damit die in diesem Fall sehr günstigen Regelverhältnisse (Ab-

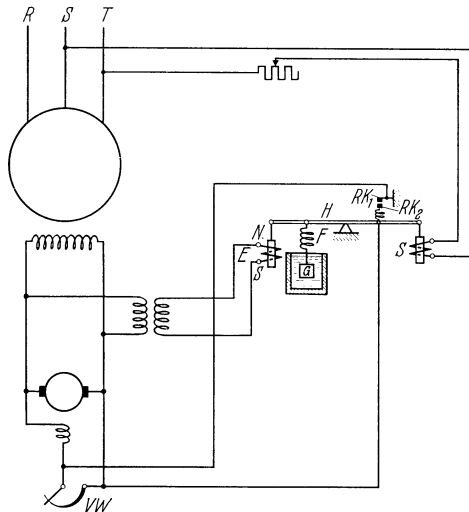


Abb. 157. Grundschemata des ASEA.-Vibrationsreglers.

gezogen und damit die Kurzschlußzeit für (VW) kleiner, die Einschaltzeit größer und somit eine niedrigere Erregerspannung eingestellt. Wir haben also grundsätzlich die gleiche Erscheinung wie bei allen direkten Reglern, daß jeder Stellung des Meßwerk-kerns eine ganz bestimmte Erregerspannung entspricht. Wird der Hebel bewegt, so wird zunächst die Feder (F) mehr oder weniger gespannt, es würde sich somit, wenn die Feder fest aufgehängt wäre, trotz astatischem Meßwerk, eine von der Stellung des Hebels, also von der Belastung abhängige Generatorspannung einstellen. Wir würden also eine statische Regelung erhalten. Da aber unter der Wirkung der veränderten Federkraft das Gewicht (G) — allerdings verzögert — den Bewegungen des Hebels nachfolgt, ist im Endzustand wieder die alte Federkraft vorhanden, so daß bei astatischem Meßwerk auch die Regelung astatisch arbeitet. Wir haben astatische Regelung mit vorübergehender Statik und damit die in diesem Fall sehr günstigen Regelverhältnisse (Ab-

schnitt 11). Sie entspricht etwa der Regelung mit Tirrillregler, aber nicht mit direkter, sondern über eine Feder gekuppelter Dämpfungspumpe.

Wenn nunmehr auf das Zustandekommen der dauernden Schwingungen des Hebels eingegangen werden soll, so sei von folgenden Voraussetzungen ausgegangen: 1. Die Generatorspannung und damit die Zugkraft des Meßwerkes (S) sei konstant, die Mittellage des Hebels sei also fest gegeben. 2. Die Vibrationsfrequenz sei, was wohl zutreffen dürfte, so groß, daß das Gewicht (G) bei den Schwingungen praktisch in Ruhe bleibt, die Feder also wie fest aufgehängt aufgefaßt werden kann.

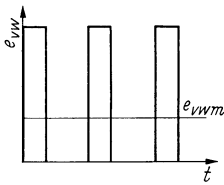


Abb. 158. Spannungsabfall am Vorwiderstand beim Vibrationsregler.

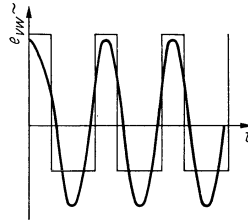


Abb. 159. Wechselstromanteil des Spannungsabfalls im Vorwiderstand beim Vibrationsregler.

Je nach der fest angenommenen mittleren Hebelstellung wird sich nun ein bestimmter mittlerer Erregerstrom der Erregermaschine und damit ein bestimmter Spannungsabfall im Vorschaltwiderstand einstellen, der aber wegfällt, sobald (VW) kurzgeschlossen wird. Der wechselnd auftretende Spannungsabfall im Vorwiderstand hat abhängig von der Zeit z. B. den in Abb. 158 gezeichneten Verlauf. Wir können diese Spannungskurve zerlegen in

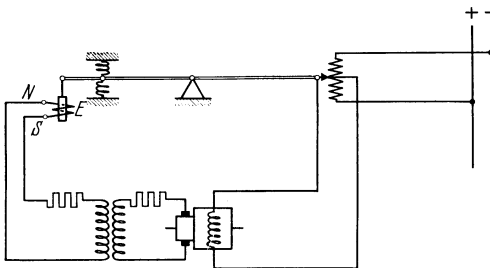


Abb. 160. Ersatzschaltung zur Erklärung der Vibration des ASEA.-Vibrationsreglers.

in einen konstanten Anteil und eine Wechselspannung. Der konstante Anteil interessiert nicht weiter, er bestimmt nur zusammen mit dem Spannungsabfall in der Erregerwicklung und der treibenden Ankerspannung den mittleren Erregerstrom. Für die Vibration

wichtig ist allein die wechselnde Spannung, wie sie in Abb. 159 noch einmal herausgezeichnet ist. Da sie periodischen Verlauf hat, kann sie in Grund- und Oberwellen zerlegt werden. Die Grundwelle, durch die die Vibration verursacht wird, ist angedeutet. Wir haben somit im Erregerkreis der Erregermaschine wirksam eine konstante Gleichspannung und eine mit der Frequenz der Hebelschwingung pulsierende Wechselspannung und können ein, diese Verhältnisse in genügender Annäherung wiedergebendes Ersatzschaltbild angeben, das in Abb. 160 aufgezeichnet ist. Die Wechselspannung wird in diesem Ersatzbild direkt vom Kontakthebel an einen Spannungsteiler abgegriffen, die konstante

Meßwerkkraft ist weggelassen, sie wird durch das Gegengewicht (G) kompensiert, die Feder (F) erhält damit eine bestimmte Vorspannung.

Wir können nun bei dem Schema Abb. 160, genau so wie früher bei der Stabilitätsuntersuchung nach der Selbsterregungsmethode, zunächst eine Sinusschwingung des Hebels annehmen, einmal die Kraft \mathfrak{F}_1 ermitteln, die nötig ist für diese Schwingung, und dann die durch die Hebelschwingung [über die Erregermaschine, den Transformator und die Spule (E)] hervorgerufene magnetische Kraft \mathfrak{F}_2 errechnen. Die Kräfte müssen hier bei rein reeller Frequenz gleich sein, weil ja im Dauerbetrieb Schwingungen mit gleichbleibender Amplitude sich einstellen sollen. Das System stabilisiert sich automatisch. Ist z. B. bei zu kleinen Schwingungen die Dämpfung negativ, also \mathfrak{F}_2 zu groß, so vergrößert sich der Hebelausschlag, die Wechselspannung würde sich nach Abb. 160 zwar dann mit vergrößern, in Wirklichkeit hat sie aber einen konstanten Wert, da ja bei der festen Belastung der mittlere Erregerstrom und damit auch das Verhältnis von Kurzschlußdauer zu Einschaltdauer konstant ist. Es wird sich also ein Hebelausschlag einstellen, bei dem eben \mathfrak{F}_2 gleich \mathfrak{F}_1 wird.

Um den Regelbereich zu vergrößern und bei großen Generatoren mit großen Zeitkonstanten die Regelgeschwindigkeit zu erhöhen, wird der

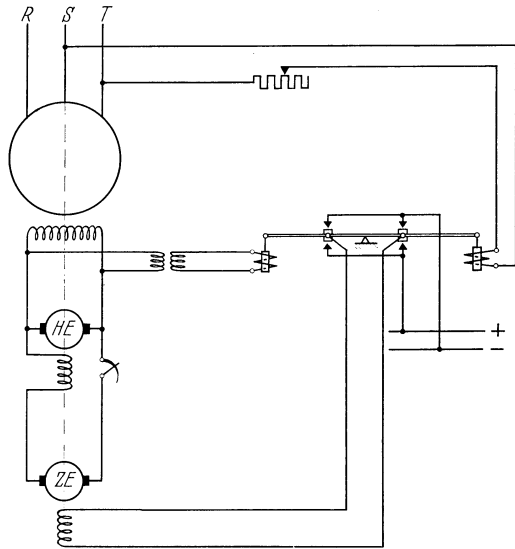


Abb. 161. Schaltung des ASEA.-Vibrationsreglers mit Zusatzmaschine für großen Spannungsbereich.

ASEA.-Vibrationsregler auch in Verbindung mit einer besonderen Zusatzerregermaschine (ZE) in der Schaltung nach Abb. 161 verwendet. In Reihe mit der Erregerwicklung der Haupterregermaschine (HE), die in Selbsterregungsschaltung arbeitet, liegt noch die Zusatzerregermaschine, deren Spannung durch den Vibrationsregler dauernd umgepolt wird. Man kann in dieser Schaltung mit der Erregerspannung bis auf Null regeln und sogar noch eine schwache negative Erregerspannung stabil einstellen.

e) Bosch-Spannungsregler.

Der Bosch-Spannungsregler wird für die Regelung von Gleichstromgeneratoren, in der Hauptsache von Lichtmaschinen in Fahrzeugen verwendet. Abb. 162 zeigt eine schematische Ansicht mit der zugehörigen Schaltung. Der Regler muß den Erregerstrom in weiten Grenzen verändern, damit praktisch unabhängig von der Fahrzeuggeschwindigkeit

die Spannung des Generators konstant bleibt. Die Einstellung erfolgt durch den Umschaltkontakt (RK). [Der noch vorhandene Kontakt (BK) hat nur die Aufgabe, nach Erreichen einer bestimmten Spannung die Lichtmaschine zum Laden auf die Batterie und den Verbraucherkreis zu schalten, auf die zugehörige Schaltung soll nicht weiter eingegangen werden.] Die Lage des mittleren federnden Kontaktteiles ist abhängig von der Lage des Klappankers eines Elektromagneten (des Meßwerkes), der zwei sich in der Wirkung unterstützende Erregerspulen besitzt, von denen die eine einen der Generatorspannung proportionalen Strom führt, während die zweite vom Generatorstrom durchflossen wird. Wir haben somit eine kombinierte Spannungsstromregelung, also eine Abhängigkeit der eingestellten Spannung vom Strom, womit eine Überlastung des Generators vermieden werden soll.

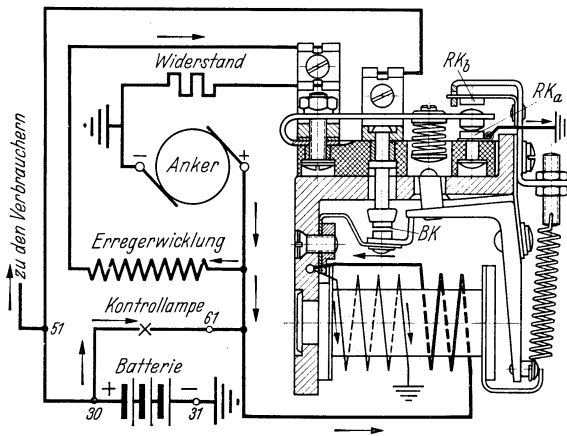


Abb. 162. Schematische Darstellung des Bosch-Spannungsreglers (R. BOSCH).

Die Regelung arbeitet verschieden, je nach der Geschwindigkeit des Fahrzeuges bzw. der Drehzahl des Generators. Wir können vier verschiedene Geschwindigkeitsabschnitte unterscheiden:

Bei sehr geringer Drehzahl des Generators liegt die Erregerwicklung über dem Kontakt (RK), der unten schließt, dauernd direkt an den Ankerklemmen, trotzdem ist die Spannung zu niedrig, der Regler kann aber nicht weiter eingreifen.

Bei mittlerer Drehzahl steigt die Spannung bei voll eingeschalteter Erregung so weit, daß der Klappanker anzieht und den Kontakt (RK_a) öffnet. Damit wird ein Vorschaltwiderstand in den Erregerkreis geschaltet, die Spannung geht zurück, der Kontakt (RK_a) schließt wieder, damit steigt wieder die Spannung und der Vorgang wiederholt sich. Wir haben eine reine „Auf-Zu-Regelung“ vor uns, wie sie im Abschn. 33 behandelt worden ist. Der Absolutwert der Spannungsschwankungen, der sehr gering ist, ist hier bedingt durch die Statik des Klappankers, den Öffnungsweg des Kontaktes und die Zeitkonstante der Erregerwicklung.

Bei hoher Drehzahl geht auch bei eingeschaltetem Vorwiderstand die Spannung nicht mehr so weit zurück, daß der Kontakt (RK_a) geschlossen wird, der Anker bleibt in der Mittellage stehen, weder der untere Kontakt (RK_a) noch auch der obere (RK_b) werden geschlossen.

Bei sehr hoher Drehzahl wird dann schließlich der obere Kontakt (RK_b) geschlossen, damit die Erregerwicklung kurzgeschlossen. Der Erregerstrom klingt entsprechend der Zeitkonstante der Erregerwicklung ab, damit auch die Spannung, der Klappanker wird durch die Federkraft zurückgezogen, der Kontakt (RK_b) geöffnet. Die Erregerwicklung wird somit wieder eingeschaltet, die Spannung steigt, (RK_b) wird geschlossen und so fort, wie bereits beschrieben. Wir haben auch hier eine einfache „Auf-Zu-Regelung“ wie im 2. Abschnitt vor uns.

