



Die „**Sammlung Vieweg**“ hat sich die Aufgabe gestellt, Wissens- und Forschungsgebiete, Theorien, chemisch-technische Verfahren usw., die im Stadium der Entwicklung stehen, durch zusammenfassende Behandlung unter Beifügung der wichtigsten Literaturangaben weiteren Kreisen bekanntzumachen und ihren **augenblicklichen Entwicklungsstand zu beleuchten**. Sie will dadurch die Orientierung erleichtern und die Richtung zu zeigen suchen, welche die weitere Forschung einzuschlagen hat.

Verzeichnis der bisher erschienenen Hefte siehe 3. und 4. Umschlagseite.

Als Herausgeber der einzelnen Gebiete, auf welche sich die Sammlung Vieweg zunächst erstreckt, sind tätig, und zwar für:

Physik (theoretische und praktische, und mathematische Probleme):

Herr Professor **Dr. Karl Scheel**, Physikal.-Techn. Reichsanstalt, Charlottenburg;

Chemie (Allgemeine, Organische und Anorganische Chemie, Physikal. Chemie, Elektrochemie, Technische Chemie, Chemie in ihrer Anwendung auf Künste und Gewerbe, Photochemie, Metallurgie, Bergbau):

Herr Professor **Dr. B. Neumann**, Techn. Hochschule, Breslau;

Technik (Wasser-, Straßen- und Brückenbau, Maschinen- und Elektrotechnik, Schiffsbau, mechanische, physikalische und wirtschaftliche Probleme der Technik):

Herr Professor **Dr.-Ing. h. c. Fritz Emde**, Techn. Hochschule, Stuttgart;

Biologie (Allgemeine Biologie der Tiere und Pflanzen, Biophysik, Biochemie, Immunitätsforschung, Pharmakodynamik, Chemotherapie):

Herr Professor **Dr. phil. et med. Carl Oppenheimer**, Berlin-Grunewald.

Einphasenbahnmotoren

Von

Dr. Iwan Döry

Oberingenieur der Maffei-Schwartzkopff-Werke, Berlin

Mit 75 Abbildungen



Druck und Verlag von Friedr. Vieweg & Sohn in Braunschweig

1919

ISBN 978-3-322-98052-6 ISBN 978-3-322-98685-6 (eBook)
DOI 10.1007/978-3-322-98685-6

Herausgeber dieses Heftes:
Prof. Dr. Fritz Emde, Stuttgart.

Inhaltsverzeichnis.

	Seite
I. Ausgangspunkte der Entwicklung	1
1. Drei Ausgangspunkte	1
2. Der erste Ausgangspunkt: Gleichstrommotor	1
3. Der zweite Ausgangspunkt: Einphasen-Induktionsmotor	9
4. Der dritte Ausgangspunkt: Transformator	21
5. Übersicht	37
II. Die Grundprobleme	43
1. Einleitung	43
2. Kompensation und Überkompensation	44
3. Die Transformatorspannung	56
4. Der Blindverbrauch	65
5. Der Leistungsfaktor	78
III. Ausführungsbeispiele	84

Vorwort.

Die Bemühungen, einen brauchbaren Einphasenbahnmotor zu schaffen, haben, durch eine mächtige Industrie gefördert, zu einer großen Reihe von Motortypen und Schaltanordnungen geführt.

Die vorliegende, aus der Praxis hervorgegangene kleine Schrift beabsichtigt, den heutigen Entwicklungsstand zu kennzeichnen, jedoch nicht jeden einzelnen Typ als Sonderproblem zu erfassen, sondern die allen Motorarten eigentümlichen Erscheinungen auf die wenigen ihnen gemeinsamen Grundgedanken zurückzuführen und den Zusammenhang dieser Motoren mit den verwandten elektrischen Maschinen zu schildern. Es soll angedeutet werden, wie die maßgebenden Grundlagen allmählich erkannt wurden, wie auf dieser Erkenntnis die Entwicklung fußte und zur Bewältigung der dargestellten Grundprobleme führte.

Vollständigkeit der Darstellung und Feststellung von Prioritäten sind nicht beabsichtigt gewesen. Wo überhaupt Namen genannt sind, stehen sie nur als geschichtliche Vertreter der durch sie gekennzeichneten Entwicklungsphase.

Ich bin mir dessen wohl bewußt, daß meiner Bearbeitung in vielen Punkten Ideen Friedrich Eichbergs zugrunde liegen. Das kommt daher, daß ich die Entwicklung des Einphasenbahnmotors viele Jahre lang als Eichbergs Assistent miterlebt habe und mit seinen Erkenntnissen so verwachsen bin, daß ich über jene gemeinsame Tätigkeit hinaus selbst eigene Arbeit, auch dort, wo Eichberg nicht mehr mit allen Folgerungen einverstanden ist, noch seinen Ideen zu danken habe.