Der Elektromagnet, also das Meßwerk und damit der Regler überhaupt, wird im allgemeinen leicht statisches Verhalten zeigen, so daß bei den höheren Geschwindigkeiten die Spannung etwas höher liegt. Die Regler werden so gebaut, daß sie schon bei etwa $\frac{1}{4}$ der Höchstdrehzahlen den richtigen Spannungswert einstellen, so daß, wenn noch die Umschaltung des Getriebes beim Fahrzeug berücksichtigt wird, schon von sehr geringer Fahrgeschwindigkeit an die Lichtmaschine auf die Verbraucher (Licht) geschaltet und zum Laden der Batterie herangezogen wird.

f) Dornig-Drehzahlregler (Conz, Altona).

Der Dornig-Drehzahlregler wird für die Konstanthaltung der Drehzahl von Gleichstromnebenschlußmotoren verwendet [24]. Die durch schwankende Last, auftretende Spannungsschwankungen oder Änderung im Erwärmungszustand verursachten Drehzahländerungen werden durch Veränderung des wirksamen Widerstandes im Erregerkreis des Motors ausgeregelt. Ein Vorwiderstand wird periodisch kurzgeschlossen, und je nach dem Verhältnis von Einschalt-dauer und Kurzschlußdauer wird der Erregerstrom und damit die Drehzahl verschiedene Werte annehmen. Das Kurzschließen des Widerstandes erfolgt durch mehrere Kontakte,

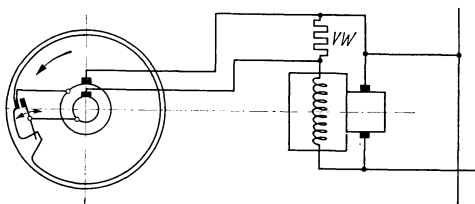


Abb. 163. Schematische Darstellung des Dornig-Drehzahlreglers.

die mit der Motorwelle umlaufen und deren Anschlüsse zu Schleifringen geführt sind. Festen Kontakten stehen nach Abb. 163 bewegliche Kontakte gegenüber, die an einseitig eingespannten Flachstahlfedern angebracht sind. Durch die auftretende Fliehkraft werden die Federkontakte nach außen gedrückt und damit bei entsprechend hoher Drehzahl die Gegenkontakte berührt und der Vorwiderstand kurzgeschlossen. Der Erregerstrom steigt nunmehr, die Drehzahl und damit die Fliehkraft nimmt ab, der Kontakt wird frei, das Feld nimmt wieder ab, die Drehzahl steigt, bis der Kontakt wieder geschlossen wird, und so wiederholt

sich der Vorgang ständig. Die Regelung entspricht, wie sie bis jetzt geschildert wurde, einer „Auf-Zu-Regelung“ mit zwei wirksamen Zeitkonstanten (Erregerzeitkonstante und Anlaufzeitkonstante), entsprechend dem in Abschn. 33 untersuchten Beispiel einer Warmwasserheizung. Wie dort gezeigt, ergeben sich bei einer solchen Regelung verhältnismäßig große Abweichungen vom Sollwert. Beim Dornig-Regler tritt nun aber noch eine weitere Erscheinung hinzu, die bewirkt, daß die Drehzahländerungen in Wirklichkeit sehr klein bleiben. Die Kontaktfeder mit ihrer Masse bildet ein schwingungsfähiges System mit einer bestimmten Eigenfrequenz und selbstverständlich auch gewissen Dämpfung. Bringt man das System zum Schwingen und überläßt es dann sich selbst, so werden die Schwingungen allmählich verschwinden. Läßt man aber noch eine periodische, der Dämpfungskraft entgegenwirkende Kraft auf das System einwirken, so lassen sich die Schwingungen dauernd aufrechterhalten. Diese zusätzliche Kraft kann sehr klein sein, sie braucht

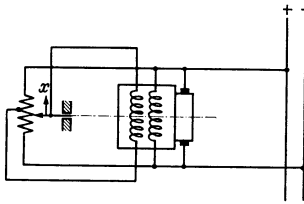


Abb. 164. Ersatzschema für Dornig-Regler.

ja nur die kleine Dämpfungskraft der schwingenden Feder zu überwinden. Eine solche Kraft ist nun durch die mit der Drehzahl periodisch veränderliche Fliehkraft gegeben. Es muß nur durch entsprechende Abstimmung der Federkonstante mit den Zeitkonstanten der Maschine dafür gesorgt werden, daß bei der Eigenfrequenz der Federn die Phasenlage der Fliehkraftpulsation die richtige wird.

Wir können mit einer gewissen Annäherung die Schaltung nach Abb. 163, ebenso wie beim ASEA.-Vibrationsregler gezeigt, ersetzen durch eine Ersatzschaltung (Abb. 164), bei der eine von der Lage des beweglichen Kontaktes stetig abhängige Erregerspannung eine Zusatz-erregerspule speist. Auf die Feder wirken die vier Kräfte:

$$(451) \quad P_f = -c_f \cdot x \quad \text{die Federkraft,}$$

$$(452) \quad P_b = -m \cdot \frac{d^2 x}{dt^2} \quad \text{die Beschleunigungskraft,}$$

$$(453) \quad P_d = -c_d \cdot \frac{dx}{dt} \quad \left\{ \begin{array}{l} \text{die Reibungskraft (proportional der} \\ \text{Geschwindigkeit angenommen),} \end{array} \right.$$

$$(454) \quad P_z = c_z \cdot n^2 \quad \text{die Fliehkraft.}$$

Betrachten wir nur die Änderungen der verschiedenen Kräfte bei kleiner Abweichung der Feder von der Mittellage bzw. bei ebenfalls kleiner Abweichung der Drehzahl vom Mittelwert, so können wir an Stelle von Gl. (451) bis (454) schreiben:

$$(455) \quad P_{f1} = -c_f \cdot x_1,$$

$$(456) \quad P_{b1} = -m \cdot \frac{d^2 x_1}{dt^2},$$

$$(457) \quad P_{d1} = -c_d \cdot \frac{dx_1}{dt},$$

$$(458) \quad P_{z1} = c'_z \cdot n_1.$$

Wenn wir jetzt eine Schwingung annehmen, dann können wir die verschiedenen Kräfte als Vektoren betrachten und die Vektorgleichung

$$(459) \quad \mathfrak{P}_{f1} + \mathfrak{P}_{b1} + \mathfrak{P}_{d1} + \mathfrak{P}_{z1} = 0$$

anschreiben. Die Lage der Vektoren gegeneinander muß dann, da die Schwingung ungedämpft sein soll, Abb. 165 entsprechen. Während die Lage von \mathfrak{P}_{f1} , \mathfrak{P}_{b1} , \mathfrak{P}_{d1} von vornherein festliegt, ist noch zu überlegen, wie die verlangte Phasenlage von \mathfrak{P}_{z1} zustande kommen kann. Die zusätzliche Erregerspannung E_{z1} (positiv gerechnet bei positivem x) wird:

$$(460) \quad E_{z1} = c_e \cdot x_1,$$

sie liegt als Vektor in Gegenphase zu \mathfrak{P}_{f1} (Abb. 166). Der zusätzliche Erregerstrom \mathfrak{I}_z ist durch die Wirkung der Selbstinduktion der Erregerwicklung gegenüber der Spannung verschoben, das zusätzliche Moment \mathfrak{M}_{z1} ist, wenn die Induktivität des Ankerkreises vernachlässigt wird, dem Strom \mathfrak{I}_{z1} entgegengerichtet (wenn x_1 positiv, muß \mathfrak{I}_z so gerichtet sein, daß das Gesamtfeld gestärkt wird!) und die Drehzahl \mathfrak{N}_1 und damit \mathfrak{P}_{z1} eilt durch die Wirkung des Trägheitsmoments der Maschine dem Moment nach, \mathfrak{P}_{z1} kann also, bei entsprechend abgestimmten Konstanten in Gegenphase zu \mathfrak{P}_{d1} zu liegen kommen, so daß dann nur sehr kleine Drehzahlschwankungen für die Kompensierung der Dämpfungskraft und damit die Aufrechterhaltung der Feder-schwingung erforderlich sind.

Bei einer Änderung der Belastung oder der Spannung muß ein anderer Erregerstrom eingestellt werden, was nur bei einer andern Mittellage der schwingenden Feder, also bei einer andern Drehzahl möglich ist. Der Regler zeigt also statisches Verhalten. Die Statik kann aber sehr klein gehalten werden, so daß sich bei Ausregelung von Drehzahländerungen, durch Last- oder übliche Spannungsschwankungen verursacht, eine Genauigkeit der Regelung auf: $\pm 0,25$ bis $\pm 0,5\%$, bei besonderen Anforderungen sogar auf $\pm 0,1\%$ erreichen läßt.

Wie bereits gesagt, verwendet man nicht, wie in Abb. 163 gezeichnet, nur eine Feder, sondern mehrere und stimmt diese so ab, daß sie bei etwas verschiedener Drehzahl Kontakt geben. Die Kontaktleistung wird damit geringer und das Arbeiten des Reglers ruhiger. Um Kontaktfeuer unschädlich zu machen und damit einen Abbrand der Kontakte zu vermeiden, schließt man periodisch über Schleifringe und Bürsten die Kontakte kurz, so daß sie spannungslos werden und der Kontaktfunke erlischt. Auf diese Weise wird erreicht, daß der Funke nur immer sehr kurze Zeit bestehen und deshalb keinerlei Schmelzwirkung an den Kontakten hervorrufen kann. Mit dem Regelvorgang selbst hat dieses Kurzschließen nichts zu tun, es bedingt nur eine gewisse Vergrößerung der Vorschaltwiderstände.

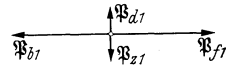


Abb. 165. Phasenlage der verschiedenen Kraftvektoren gegeneinander beim Dornregler.

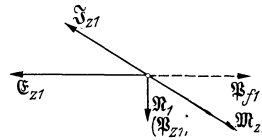


Abb. 166. Phasenlage des Vektors der Fliehkraft.

g) Regler mit Fremdsteuerung der Vibrationskontakte.

Bei den bisher behandelten Reglersystemen nach dem Vibrationsprinzip wird die Vibration des Regelkontaktes durch eine Selbsterregung der Schwingung über die Maschinen erzeugt. Bei verschiedenen andern Reglern, auf die aber im einzelnen nicht eingegangen werden kann, wird nun im Gegensatz hierzu die Kontaktschwingung durch besondere Einrichtungen künstlich erzeugt. Beim Isentahl-Regler [30] oder auch einem Regler der Metropolitan-Vickers z. B. werden nach Abb. 167 durch Exzenter, die von einem besonderen Hilfsmotor (*HM*) angetrieben werden, Kontakte *RK₂* gehoben und gesenkt, dabei periodisch an die Gegenkontakte *RK₁* gedrückt und damit der Vorschaltwiderstand (*VW*) im Erregerkreis der Erregermaschine abwechselnd kurzgeschlossen und

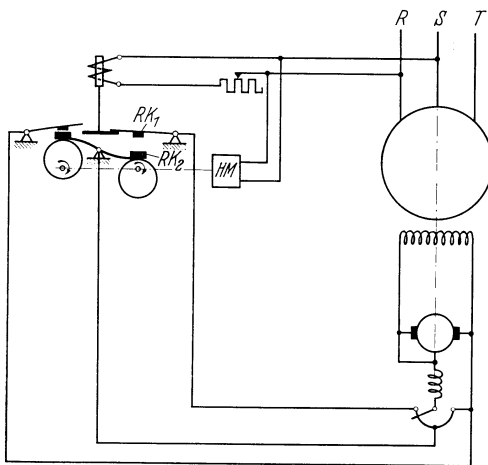


Abb. 167. Wirkungsweise eines Vibrationsreglers mit Fremdsteuerung.

wieder eingeschaltet. Das Verhältnis der Kurzschlußdauer zur Einschaltdauer wird durch die vom Meßwerk (*S*) gesteuerte Lage der Gegenkontakte (*RK₁*) eingestellt. Sinkt die Spannung, so bewegen sich die Kontakte nach unten, die Kurzschlußdauer und damit die Erregerspannung wird größer. Bei einem andern Vibrationsregler der Metropolitan-Vickers werden Schwingungen eines Feder-systems nach dem Prinzip des WAGNERSCHEN Hammers erzeugt, und ein auf der Feder befestigter Kontakt kommt periodisch in Berührung mit einem Gegenkontakt, dessen Stellung durch das Meßwerk verändert wird. Durch die Kontakte wird ein Hilfsrelais gesteuert, das den Vorwiderstand im Erregerkreis kurzschließt.

Für sehr genaue Drehzahlregelung [25] wird ein System verwendet, bei dem ein Vorwiderstand im Erregerkreis des Leonardgenerators bzw. — bei reiner Feldregelung — des Motors selbst durch ein polarisiertes Steuerrelais, das von einer konstanten Wechselspannung geringer Frequenz gespeist wird, kurzgeschlossen. Bei Strom in einer Richtung zieht das Relais an und schließt kurz, bei Strom in entgegengesetzter Richtung wird der Kontakt geöffnet. Außer der Wechselspannung wirkt nun auf eine Zusatzwicklung des Relais eine Gleichspannung, die bei der Soll-drehzahl gerade 0 ist und bei Unter- oder Überschreiten der Solldrehzahl etwa proportional der Drehzahlabweichung positiv oder negativ wird. Entspricht bei reiner Wechselstromspeisung die Kurzschlußdauer gerade der Einschaltdauer, so wird jetzt je nach der Drehzahlabweichung und damit der Spannung an der Zusatzwicklung das Verhältnis verschoben und

damit die Erregung beeinflusst. Die Regelung ist in dieser einfachen Form statisch, jeder Drehzahl entspricht eine bestimmte mittlere Relaisstellung. Durch Zusammenarbeiten mit einem besonderen indirekten Regler, der die oben erwähnte, der Drehzahlabweichung proportionale Spannung durch motorische Verstellung eines zusätzlichen Vorwiderstandes auf Null hält, kann die Regelung auch astatisch gemacht werden.

III. Indirekte Regler.

41. Regler mit Elektrohilfsmotor.

a) SSW.-Eilregler.

Abb. 168 zeigt die Schaltung des Eilreglers für die Spannungsregelung eines Gleichstromgenerators. Die Wirkungsweise geht aus dem Bild ohne weiteres hervor. Da der Regler ohne Rückführung arbeitet, kann nur mit einer verhältnismäßig geringen Verstellgeschwindigkeit gearbeitet werden (Gesamtverstellzeit $2 T_{sh} = 5$ bis 7 sec). Die Geschwindigkeit ist im wesentlichen konstant, wird aber kurz vor Erreichen des Sollwertes dadurch herabgesetzt, daß der Hilfsmotor durch eine sog. Kontaktrückführung nur absatzweise eingeschaltet wird. Die Kontaktrückführung wird nach Abb. 168 dadurch erreicht,

daß der Vorschaltwiderstand der Spule des Feinsteuerrelais [Meßwerkes (*FR*)] durch die Steuerschütze (U_5, U_6), die den Verstellmotor in einen oder anderen Drehsinn einschalten, verändert wird. Dadurch wird vorübergehend die Spannung, bei der das Meßwerk im Gleichgewicht ist, um einige Prozent geändert und so eine andere Regelspannung vorgetäuscht. Der Regelvorgang wird damit vorzeitig unterbrochen. Mit dem Feinsteuerrelais ist immer eine einstellbare Ölbrems gekuppelt, die in der Hauptsache die Masseschwingung des Meßwerkes zu dämpfen hat.

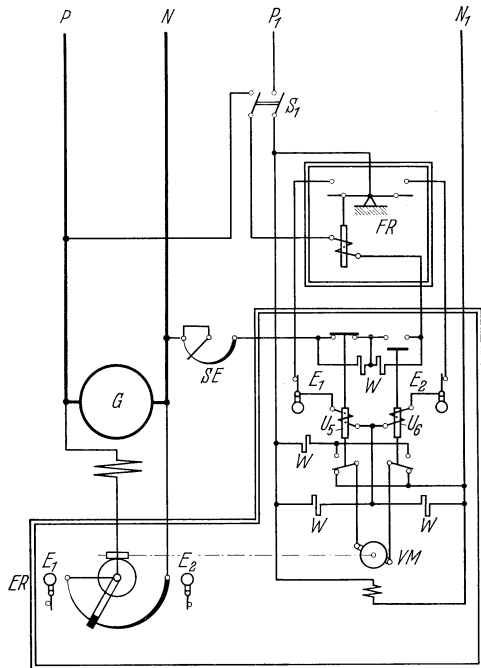


Abb. 168. Spannungsregelung eines selbsterregten Gleichstromgenerators durch SSW.-Eilregler.

b) AEG.-Impulsregler.

Abb. 169 zeigt das Schaltbild bei Regelung eines Drehstromgenerators mit Erregermaschine und Abb. 170 eine Ansicht des Steuerapparates für diesen Regler. Die Wirkungsweise sei an Hand der Abb. 169 erklärt.

Vom Magnetsystem (E), dem Meßwerk, werden die federnden Kontakte (K_1) und (K_2) bewegt, wobei diese mit dem gezahnten Kontaktrrad (K) in Berührung kommen können. Das Kontaktrrad (K) und die Kontaktscheibe (C) werden

durch den kleinen Synchronmotor (M) in drehende Bewegung versetzt.

Die Kontakte (K_1) und (K_2) steuern über Zwischenrelais den motorischen Antrieb des Feldreglers (H) im Erregerkreis.

Entspricht die Spannung dem Sollwert, so ist das Drehmoment des Spannungsrelais so ausgeglichen, daß die Kontakte (K_1) und (K_2) nicht mit dem Kontaktrrad (K) in Berührung kommen. Tritt eine Änderung der Spannung ein, so wird der Arm mit den federnden Kontakten geschwenkt und (K_1) oder (K_2) berührt (K). Durch entsprechende Formgebung der Zähne des Kontaktrades (K) wird die Einschaltdauer des motorischen Antriebes über ($K_{1,2}$) — (K) um so größer, je mehr die Kontaktfedern K_1 und K_2 an das Kontaktrrad angedrückt werden. Mit fortschreitender Ausregelung der Spannungsabweichung geht der Hebel in seine Mittellage zurück, wobei die Zeitdauer der einzelnen Stromimpulse immer kleiner wird und die Kontaktgabe zum Schluß vollkommen aufhört.

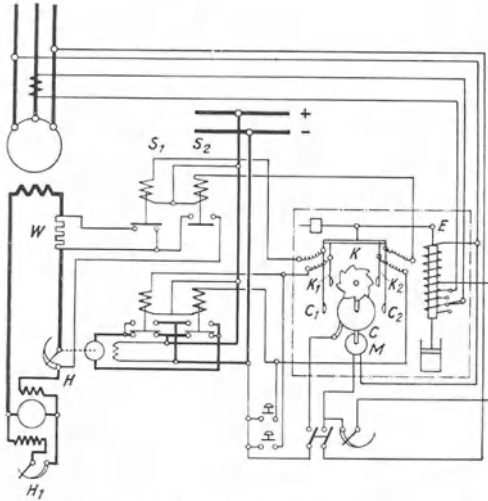


Abb. 169. AEG-Impulsregler für die Spannungsregelung eines Drehstromgenerators mit Strombeeinflussung des Meßwerkes.

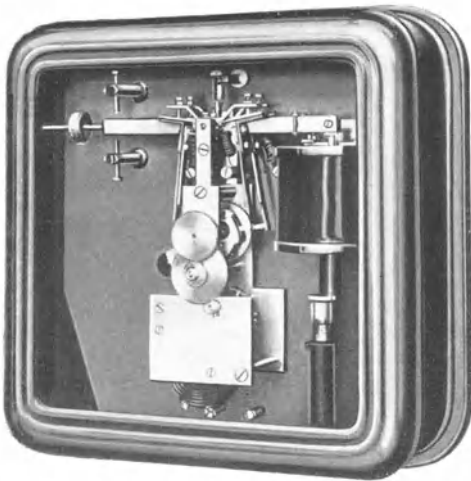


Abb. 170. Ansicht des Steuerapparates für den Impulsregler Abb. 169.

Wenn bei großen plötzlichen Spannungsänderungen, wie sie z. B. bei Kurzschlüssen oder bei Abschaltungen in größeren Kraftanlagen auftreten, eine möglichst große Änderungsgeschwindigkeit der Erregung notwendig ist, tritt außer der oben beschriebenen Kontakteinrichtung (K_1) und (K_2) für die Verstellung des Feldreglers noch eine zweite (C_1) und

(C_2) in Tätigkeit. Die Kontaktgabe von (C_1) und (C_2) findet statt, wenn die Spannungsabweichungen vom Sollwert größer werden als etwa 5%. Es wird dann durch die Hilfsschütze (S_1) bzw. (S_2) entweder zur Feldschwächung ein Widerstand (W) eingeschaltet oder zur Feldstärkung der Feldregler (H) überbrückt. Dieser Vorgang findet im allgemeinen mehrmals hintereinander statt, bis die Kurbel des Feldreglers (H) etwa die dem neuen Belastungszustand entsprechende Stellung angenommen hat.

Der Regler arbeitet ohne Rückführung, seine Verstellgeschwindigkeit, die infolge der Abhängigkeit der Zeitdauer der Steuerimpulse von der Abweichung der Regelgröße vom Sollwert etwa als proportional der Abweichung angesehen werden kann, darf daher nicht sehr groß gewählt werden. Bei größeren Abweichungen wird aber die Regelung sehr wirksam unterstützt durch die Stoßerregung mittels der Kontakteinrichtung ($C_{1,2}$), so daß trotzdem die Ausregelung von größeren Belastungsstößen sehr schnell erfolgen kann.

Nach dem gleichen Prinzip wie der AEG.-Impulsregler arbeitet auch ein indirekter Regler, den die General-*Electric-Co.* baut. Diese verwendet allerdings im allgemeinen eine Haupt- und Hilfsrerregemaschine in einer Schaltung nach Abb. 171, bei der erreicht wird, daß die Erregerspannung in sehr weiten Grenzen unter Vernichtung der Remanenz sogar bis auf Null bzw. kleine negative Werte herunter geregelt werden kann.

Die Hilfsrerregemaschine (ZE) arbeitet mit konstanter Spannung und speist eine WHEATSTONSche Brücke etwa mit dem angegebenen Widerstandsverhältnis. Die Widerstandszweige R_1 und R_3 werden durch den Servomotor des Reglers, so wie in Abb. 169 der Regelwiderstand (H), mehr oder weniger kurzgeschlossen, und damit ändert sich die Spannung zwischen den Punkten A und B , an denen die Erregerwicklung der Haupterregemaschine HE liegt. Sind die Widerstände $R_{1,3}$ vollkommen kurzgeschlossen, so liegt die volle Hilfsrerregemaschinenspannung an der Erregung, sind sie voll eingeschaltet, so wird nach dem Widerstandsverhältnis die Spannung zwischen A und B sehr klein und hat außerdem entgegengesetztes Vorzeichen, so daß die Remanenz der Haupterregemaschine aufgehoben wird.

Auch die Westinghouse-*Co.* baut einen indirekten Regler, bei dem bei kleineren Abweichungen ein Verstellmotor, der z. B. den Widerstand im Erregerkreis der Erregermaschine verstellt, im einen oder andern Sinne eingeschaltet und bei größeren Abweichungen durch besondere Kontakte eine stoßartige Änderung der Widerstände erreicht wird.

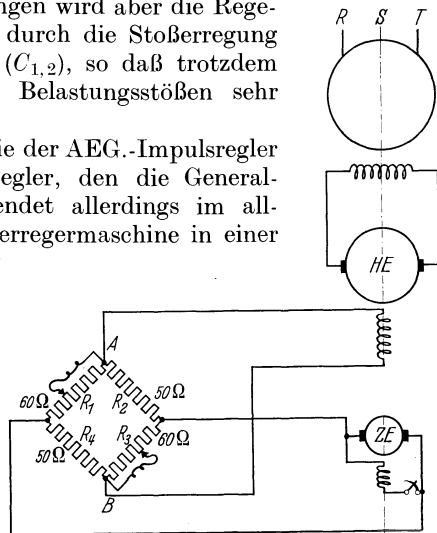


Abb. 171. Erregerschaltung mit Hilfsrerregemaschine für große Erregerspannungsbereiche.

Bei richtiger Spannung sind alle Teile des Reglers in Ruhe, was als besonderer Vorteil angegeben wird. Ähnlich wie beim SSW.-Eilregler wird der Regelvorgang dadurch vorzeitig unterbrochen, daß mit dem Verstellmotor eine Hilfsspule, die auf das Meßwerk einwirkt, eingeschaltet und damit eine andere Regelgröße vorgetäuscht wird.

Die Kombination von indirektem Regler mit Stoßerregung hat sich in Amerika in großem Umfang eingebürgert und scheint sich gut zu bewähren. Eine geschlossene theoretische Behandlung dieser Art von Regelung ist wegen der bei Einsatz der Stoßerregung auftretenden Unstetigkeit naturgemäß nicht möglich. Der Bereich, in dem nur der Hilfsmotor arbeitet, kann aber ohne weiteres nach den früher behandelten Methoden untersucht werden. Außerdem kann bei Ansprechen der Stoßerregung auch der Verlauf der Spannung ermittelt werden, da der Schaltzustand des Erregerkreises sich dann ja zunächst nicht mehr wesentlich ändert — das Weiterlaufen des Hilfsmotors macht in diesem Fall wenig aus.

c) Kompensations-Temperaturregler mit elastischer Rückführung (S. & H.).

Der Regler wird wegen der erreichbaren sehr großen Rückführzeitkonstante besonders bei Temperaturregelung in Anlagen mit großer Wärmeträgheit, z. B. gasgefeuerten Industrieöfen usw., viel verwendet [26]. Abb. 172 zeigt schematisch den Aufbau und die Schaltung, allerdings ohne die Rückführeinrichtung, auf die später noch eingegangen wird.

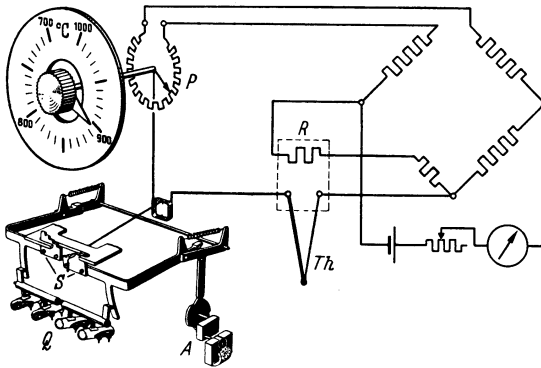


Abb. 172. Schaltung und schematischer Aufbau des Kompensations-Temperaturreglers (S. & H.).

Als Meßwerk dient ein Drehspulmeßwerk, das als Nullgalvanometer im Diagonalzweig einer WHEATSTONESchen Brücke liegt. In Reihe mit dem Nullgalvanometer liegt ein Thermoelement, das dort eingebaut wird, wo die Temperatur konstant gehalten werden soll. (Bei einer anderen Ausführung wird ein Widerstandsthermometer verwendet, das dann in einem Brückenweig liegt.) Die einzuhaltende Temperatur kann mittels eines Drehwiderstandes (P) auf einer Skala eingestellt werden. Die Brücke ist so abgeglichen, daß bei richtiger Temperatur das Thermoelement gerade die im Diagonalzweig auftretende Spannungsdifferenz kompensiert und

damit das Nullgalvanometer auf Null steht. Der Widerstand (R) dient zum Ausgleich der Temperaturschwankungen an den freien Enden (Kaltlötstelle) des Thermoelements, die durch Kompensationsleitungen an die Klemmen des Reglers verlegt sind. Die Arbeitsweise des Reglers ist nun die folgende: Zu beiden Seiten des Zeigers des Nullgalvanometers sind zwei Schalthebel (S) angeordnet, die in bestimmten Zeitabständen durch einen kleinen Wechselstrommotor (A) über eine Nockenscheibe gehoben und gesenkt werden. Solange der Zeiger auf Null steht, können beide Schalthebel ungehindert am Zeiger vorbei in ihre Endlage gehoben werden. Sobald aber der Zeiger nach links oder rechts (wie in Abb. 172 angenommen) ausschlägt, wird der auf der betreffenden Seite liegende Schalthebel bei der folgenden Aufwärtsbewegung vom Zeiger festgehalten und damit gekippt, so daß zugehörige Quecksilberschalter (Q) eingeschaltet werden und damit der Regelvorgang, etwa durch Einschalten eines Verstellmotors für ein Ventil od. dgl., eingeleitet wird. Die Schalthebel sind mit treppenförmig abgestuften Druckstücken versehen, so

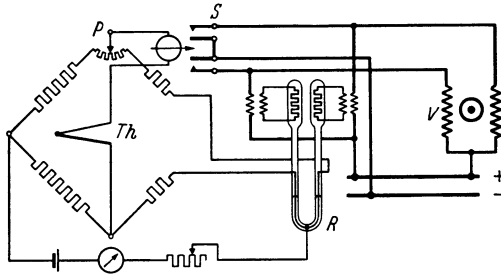


Abb. 173. Elastische Rückführung des Reglers nach Abb. 172.

daß die Einschaltdauer des Verstellmotors vom Zeigerausschlag abhängt (etwa 1 bis 3 sec) und damit eine mittlere Verstellgeschwindigkeit etwa verhältnismäßig der Abweichung der Regelgröße vom Sollwert erreicht wird. Die Quecksilberschalter sind für Schaltströme bis 6 A bei 250 V ausreichend, so daß auch für die Steuerung größerer Hilfsmotoren keine Zwischenrelais erforderlich sind.

Die elastische Rückführung arbeitet nach dem in Abb. 173 aufgezeichneten Schema. Ein U-förmiges, mit Gas gefülltes Glasgefäß enthält oben in den beiden erweiterten Schenkeln Heizdrähte, von denen immer einer gleichzeitig mit dem Hilfsmotor eingeschaltet wird. Durch die Heizung erwärmt sich das Gas im entsprechenden Schenkel, dehnt sich aus und verschiebt einen Quecksilberfaden im untern Teil des Glasgefäßes. Dabei wird ein in das Quecksilber tauchender Widerstandsdraht mehr oder weniger kurzgeschlossen und damit die Brückenordnung so verstimmmt, daß das Nullgalvanometer trotz noch falscher Temperatur auf seine Nullstellung kommt und damit der Regelvorgang unterbrochen wird. Sobald mit dem Verstellmotor auch der Heizdraht wieder abgeschaltet wird, kühlt sich das Gas etwa nach einer Exponentialfunktion mit der Zeit ab, das Quecksilber geht damit allmählich wieder in seine Mittellage, und der Regler stellt den richtigen Sollwert ein. Die Regelung ist asta-

tisch mit vorübergehender Statik und weist damit günstige Regeleigenschaften auf. Die Rückführzeitkonstante kann bei dieser thermischen Rückführung auf sehr große Werte (10 min und mehr) gebracht werden, der Rückführgrad und damit der vorübergehende Regelbereich (Konstante c_r und $\varepsilon_{v,0}$ nach Abschn. 14) kann durch Vorschaltwiderstände im Heizkreis in weiten Grenzen verändert werden.

d) Zeigerregler mit elastischer Rückführung (SSW.).

Abb. 174 zeigt den Aufbau für den Fall einer Druckregelung [27]. Der Hauptkontakt (a) ist an dem Zeiger eines Manometers befestigt.

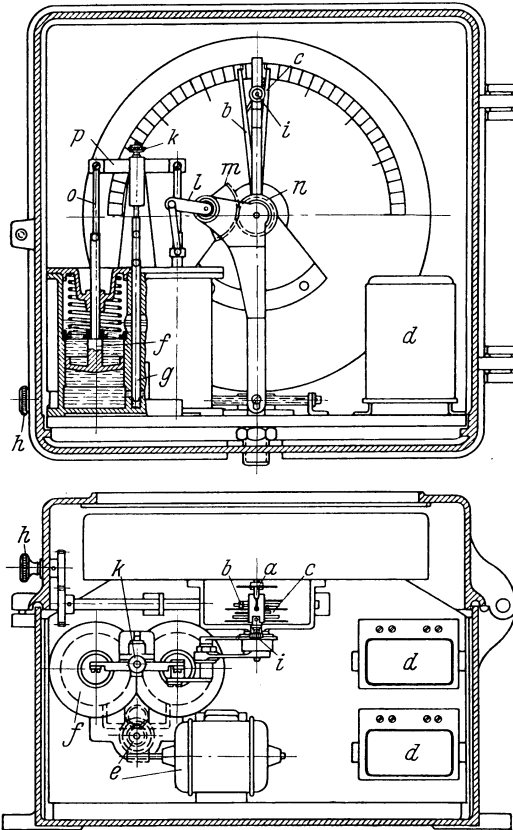


Abb. 174. Zeiger-Regler mit elastischer Rückführung (SSW.).

Druckschwankungen führen zu Bewegungen des Kontaktes in der einen oder anderen Richtung. Überschreiten diese Bewegungen ein bestimmtes Maß, so werden die Gegenkontakte (b) oder (c) berührt, damit ein Stromkreis geschlossen und ein Verstellmotor im einen oder andern Drehsinn eingeschaltet. Der Abstand der Gegenkontakte gegeneinander kann verstellbar werden, so daß damit auch die Ansprechgrenzen geändert werden. Außerdem sind aber die beiden Gegenzeiger (b) und (c) beweglich gelagert und liegen gegen ein mit dem Rändelknopf (i) drehbares Isolierstück vorgespannt an. Das Isolierstück mit seinem Halter ist um die gleiche Achse wie die Gegenzeiger drehbar und kann über das Ritzel (n), Zahnsegment (m) und Gestänge (l) durch die Rückführkolben (f) verdreht

werden. Bei Kontaktgabe des Reglers wird gleichzeitig mit dem Verstellmotor der sog. Rückführmotor (e) eingeschaltet. Mit dem Motor (e) ist eine Zahnradpumpe gekuppelt, die eine Bremsflüssigkeit in den Rückführzylindern umwälzt. Dadurch wird der eine Rückführkolben gehoben und der andere um den gleichen Weg gesenkt. Mit den Kolben werden auch die Gegenzeiger (b) und (c) verdreht, und zwar so, daß die Kontakt-

gabe ($a-b$ oder $a-c$) und damit der Regelvorgang unterbrochen wird. Durch die Wirkung von Federn, die auf die Rückführkolben wirken und diese in ihre Mittellage zurückdrängen, wird nun die Bremsflüssigkeit durch eine Ausgleichsleitung, deren Querschnitt durch den Steuerschieber (g) verändert werden kann, allmählich zurückfließen. Damit gehen auch die Gegenzeiger in ihre Mittelstellung zurück und der richtige Sollwert wird wieder eingestellt.

Der Steuerschieber (g), der den Querschnitt der Ausgleichsleitung festlegt, wird bei jedem Regelvorgang über den Balken (p) gehoben und gibt je nach der Dauer der Kontaktgabe, also je nach der Abweichung der Regelgröße vom Sollwert, einen größeren oder kleineren Querschnitt frei. Bei sehr großen Abweichungen fließt einfach das Öl auch bei eingeschaltetem Rückführmotor durch die Ausgleichsleitung, ohne daß die Kolben noch bewegt werden. Die Bremskonstante (T_{kf} nach Abschn. 14) ist also hier keine wirkliche Konstante, sondern abhängig von der Abweichung. Man erreicht auf diese Weise mit Hilfe der Rückführung eine Verstellgeschwindigkeit, die um so größer wird, je größer die Abweichung ist, während ohne Rückführung ja die Verstellgeschwindigkeit bei der vorliegenden Anordnung konstant wäre. Der Regler wird in der Hauptsache zum Steuern von Ventilen für die Regelung von Druck oder Menge verwendet.

42. Regler mit Ölhilfsmotor.

a) N. u. K.-Regler (Hagenuk, Kiel).

Abb. 175 zeigt den grundsätzlichen Aufbau eines N. u. K.-Reglers. Das Meßwerk, ein hufeisenförmiges Magnetjoch mit einer, von der der

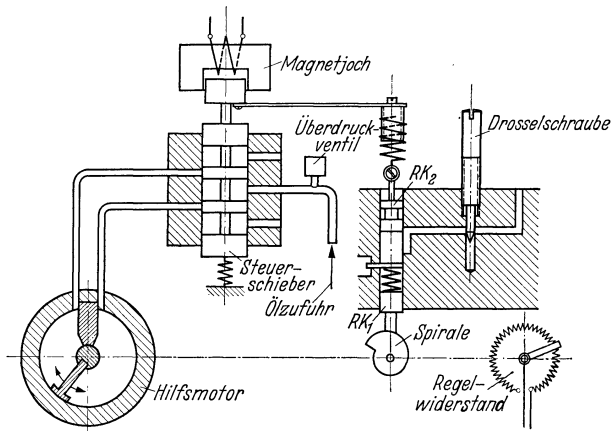


Abb. 175. Grundsätzlicher Aufbau eines N. u. K.-Öldruckreglers mit nachgiebiger Rückführung (Hagenuk).

Regelgröße proportionalen Spannung gespeisten Spule, zieht einen federbelasteten Kern, je nach dem Betrag der Regelgröße, mehr oder weniger nach oben. Der Anker verstellt den Steuerschieber und steuert dadurch die dem Hilfsmotor über das Steuerventil durch eine Zahnradpumpe

unter Druck zugeführte Flüssigkeit. Selbstverständlich kann an Stelle des gezeichneten Meßwerks, das einen Strom bzw. eine diesem Strom proportionale Regelgröße mißt, auch irgendein anderes treten, z. B. ein solches zum Messen eines Druckes (Röhrenfeder) oder eine Temperatur (Bimetallstreifen) usw. Der Hilfsmotor besteht aus einem dichtschießenden, zylindrischen Gehäuse, in dem sich ein an der Regelwelle angebrachter Flügel je nach der Beaufschlagung, also je nach der Stellung des Steuerschiebers, in der einen oder anderen Richtung bewegt. Arbeitet der Hilfsmotor nicht, so strömt das von der Ölpumpe gelieferte Öl über ein Überdruckventil ab. Der Regler hat eine nachgiebige Rückführung, wie

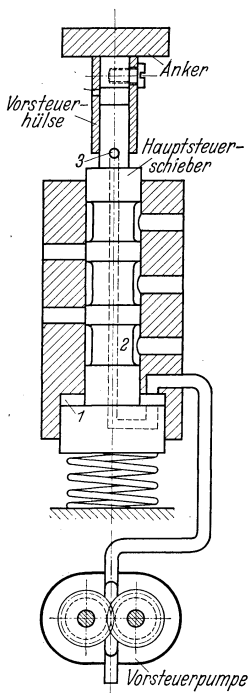


Abb. 176. Vorsteuerung beim Regler nach Abb. 175 (Hagenuk).

aus Abb. 175 zu sehen ist. Bei einer Drehung des Hilfsmotors wird über eine spiralförmige Kurve ein federbelasteter Kolben (RK_1) auf- oder abbewegt. Der Kolben arbeitet in einer Bohrung, in der sich oben ein zweiter Kolben (RK_2) befindet, der über eine Feder elastisch mit dem Meßwerk kern gekuppelt ist. Die Bohrung ist mit Öl gefüllt, und der Raum zwischen den beiden Kolben steht über eine weitere Bohrung, die durch eine Drosselschraube mehr oder weniger geschlossen werden kann, mit dem Ölbehälter in Verbindung. Die Wirkung der Rückführung entspricht vollkommen der bisher immer gezeichneten Abb. 13, man hat aber hier den Vorteil, daß die Drosselschraube in einem feststehenden Teil des Reglers sitzt und somit bequem von außen, auch während der Regler arbeitet, verstellt werden kann.

Der Steuerschieber, der das Öl von der Pumpe zum Hilfsmotor steuert, wird, um hohe Regelgenauigkeit bei geringen Verstellkräften zu erreichen, nicht, wie in Abb. 175 gezeichnet, direkt vom Meßwerk verstellt, sondern arbeitet über eine Vorsteuerung, deren Wirkungswirkung an Hand von Abb. 176 erläutert werden soll. Der Hauptsteuerschieber stellt selbst wieder einen Ölservomotor dar, der von der Vorsteuerung beeinflusst wird. Für die Vorsteuerung ist eine eigene kleine Vorsteuerpumpe vorhanden, deren Ölstrom durch den Ringraum (1), die Bohrung (2) des Hauptsteuerschiebers und durch die Öffnung (3) fließt. Dem Druck im Raum (1) wirkt eine nach oben drückende Feder entgegen. In der Ruhelage des Steuerschiebers heben sich die beiden Kräfte gerade auf. Sinkt nun bei Rückgang der Regelgröße der Anker des Meßwerks und damit die Vorsteuerhülse nach unten, so wird die Öffnung (3) verengt, der Druck in (1) steigt, die dem Druck entsprechende Kraft überwiegt die Federkraft und der Hauptsteuerschieber bewegt sich so lange, bis praktisch (hängt von der Änderung der Federkraft ab) wieder die ursprüng-

liche Öffnung bei (I) vorhanden ist. Der Hauptsteuerschieber folgt also den Bewegungen der Vorsteuerhülse. Um die Reibungskräfte an der Haupt- und Vorsteuerung unwirksam zu machen, wird der Hauptsteuerschieber in ständiger Drehbewegung gehalten.

Unser allgemeines elektrisches Ersatzschaltbild für den indirekten Regler mit Rückführung (Abb. 13) gilt, strenggenommen, beim N. u. K.-Regler und auch bei den meisten andern indirekten Reglern mit Ölservomotor wegen der Zwischenschaltung eines weiteren Hilfsmotors, wobei aber die Rückführung erst vom zweiten Hilfsmotor auf den Meßwerkern zurückwirkt, nicht mehr. Wir müssen eigentlich mit dem in Abb. 177 gezeichneten Schaltbild rechnen. Die Verhältnisse werden damit aber wieder wesentlich verwickelter. Da aber die Verstellgeschwindigkeit des ersten Hilfsmotors sehr groß ist und damit der Hauptsteuerschieber mit einer Verzögerungszeit der Steuerhülse nachfolgt, die immer sehr klein sein wird im Vergleich zu den im Regelkreis sonst noch wirksamen Zeitkonstanten, wird bei der theoretischen Untersuchung des Regelvorganges einfach mit einer direkten Kuppelung des Hauptsteuerschiebers mit der Vorsteuerhülse gerechnet.

Die Zahnradölpumpen für die Erzeugung des Drucköles werden entweder durch einen besonderen Motor oder auch durch Riemen von irgendeiner Welle her angetrieben.

Die Regelgenauigkeit des Reglers beträgt $\pm 0,2$ bis $\pm 0,5$ bis $\pm 1,0\%$. Um die Ansprechempfindlichkeit zu erhöhen, wird bei Reglern mit Gleichstromspeisung auf dem Meßwerk noch eine Hilfswicklung vorgesehen, die mit einem konstanten Wechselstrom gespeist wird. Dadurch vibriert der Meßwerkern und damit die Vorsteuerhülse dauernd und die Reibung der Ruhe wird praktisch vollkommen überwunden. Die Schlußzeit ($2 T_{sh}$) des Reglers ist verschieden, je nach dem Verwendungszweck. Als unterste Grenze wird bei Normaltypen 1,3 sec angegeben. Die Verstellgeschwindigkeit des Hilfsmotors ist, wie Untersuchungen an solchen Reglern gezeigt haben, nur bei sehr kleinen Abweichungen der Regelgröße vom Sollwert abhängig von der Abweichung und wird dann sehr bald konstant. Der Regler wird in verschiedenen Größen mit verschieden großen Arbeitsvermögen (in mkg gleich Drehmoment \times Drehwinkel $\cdot 2\pi/360^\circ$) bei einem Drehwinkel von 300° gebaut (0,75 mkg bis 20 mkg).

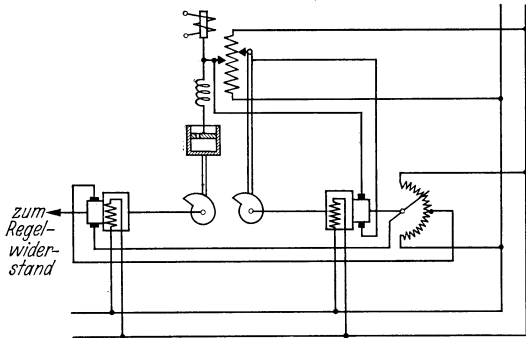


Abb. 177. Ersatzschaltbild des N. u. K.-Reglers mit Vorsteuerung.

b) BBC.-Öldruckregler.

Der BBC.-Öldruckregler besitzt als Meßwerk ein Ferrarisdrehsystem und als Dämpfung eine Wirbelstrombremse, die elastisch mit dem Meßwerkern gekuppelt ist. Das Meßwerk kann je nach der Abgleichung der Hauptfeder und einer die Änderung der Hauptfederkraft ganz oder teilweise kompensierenden Hilfsfeder statisch oder astatisch eingestellt werden, genau so wie beim BBC.-Wälzregler (Abschn. 39). Das Meßwerk — hier Steuerregler genannt — betätigt das Drehventil eines Ölservomotors, der dann z. B. den Widerstand im Erregerkreis einer

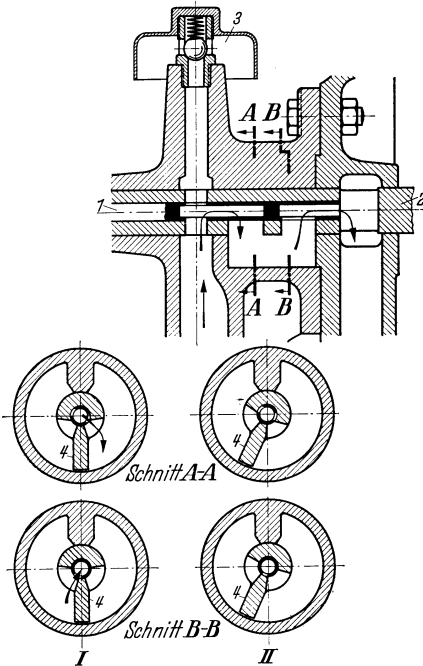


Abb. 178. Wirkungsschema des BBC.-Öldruckreglers (BBC.).

Maschine verstellt. Die Wirkungsweise von Drehventil und Servomotor geht aus Abb. 178 hervor. (1) ist die mit dem Steuerregler gekuppelte Welle des Drehventils, (2) die Welle des Servomotors. Das durch eine Zahnradpumpe gelieferte Öl fließt, wenn der Regler gerade nicht arbeitet, durch das auf einen bestimmten Druck eingestellte Überströmventil (3) ab. Der Hilfsmotor besitzt einen drehbaren Flügel (4) in einem dichtschießenden Gehäuse. Bei der in Schnitt I A—A, B—B gezeichneten Lage des Servomotorflügels wird nun der rechte Gehäuseraum über Bohrungen in der Steuerventilwelle unter Druck gesetzt und der linke mit dem Ölbehälter verbunden, so daß das Öl abfließen kann.

Der Flügel bewegt sich im Uhrzeigersinn so lange, bis die Öffnungen auf beiden Gehäuseseiten

geschlossen sind (Schnitt II A—A, B—B). Die Welle des Hilfsmotors folgt also jeder Drehung der Steuerwelle nach, jeder Stellung der Steuerwelle entspricht eine bestimmte Lage der Regelwelle.

Das allgemeine elektrische Ersatzschema für den indirekten Regler mit Rückführung (Abb. 13) läßt sich hier nicht ohne weiteres anwenden. Da die Arbeitsweise des BBC.-Reglers auch bei anderen Reglerarten vielfach Verwendung findet — auch die Vorsteuerung beim N. u. K.-Regler arbeitet nach dem gleichen Prinzip —, sei hier noch ein dem BBC.-Regler entsprechendes elektrisches Ersatzschema angegeben und dann gezeigt, daß die theoretische Behandlung dieser Schaltung auf genau die gleichen Ergebnisse führt wie die von Schaltung Abb. 13. Abb. 179 zeigt die Ersatzschaltung bei Regelung einer Wechselspannung durch einen Dreh-

regler wie in Abb. 47 bzw. 52. Wir schreiben nun die verschiedenen Gleichungen wie in Abschn. 14 an und bezeichnen sie mit den Zahlen der entsprechenden Gleichungen, aber mit dem Index a .

$$(155a) \quad z = -c_r \cdot \alpha,$$

$$(156a) \quad \frac{dU_1}{dt} = -c_t \cdot k_3 \cdot U_a(x_1 - z_1),$$

$$(157a) \quad \frac{2P_0}{U_0} U_1 - c_f(x_1 - y_1) = 0,$$

$$(158a) \quad c_f(x_1 - y_1) = c_k \frac{dy_1}{dt},$$

$$(159a) \quad r_1 - x_1 = z_1,$$

$$(160a) \quad s_1 - y_1 = z_1.$$

$$(161a) \quad \text{I: } \frac{dU_1}{dt} = -c_t k_3 U_a \cdot r_1,$$

$$(162a) \quad \text{II: } \frac{2P_0}{U_0} U_1 - c_f(r_1 - s_1) = 0,$$

$$(163a) \quad \text{III: } c_f(r_1 - s_1) = c_k \frac{ds_1}{dt} + c_k \frac{dz_1}{dt} = c_k \frac{ds_1}{dt} - \frac{c_k c_r}{k_3 U_a} \cdot \frac{dU_1}{dt}.$$

(Nach Gl. (155 a) und (137) wird $\frac{dz_1}{dt} = -\frac{c_r}{k_3 U_a} \cdot \frac{dU_1}{dt}$).

Aus den drei Gl. (161 a), (162 a) und (163 a) ergibt sich dann die endgültige Differentialgleichung, die vollkommen der Gl. (165) bzw. (169) mit spezifischen Konstanten entspricht.

Wir haben damit den Beweis erbracht, daß wir auch indirekte Regler mit der Arbeitsweise des BBC.-Reglers nach unserem früheren Ersatz-

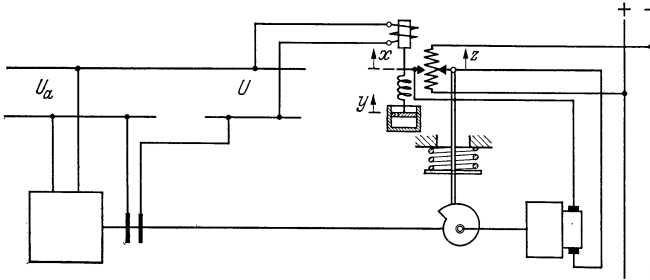


Abb. 179. Ersatzschaltbild für BBC-Öldruckregler.

schema (Abb. 13) behandeln können und haben also auch hier die großen Vorteile der Rückführung. Während bei der Anordnung nach Abb. 13 die Statik der Regelung unabhängig von der Statik des Meßwerkes nur durch die Art der Kupplung der Rückführstange mit dem Meßwerkern (elastisch, elastisch über Bremse usw.) gegeben ist, ist hier die Statik nur abhängig von dem Verhalten des Meßwerkes. Arbeitet das Meßwerk statisch, astatisch oder vorübergehend statisch, so ist auch die Regelung statisch, astatisch oder vorübergehend statisch.

Um die Ansprechempfindlichkeit durch Überwindung der Reibung der Ruhe zu vergrößern, wird hier in den Stromkreis der Meßwerkspule die Spule eines sog. Vibrators eingeschaltet. Der Vibrator ist eine Drosselspule, deren Induktivität periodisch verändert wird. Auch bei konstanter Regelgröße wird dadurch dem Meßwerk ein wechselnder Wert vorgetäuscht, so daß es sich in ständiger Vibration befindet. Der Vibrator wird gemeinsam mit der Ölpumpe von einem besonderen Motor angetrieben.

c) Voith-Turbinenregler (Durchflußregler).

Als Beispiel eines Kraftmaschinen-Drehzahlreglers soll der Voith-Turbinenregler behandelt werden. Abb. 180 zeigt das Wirkungsschema des Reglers.

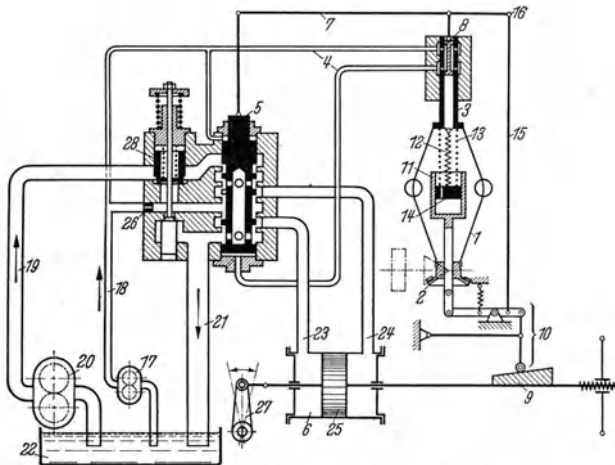


Abb. 180. Wirkungsschema eines Voith-Durchflußreglers mit Einheitssteuerwerk (Voith).

Als Meßwerk dient ein gelenkloses und somit reibungsfreies Blattfederpendel (1), das über Kegelräder (2) von der Kraftmaschine oder auch einem Synchromotor angetrieben wird und bei Drehzahländerungen die Muffe (3) nach oben oder unten verschiebt. Die Muffe ist als umlaufender und daher wegen des dauernd vorhandenen Ölfilms in seiner Achsrichtung praktisch reibungslos verschiebbarer Steuerschieber für den Hauptsteuerschieber (5) ausgebildet. Bewegt sich bei einer Drehzahländerung die Reglermuffe, so wird durch Änderung des Öldruckes auf der unteren Seite des Hauptsteuerschiebers dieser in der einen oder andern Richtung bewegt so lange, bis über das Gestänge (7) — Drehpunkt (16) vorläufig als Festpunkt angenommen — der Vorsteuerstift (8) wieder in die ursprüngliche relative Lage zur Muffe gebracht worden ist. Es entspricht also jeder Lage der Muffe eine bestimmte Stellung des Hauptsteuerschiebers ganz ähnlich wie auch beim N. u. K.-Regler gezeigt. Vom Hauptsteuerschieber wird durch Steuerung des Ölstromes der Hilfsmotor, ein Kolben, in der einen oder andern Richtung bewegt

und damit die Kraftstoffzufuhr vergrößert oder verkleinert. Die Beaufschlagung des Kolbens (5 atü) erfolgt bei kleinen Drehzahlschwankungen durch den Ölstrom einer kleinen Ölpumpe (17), und erst bei größeren Abweichungen kommt auch die zweite größere Pumpe (20) zur Wirkung, und zwar dadurch, daß z. B. bei einem starken Drehzahlabfall der Hauptsteuerschieber so weit sinkt, daß durch Schließen des oberen Ringspaltes das Öl von (19) nicht mehr über (21) in den Ölbehälter (22) zurückfließen kann. Damit steigt der Öldruck der Pumpe (20), das federbelastete Ventil (28) öffnet sich und läßt den Ölstrom von (20) jetzt gemeinsam mit dem von (17) auf den Regelkolben wirken. Die Verwendung der zwei Pumpen ist mit Rücksicht auf Leistungersparnis durchgeführt, die große Pumpe arbeitet normal nur mit geringem Druck, braucht also nur geringe Antriebsleistung.

Der Regler hat zwei Rückführungen, eine nachgiebige und eine starre. Die nachgiebige Rückführung, die eine vorübergehende Statik der Regelung ergibt, wirkt vom Regelkolben über die Kurvenbahn (9), das Gestänge (10), die Ölbremse (11) und die Federn (12) und (13) auf die Reglermuffe ein. Da im stationären Betrieb die Federn (12) und (13) entspannt sein müssen, weil sonst der Kolben der Ölbremse (11) sich bewegen würde, ist die Statik nur vorübergehend. Die starre Rückführung verstellt ebenfalls über die Kurvenbahn (9), dann über das Gestänge (15) den Drehpunkt (16). Je nach der Stellung des Regelkolbens stellt sich eine andere Lage des Drehpunktes (16) ein, und damit wird auch die neutrale Stellung des Vorsteuerschiebers, bei der der Hauptsteuerschieber in Ruhe bleibt, eine andere. Die stationär sich einstellende Drehzahl wird abhängig von der Lage des Regelkolbens, die Regelung also statisch. Während bei Antrieben von Synchrongeneratoren die dauernde Statik mit Rücksicht auf Frequenzschwankungen nur auf wenige Procente eingestellt wird, geht man mit der vorübergehenden wesentlich höher, um einwandfreie stabile Verhältnisse zu bekommen. Wie bereits im Abschn. 32 gesagt, arbeitet die Regelung hinsichtlich der Stabilität bei Leerlauf ungünstiger, so daß auch größere Statik bei Leerlauf erwünscht ist. Man erreicht diese gewünschte Abhängigkeit von der Belastung durch entsprechende Formgebung der Rückführkurvenbahn (9).

d) Askania-Strahlrohrregler.

Die schematischen Darstellungen Abb. 181 zeigen die Wirkungsweise des Strahlrohrreglers. Dem um die Achse (A) schwenkbar gelagerten, von irgendeinem Meßwerk gesteuerten Strahlrohr wird Öl unter Druck (bei anderer Ausführung auch Luft) zugeführt, das aus der düsenförmig verengten Spitze des Strahlrohres mit großer Geschwindigkeit austritt. Der Strahl trifft auf zwei, am sog. Druckaufnehmer nebeneinanderliegende Öffnungen (3) und (4) von gleichem Durchmesser wie die Strahlrohrspitze. Die Öffnungen sind durch die Leitungen (5) und (6) mit den beiden Seiten eines Arbeitskolbens (7) verbunden. Die Geschwindigkeitsenergie des Strahles setzt sich beim Auftreffen auf den Druckaufnehmer wieder in potentielle Energie um, die durch entsprechenden Druck in Erscheinung tritt. Steht das Strahlrohr in der

Mittellage, so ist der Druck auf beiden Seiten des Zylinders gleich groß, der Kolben (7) bleibt in Ruhe. Bei Ablenkung des Strahlrohres wird der Druck auf der einen oder andern Seite des Kolbens größer, und der Kolben wird so lange bewegt, bis die Regelgröße wieder ihren Sollwert hat und damit das Strahlrohr sich wieder in der Mittellage befindet. Die erreichbaren, auf den Kolben wirksamen Verstellkräfte sind recht groß. Da im

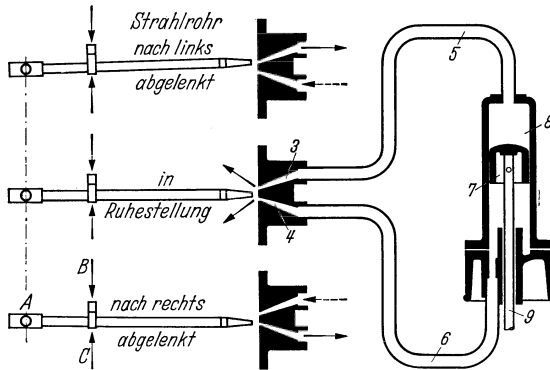


Abb. 181. Wirkungsweise des Askania-Strahlrohrreglers (Askania).

allgemeinen mit einer 80proz. Druckumsetzung (Druck, Geschwindigkeit, Druck) gerechnet werden kann, ergibt sich bei 5 atü Vordruck und einem Kolbendurchmesser von 130 mm eine beiderseitige Verstellkraft von

$$5 \cdot \frac{13^2}{4} \cdot \pi \cdot 0,8 = 500 \text{ kg.}$$

Das Strahlrohr wird mit 1,7; 2,5 oder 3 mm Durchmesser der Austrittsöffnung ausgeführt. Aus der Arbeitsweise des Strahlrohrreglers geht hervor, daß die Regelgeschwindigkeit etwa proportional ist der Abweichung des Strahlrohres von der Mittellage oder auch der Abweichung der Regelgröße vom Sollwert. Dabei ist vorausgesetzt, daß der Strahlrohrweg der Regelgröße verhältnismäßig ist. Die Regelgeschwindigkeit ist um so größer, je größer der Strahlrohrdüsendurchmesser im Vergleich zum Kolbendurchmesser gewählt wird.

Das Strahlrohr wird gesteuert von besonderen, sog. Steuerwerken, z. B. für Luftdruck von einer Ledermembrane oder bei höheren Drücken von einem Röhrenfedersystem. Steht nur eine geringe Leistung für das Meßwerk zur Verfügung — etwa die Leistung eines Thermoelements bei Temperaturregelung —, so wird noch ein Verstärker, also ein Verstellwerk zwischen Meßwerk und Steuerstrahlrohr des eigentlichen Verstellwerkes geschaltet. Vom Thermoelement wird die Spule einer Stromwaage gespeist, deren Anker ein mit Druckluft beaufschlagtes Hilfsstrahlrohr vor einer gegenüberstehenden Düse, die in Verbindung mit der Ledermembrankammer des Hauptstrahlrohres steht, bewegt. Der Druck in der Membrankammer ist abhängig von der Stellung des Hilfsstrahlrohres, er wird um so höher, je mehr das Hilfsstrahlrohr vor die Düse tritt, und damit ändert auch das Hauptstrahlrohr seine Lage.

Die Regler werden im allgemeinen mit einer starren oder auch elastischen Rückführung ausgeführt [28]. Abb. 182 zeigt z. B. eine hydraulische, elastische Rückführung. Der Rückführkolben (1) ist hydraulisch in Reihe geschaltet mit dem Arbeitskolben (2), bei Steuervorgängen bewegen sich immer beide Kolben gleichzeitig. Die Bewegung des Rückführkolbens wird auf die Feder (4) des Steuerwerkes am Strahlrohr durch eine einstellbare Hebelübersetzung (3) übertragen, der Rückführungsgrad (Konstante c_r in Abschn. 14) kann so in weiten Grenzen verändert werden. Die beiden Seiten des Rückführzylinders sind durch einen einstellbaren Umlauf (5) miteinander verbunden, so daß unter Einwirkung der an der Kolbenstange angreifenden Rückholfeder (6) der Kolben allmählich wieder in die Mittelstellung zurückgeholt wird. Die Rückhol-

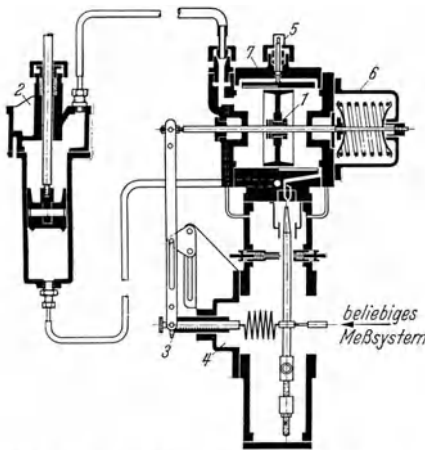


Abb. 182. Hydraulische, elastische Rückführung beim Askania-Regler (Askania).

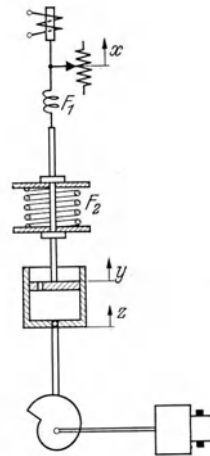


Abb. 183. Ersatzschema des Askania-Reglers mit elastischer Rückführung nach Abb. 182.

feder mit Vorspannung ist so eingebaut, daß die Federteller in der Mittelstellung des Kolbens beiderseits am Gehäuse anliegen. Bei Bewegungen des Kolbens wird der eine Federteller von der Kolbenstange mitgenommen, während der andere weiter am Gehäuse anliegt. Überschreitet die Abweichung des Rückführkolbens von der Mittellage ein bestimmtes Maß, so geben Überlaufnuten (7) den Öldurchtritt von einer Zylinderhälfte auf die andere frei, die Rückführung wird unterbrochen, während der Arbeitskolben weiterarbeitet. Durch Auswechseln der Feder (4), Verstellen der Übersetzung (3) und Änderung des Umlaufes (5) kann die Wirkung der Rückführung weitgehendst verändert und damit den jeweiligen Betriebsverhältnissen angepaßt werden. Man erhält bei praktisch ausgeführten Reglern Rückführzeitkonstanten (Bedeutung von T_R Abschn. 13) von 10 sec bis zu mehreren Minuten.

Die Anordnung der Rückführung nach Abb. 182 entspricht in der Wirkung nicht mehr vollkommen unserm Grundschema des indirekten Reglers (Abb. 13), das Ersatzschema für Abb. 177 sieht vielmehr so aus, wie in Abb. 183 gezeichnet. Der Bremskolben wird im wesentlichen

durch die zusätzliche Feder (F_2) bewegt, deren Kraft proportional dem Weg y ist, während bei der Anordnung nach Abb. 13 die Kolbenbewegung durch die Feder (F_1) mit einer Kraft, die proportional ist dem Wegunterschied ($x - y$), erfolgt. Wir wollen daher für das veränderte Schema noch die Gleichung des Regelvorganges ableiten unter Annahme einer Spannungsregelung nach Abb. 47 und verwenden, soweit zulässig, die Gleichungen des Abschn. 14 bzw. ändern sie, falls erforderlich, entsprechend ab. Wir bezeichnen die Gleichungen mit der gleichen Nummer wie in Abschn. 14, aber mit dem Index b .

$$(155b) \quad z = c_r \cdot \alpha,$$

$$(156b) \quad \frac{dU_1}{dt} = -c_t k_3 \cdot U_a \cdot x_1,$$

$$(157b) \quad \frac{2P_0}{U_0} \cdot U_1 - c_{f1}(x_1 - y_1) = 0.$$

(c_{f1} Federkonstante von Feder 1, c_{f2} Federkonstante von Feder 2.)

$$(158b) \quad c_{f1}(x_1 - y_1) - c_{f2} \cdot y_1 = c_k \left(\frac{dy_1}{dt} - \frac{dz_1}{dt} \right),$$

$$(159b) \quad r_1 = x_1 - z_1,$$

$$(160b) \quad s_1 = y_1 - z_1,$$

$$z_1 = c_r \cdot \alpha_1 = \frac{c_r \cdot U_1}{k_3 \cdot U_a} \quad [\text{nach Gl. (137)}].$$

$$(161b) \quad \text{I: } \frac{dU_1}{dt} = -c_t k_3 U_a \left(r_1 + \frac{c_r U_1}{k_3 U_a} \right),$$

$$(162b) \quad \text{II: } \frac{2P_0}{U_0} U_1 - c_{f1}(r_1 - s_1) = 0,$$

$$(163b) \quad \text{III: } c_{f1}(r_1 - s_1) - c_{f2} \left(s_1 + \frac{c_r U_1}{k_3 U_a} \right) = c_k \frac{ds_1}{dt}.$$

Daraus die Differentialgleichung für U_1 mit spezifischen Konstanten, wobei neu gegen Abschn. 14 eingeführt $\delta_{v02} = \frac{c_{f2} \cdot H}{2P_0}$ entsprechend $\delta_{v01} = \frac{c_{f1} \cdot H}{2P_0}$ [Gl. (98)]

$$(171b) \quad \begin{cases} T_{kf} \frac{\delta_{v01}}{\delta_{v02}} T_{IR} U_1'' + \left[T_{kf} \frac{\delta_{v01}}{\delta_{v02}} \left(1 + \frac{\varepsilon_{r0}}{\delta_{v01}} \right) + T_{IR} \delta_{v01} \right] U_1' \\ + \varepsilon_{v0} \left(1 + \frac{\delta_{v01}}{\delta_{v02}} \right) U_1 = 0. \end{cases}$$

Die Lösung der Gl. (171b) ergibt den Regelvorgang. Wir bekommen ebenso, wie auch nach Abb. 13, eine gedämpfte Schwingung. Berücksichtigen wir nun noch, daß die Feder (F_2) immer wesentlich stärker gewählt wird als die Feder (F_1), daß also

$$\frac{c_{f1}}{c_{f2}} \quad \text{bzw.} \quad \frac{\delta_{v01}}{\delta_{v02}} \ll 1,0$$

ist, so können wir für

$$1 + \frac{\delta_{v01}}{\delta_{v02}} \approx 1,0$$

setzen.

Außerdem kann das Glied $T_{IR} \cdot \delta_{v01}$ gegenüber $T_{kf} \frac{\delta_{v01}}{\delta_{v02}} \left(1 + \frac{\varepsilon_{v0}}{\delta_{v01}}\right)$ wohl meistens vernachlässigt werden, so daß wir wieder auf die Gl. (171) auch bei dieser Anordnung kommen. Dabei ist allerdings zu beachten, daß die Bremszeitkonstante nach dem Federkonstantenverhältnis $\delta_{v01}/\delta_{v02}$ umgerechnet werden muß. Wir haben gewissermaßen zwischen Meßwerk und Bremse noch eine Übersetzung eingeschaltet und können, ohne die vorübergehende Statik zu groß zu bekommen, mit kräftiger Rückholfeder für die Bremse arbeiten, was sich mit Rücksicht auf die mechanische Reibung, die bei großer Bremskonstante, also guter Passung, nicht zu vermeiden ist, günstig auswirkt. Bei der Rechnung ist entsprechend Gl. (158 b) angenommen, daß die Feder (F_2) ohne Vorspannung zwischen den beiden Federtellern sitzt, so daß die Federkraft proportional mit y_1 von 0 ab zunimmt. In Wirklichkeit arbeitet aber die Feder mit Vorspannung, der Verlauf der Federkraft, abhängig von y_1 , entspricht daher dem gebrochenen Linienzug Abb. 184. Damit bekommen wir eine Unstetigkeitsstelle im Kräfteverlauf, und die mathematische Behandlung müßte sich auf die Teilbewegungen zwischen zwei Unstetigkeitsstellen beschränken. Wir kommen aber der Wirklichkeit im allgemeinen wohl genügend nahe, wenn wir den unstetigen Linienzug ersetzen durch einen stetigen, durch Null, wie in Abb. 184 angedeutet.

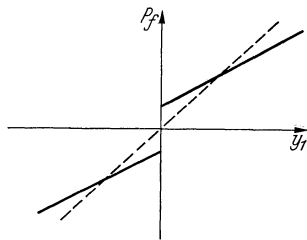


Abb. 184. Abhängigkeit der Federkraft vom Weg des Dämpfungskolbens bei der Rückführung nach Abb. 182.

43. Regler mit Lufthilfsmotor.

Luftgesteuerter Regler von S. & H.

Abb. 185 zeigt schematisch den Aufbau des Reglers, der wieder mit einer Vorsteuerung arbeitet [29]. Das Meßwerk, in Abb. 185 als Bourdonfeder für Druck- oder Temperaturmessung gezeichnet, bewegt einen Hebel (c), die sog. Prellplatte, der mehr oder weniger vor die Mündung einer Düse (b) gebracht wird. Aus der Düse strömt Druckluft, die über eine Drossel (h) zugeführt wird. Vor der Drossel wird der Luftdruck durch ein Reduzierventil konstant gehalten. Je mehr sich die Prellplatte der Düse nähert, desto mehr wird der Luftstrom aus der Düse gestaut und desto größer wird damit der Druck in der Düsenleitung. Durch die Druckänderungen wird die parallel zur Düsenleitung liegende Dosenmembrane (d) und damit ein Vorsteuerventil (i) gesteuert. Das Vorsteuerventil besitzt zwei Ventilkegel, von denen der untere die zur Betätigung des Hauptventils führende Luftleitung, die Hauptsteuerleitung, mit der Zuluft, der obere mit der Außenluft verbindet. Den Grenzlagen des Vorsteuerventils entsprechen also Atmosphärendruck bzw. voller Druck der Zuluft. Dementsprechend ist das Hauptsteuerventil (g), auf dessen federbelastete Membrane der Luftdruck in der Steuerleitung wirkt, einmal ganz geöffnet oder ganz geschlossen. Bei Zwischenlagen des Vorsteuerventils stellen sich auch Zwischendrücke und damit auch

Zwischenstellungen des Hauptsteuerventils ein. Jeder Stellung des Meßwerks entspricht, wenn wir uns vorläufig einmal die Rückföhr-einrichtung, die über den Hebel (*e*) das Düsenrohr (*b*) ver-stellt, weg-denken, eine bestimmte Stellung des Vorsteuer- und damit auch des Hauptsteuerventils. Vernachlässigen wir einmal die an sich sicher ge-ringen Verstellzeiten für Vor- und Hauptventil, so können wir so tun, als wenn das Hauptventil direkt mechanisch mit dem Meßwerk verbunden wäre, und wir haben dann einen einfachen direkten Regler etwa nach Abb. 1, bei dem das Meßwerk direkt oder über ein besonderes, nicht zum Regler gehöriges Verstellwerk die Regelgröße ver-stellt. Es muß

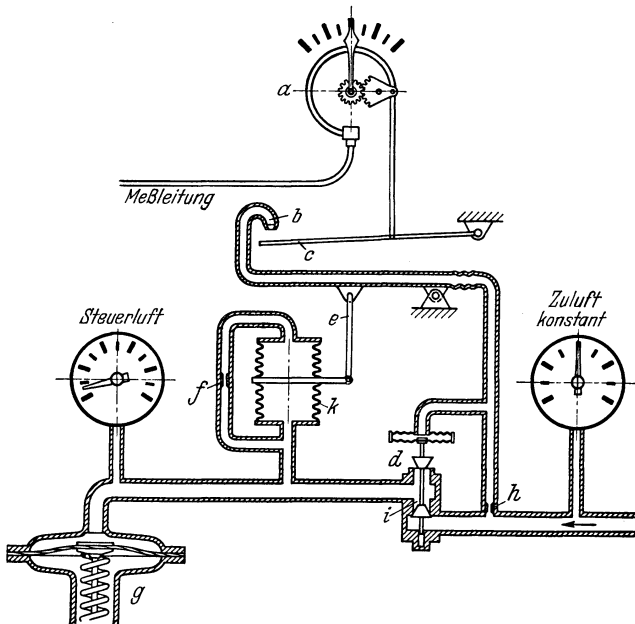


Abb. 185. Luftgesteuerter Regler mit elastischer Rückführung.

aber noch die vorhandene elastische Rückführung berücksichtigt werden, auf deren Wirkung nun eingegangen werden soll. Eine Balgenmembrane (*k*) wird durch eine bewegliche Zwischenwand in zwei Räume unterteilt. Der eine Raum ist unmittelbar, der andere über eine auswechselbare Drossel (*f*) an die Hauptsteuerleitung angeschlossen. Die Trennwand ist mechanisch über das Gestänge (*e*) mit der schwenkbar angeordneten Düse (*b*) gekuppelt. Druckänderungen in der Hauptsteuerleitung wirken sich im unteren Raum der Balgenmembrane sofort, im oberen Raume wegen der eingebauten Drosselstelle (*f*) verzögert aus. Im stationären Zustand muß selbstverständlich der Druck oben und unten der gleiche sein. Beim Regeln, also bei Änderung des Druckes in der Steuerleitung, wird sich entsprechend dem augenblicklichen Druckunterschied die Zwischenwand in der Balgenmembrane bewegen und damit die Düse (*b*)

verstellen. Wird z. B. der Druck in der Hauptsteuerleitung erhöht, so geht die Zwischenwand und ebenso die Düse nach oben, der Abstand zwischen (c) und (b) wird größer und der Druck wird damit zunächst in der Vorsteuer- und dann auch in der Hauptsteuerleitung geringer, der Regelvorgang wird also vorzeitig unterbrochen. Allmählich gleicht sich aber der Druck in den beiden Kammerhälften aus, die Trennwand und die Düse kommen in ihre Mittellage und die sich einstellende Regelgröße wird nun durch das Meßwerk allein bestimmt. Damit die Regelung kontinuierlich arbeitet, also keine „Auf-Zu-Regelung“ wird, muß im vorliegenden Fall das Meßwerk und damit auch die Regelung selbst statisch arbeiten, weil ja sonst bei einer Abweichung der Regelgröße vom Sollwert das Meßwerk einfach in eine Endlage gehen würde und entweder das Ventil vollkommen öffnen oder vollkommen schließen würde. Die dauernde Statik kann allerdings sehr klein gemacht werden, da die Stabilitätsverhältnisse durch die vorübergehende Statik, die durch die elastische Rückführung bedingt ist, sehr wirksam verbessert werden. Dadurch, daß bei Änderung der Hauptsteuer-ventillage zunächst die Düse mitbewegt wird, muß für gleichen Druck und damit gleiche Ventillagenänderung die Regelgröße sich wesentlich mehr ändern als ohne Rückführung. Wir erhalten, wenn die Zeitverzögerung von Vor- und Hauptsteuerventil vernachlässigt wird, das in Abb. 186 gezeichnete Ersatzbild des direkten Reglers mit dauernder (F_1)- und vorübergehender (F_2)-Statik. Bei der vorliegenden Ausführung der Bremse (Balgenmembrane mit Zwischenwand und einstellbarer Ausgleichdrossel) können ohne Schwierigkeit Bremszeitkonstanten in der Größenordnung von Minuten erreicht werden.

Da der Regler im allgemeinen nur für Regelvorgänge mit großen, außerhalb des Reglers liegenden Zeitkonstanten verwendet wird, dürfen wohl in den meisten Fällen die Verstellzeiten im Regler selbst vernachlässigt werden, so daß wir auf das vereinfachte Schema Abb. 186 kommen. Trifft die Annahme großer Zeitkonstanten nicht zu, so kann für den Regler mit einem ähnlichen Schema, wie wir es bei dem BBC.-Regler kennengelernt haben, gearbeitet werden. Wir haben dann zwei Hilfsmotoren gewissermaßen in Reihe geschaltet.

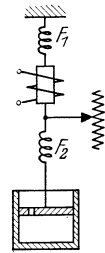


Abb. 186. Ersatzschema des luftgesteuerten Reglers nach Abb. 185.

Literaturverzeichnis.

1. v. TIMASCHEFF, A.: Anfachung von Schwingungen bei Synchronmaschinen durch Labilität der Erregermaschine. Wiss. Veröff. Siemens-Werk Bd. 17 (1938) Heft 3.
2. RÜDENBERG, R.: Elektr. Schaltvorgänge. 3. Auflage. Berlin: Julius Springer 1933.
3. LANG, A.: Die Bedeutung und Ermittlung der wirksamen Erregermaschinen-Zeitkonstante bei der selbsttätigen Spannungsregelung von Drehstromgeneratoren. Arch. Elektrotechn. Bd. 33 (1939) Heft 5.
4. EINSELE, A.: a) Theorie der direkten Spannungsregler. Diss. T. H. Karlsruhe 1933. — b) Anforderungen des Verbund-Betriebes an die Erregung und

- Spannungsregelung großer Generatoren. Elektrotechn. u. Masch.-Bau 57. Jahrg. Heft 11/12 S. 145.
5. JULLIARD-OLLENDORF, E.: Die selbsttätige Regelung elektr. Maschinen. Berlin: Julius Springer 1931.
 6. LANG, A.: Der direkte und indirekte Spannungsregler in einheitlicher Betrachtungsweise. Diss. T. H. Stuttgart 1939.
 7. MÖLLER, H. G.: Die Elektronröhren und ihre technischen Anwendungen. 3. Auflage. Sammlung Vieweg, Braunschweig 1929.
 8. TOLLE, M.: Regelung der Kraftmaschinen. Berlin: Julius Springer 1921.
 9. TUNG, WEI-HAN: Die Behandlung von schwierigen Regelvorgängen bei elektromechanischen Reglern nach einem graphischen Verfahren. Diss. T. H. Stuttgart 1939.
 10. JAHNKE-EMDE: Funktionentafeln. 2. u. 3. Auflage. Leipzig: B. G. Teubner 1933 u. 1938.
 11. KÜPFMÜLLER, K.: Einführung in die theoretische Elektrotechnik. Berlin: Julius Springer 1932.
 12. FROMY, M. E.: L'emploi des rotations imaginaires pour l'étude des régimes transitoires. Bull. Soc. franç. Electr. Nr. 90 Juni 1938.
 13. KÖNIG, H.: Periodische und aperiodische Schwingungen an empfindlichen Regelanordnungen. Z. techn. Phys. 1937 S. 426.
 14. KÜPFMÜLLER: Über die Dynamik der selbsttätigen Verstärkungsregler. Elektr. Nachr.-Techn. 5 (1928).
 15. NYQUIST, H.: Regeneration Theory. Bell Syst. techn. J. 1932 S. 126.
 16. LANG, A.: Schaltung zum Nachbilden großer Drehstromgeneratoren für Regelversuche mit selbsttätigen Spannungsreglern. ETZ 1939.
 17. HOFFMANN, F.: Kohlewiderstände. ETZ 58 (1937) S. 1111 und 1138.
 18. GROB, H.: Die elektr. Spannungsregelung mittels Kohledruck-Widerständen. ETZ 1930 Heft 50 S. 1717.
 19. SCHWAIGER, A.: Über das Regulierproblem in der Elektrotechnik. Diss. 1908.
 20. THOMA, H.: Theorie des Tirillreglers. Diss. 1914.
 21. LANG, A.: Die Schnellregeleigenschaften des Tirillreglers. Arch. Elektrotechn. Bd. 32 (1938) Heft 10.
 22. NATALIS, F.: Die selbsttätige Regulierung der elektr. Generatoren. Diss. 1908.
 23. LEONHARD-LANG: Vibrationsregler mit Stromtoren an Stelle von Zwischenrelais zur Erzielung großer Regelbereiche und großer Regelgeschwindigkeit. Elektrotechn. u. Masch.-Bau 1939.
 24. DORNIG, W.: Konstanthaltung der Drehzahl von Maschinen für Signalzwecke. ETZ 1928 Heft 47 S. 1713; 1929 Heft 49 S. 1443 — Der Einfluß der Schwerkraft auf Fliehkraftregler mit elektr. Kontaktgebung. ETZ 1931 Heft 32 S. 1031.
 25. HUBER-MEISTERKNECHT: Ein Drehzahlregler für hohe Anforderungen. Siemens-Z. 1938 Heft 9.
 26. Arch. techn. Messen J 0 62—11: Kompensations-Temperaturregler mit elastischer Rückführung.
 27. PONTOW, W.: Selbsttätiger Regler mit elektr. Hilfskraft. Z. VDI Bd. 78 (1934) Nr. 28 S. 848.
 28. WÜNSCH, G.: Regler für Druck und Menge. München: Verlag Oldenburg 1930.
 29. Arch. techn. Messen J 0 61—1: Luftgesteuerter Regler mit elastischer Rückführung.
 30. Voltage Regulators: Engineer, Lond. Januar bis Juni 1938 S. 526, 556, 584, 610.
 31. Druckschriften der verschiedenen Firmen, die Regler herstellen.

Die Bedeutung der wichtigsten Formelzeichen.

k, c	Konstante.
U_0, n_0, ϑ_0	usw. Sollwert der Regelgröße.
U_1, n_1, ϑ_1	usw. Abweichung der Regelgröße vom Sollwert.
x_s	Streureaktanz des Synchrongenerators.
x_h	Hauptreaktanz des Synchrongenerators [$x_h = c^2 \operatorname{tg} \beta$ nach Gl. (38)].
P_0	Kraft des Meßwerkes beim Sollwert der Regelgröße.
ε_0	scheinbarer Regelbereich im Betriebspunkt. $\varepsilon_0 \times$ Sollwert der Regelgröße entspricht der Änderung der Regelgröße beim Durchlaufen des ganzen Regelbereichs unter Annahme nur rein linearer Abhängigkeiten im Regelkreis [Gl. (80) bzw. Abb. 33 oder 88 oder 112].
ε_{v0}	scheinbarer <i>vorübergehender</i> Regelbereich (beim indirekten Regler mit Rückführung) im Betriebspunkt, der einem Weg des Hilfsmotors entspricht, bei dem der Rückführbremszylinder gerade um den Hub H des Meßwerkes gehoben wird [Gl. (168), Abb. 52].
δ_0	Ungleichförmigkeit oder Statik des Meßwerkes bzw. der Regelung im Betriebspunkt. $\delta_0 \times$ Sollwert der Regelgröße entspricht der Änderung der Regelgröße, die unter Annahme nur rein linearer Abhängigkeiten am Meßwerk erforderlich ist, wenn der Meßwerkern einen Weg gleich dem Hub H zurücklegen soll [Gl. (96), Abb. 37].
$\varkappa_0 = \frac{\varepsilon_0}{\delta_0}$	Verstärkungsfaktor im Betriebspunkt (Abb. 39 und 43).
δ_{v0}	Vorübergehende Ungleichförmigkeit oder Statik des Meßwerkes bzw. der Regelung im Betriebspunkt. $\delta_{v0} \times$ Sollwert der Regelgröße entspricht bei einem astatischen Meßwerk der Änderung der Regelgröße, die unter Annahme linearer Abhängigkeiten am Meßwerk <i>bei festgehaltener Bremse</i> erforderlich ist, wenn der Meßwerkern einen Weg gleich dem Hub H zurücklegen soll [Gl. (123), Abb. 44].
λ_0	gibt an, wie die Zugkraft des Meßwerkes im Betriebspunkt abhängig von der Regelgröße ansteigt [Gl. (71), Abb. 32].
$T_I, T_{II} \dots T_n$	Zeitkonstante von Verstellwerken. z. B.
T_{I_g} oder T_{II_g}	usw. Zeitkonstante des Erregerkreises eines Generators [Gl. (24)].
T_{I_e} oder T_{II_e}	usw. Zeitkonstante des Erregerkreises einer Erregermaschine [Gl. (50) bei Fremd- und Gl. (54) bei Selbsterregung].
T_{I_a} oder T_{II_a}	usw. Anlaufzeitkonstante einer Maschine [Gl. (285)].
T_{I_r} oder T_{II_r}	usw. Reglerzeitkonstante eines indirekten Reglers [Gl. (170)].
T_{s_h}	halbe Schlußzeit eines indirekten Reglers bei größter Verstellgeschwindigkeit [Gl. (140)].
$2 T_f$	die Zeit, die bei gleichmäßiger Beschleunigung der Kernmassen (M) durch die Sollkraft des Meßwerkes (P_0) zum Durchlaufen des Reglerhubes (H) erforderlich ist [Gl. (178)]. Bei Meßwerken mit Vertikalbewegung einfach die Fallzeit des Meßwerkernes.
T_k	Zeit zum Durchlaufen des halben Reglerhubes (H) bei konstanter Geschwindigkeit so, daß die direkt mit dem Kern gekuppelte Bremse die Sollkraft des Meßwerkes P_0 liefert [Gl. (78)].

T_{kf}	wie T_k , aber bei elastisch (über Feder) gekuppelter Bremse.
T_R	Rückführzeitkonstante einer Bremse mit Feder [Gl. (151)]. Feder, zunächst um den halben Hub H gespannt, wirkt auf die Bremse, die mit abnehmender Geschwindigkeit entsprechend einer Exponentialfunktion mit der Rückführzeitkonstante T_R bewegt wird.
T_c	Rückführzeitkonstante bei Beeinflussung des Meßwerkes von einer der Änderung der Regelgröße proportionalen Größe. T_c gibt an, in welcher Zeit bei konstantem Anstieg der Regelgröße von Null ab der Sollwert erreicht wird, wenn durch diese Änderung eine Kraft $\lambda_0 P_0$ vom Meßwerk erzeugt wird [S. (137)].
$T_p \cdot 2\pi$	Schwingungsdauer, die der Eigenfrequenz einer Synchronmaschine (ohne Dämpfung gerechnet) entspricht [Gl. (385)].
ω	Kreisfrequenz.
$\omega = \alpha - j\beta$	komplexe Kreisfrequenz.
ω_p	Kreisfrequenz einer Regelschwingung [z. B. Gl. (85) und (128)].
n	Mechanische Winkelgeschwindigkeit (Kreisfrequenz) oder „Drehzahl“ (in 2π sec) einer Maschine.
\mathfrak{P}_1	Kraft (als Zeiger), die am Meßwerk erforderlich ist bei Schwingungen des Meßwerkerns mit verschiedener Frequenz und konstanter Geschwindigkeitsamplitude.
\mathfrak{P}_2	Kraft (als Zeiger), die am Meßwerk wirksam wird bei Schwingungen des Meßwerkerns mit verschiedener Frequenz und konstanter Geschwindigkeitsamplitude.
\mathfrak{Z}_1	ein der Kraft \mathfrak{P}_1 entsprechender Zeitzeiger [Gl. (227)].
\mathfrak{Z}_2	ein der Kraft \mathfrak{P}_2 entsprechender Zeitzeiger [Gl. (240)].
ϱ	Verhältnis von Läuferwiderstand einer Asynchronmaschine zum Widerstand bei Normalmoment im Stillstand [Gl. (332)] $\left(\varrho = \frac{R_2}{R_{2n}}\right)$.
μ	Verhältnis des Momentes einer Asynchronmaschine zum Normalmoment [Gl. (346)] $\left(\mu = \frac{M}{M_n}\right)$.
σ	$\frac{\text{Volt/cm}}{\text{Amp/cm}}$ gibt das Maßstabverhältnis bei Spannungskennlinien (Spannung abhängig vom Strom) an.