Es ist mir ein Herzensbedürfnis, dies auszusprechen und Herrn Dr. Friedrich Eichberg auch an dieser Stelle herzlichst Dank zu sagen.

Herrn Prof. Dr.-Ing. h. c. Fritz Emde und Herrn Prof. Rudolf Richter danke ich herzlichst eine große Reihe wertvoller Ratschläge, Anregungen und sachliche Richtigstellungen.

Berlin, im März 1919.

Iwan Döry.

1. Ausgangspunkte der Entwicklung.

1. Drei Ausgangspunkte.

Die technische Entwicklung des EBM¹⁾ ist von folgenden elektrischen Maschinen ausgegangen: Vom Gleichstrommotor, der dem EBM im Entwurf und äußern Aufbau am nächsten steht, vom Induktionsmotor, der ihm in wesentlichen Eigenschaften nah verwandt ist, und vom gewöhnlichen Transformator, dessen Gesetze die Arbeitsweise des EBM^s beherrschen.

Die Entwicklung hat daher zu einer dreifachen Mannigfaltigkeit von Ausführungsformen oder sogenannten Systemen geführt, die oft als Reihenmotoren, Repulsionsmotoren und Motoren mit Doppelspeisung voneinander unterschieden werden. Aber die Verschiedenheit dieser Systeme ist nur scheinbar. Allen Systemen liegt ein gemeinsames Prinzip zugrunde, das eine einheitliche Betrachtungsweise zuläßt.

Für den praktischen Ingenieur, der von Erfahrungen an ihm vertrauten elektrischen Maschinen ausgehen und auf sie weiterbauen will, wird es von Wert sein, die technische Entwicklung von allen drei Ausgangspunkten zu verfolgen und sich mit Steinmetz, Lamme und Behn-Eschenburg vom Gleichstrommotor aus, mit Arnold, Atkinson, Winter und Eichberg aber vom Induktionsmotor und Transformator aus den heutigen EBMen zu nähern. Dann werden sich diese als einheitliche Maschinengruppe herausheben, die bekannten elektrischen Maschinen umfassend und auf ihnen beruhend.

2. Der erste Ausgangspunkt.

(Gleichstrommotor.)

Der Gleichstromreihenmotor ist auf einfache Weise regelbar und vermag im Stillstand hohes Anzugsmoment auszuüben. Das

¹⁾ EBM = in dieser Schrift benutzte Abkürzung für Einphasen-Bahn-Motor.

Döry, Einphasenbahnmotoren.

macht ihn in besonderer Weise als Bahnmotor geeignet. Selbst noch beim Betrieb mit Wechselstrom behält der Gleichstromreihenmotor diese Eigenschaften, die eben nicht dem Gleichstrom, sondern der Reihenschaltung und dem Kollektor eigentümlich und deshalb dem Gleichstrom- und dem Wechselstrom-Kollektor-Reihen-Motor gemeinsam sind.

Durch die (feststehenden) Arbeitsbürsten des Kollektors wird die Ankerarbeitsachse räumlich festgehalten und bleibt deshalb trotz umlaufenden Ankerwindungen beständig räumlich senkrecht zum ebenfalls im Raum stehenden Treibfeld, das zugleich durch die Reihenschaltung zeitlich in Phase mit dem Arbeitsstrom gehalten wird. Treibfeld und Arbeitsstrom können darum im Verein miteinander Drehmoment erzeugen.

Der Anker mit Kollektor, der Gleichstromanker kurzweg, verleiht also dem Gleichstrom- und dem Einphasen-Reihen-Motor Anzugsmoment im Stillstand und macht sie dadurch beide als Bahnmotoren verwendbar.

Der Gleichstromanker befreit überdies die Drehzahl aus der Abhängigkeit von der Frequenz und ermöglicht erst auf diese Weise die Regelung der Drehzahl durch Änderung der Speisung.

Während die Frequenz in den einzelnen Windungen des Gleichstromankers, so wie im Anker eines Wechselstromgenerators, abhängig von der Drehzahl ist, bleibt die Frequenz an den (feststehenden) Bürsten des Kollektors konstant und von der Drehzahl unabhängig.

Das kommt daher, daß der Bürstenkreis durch den Kollektor davon befreit ist, an dem Schicksal der einzelnen Ankerwindungen dauernd teilzunehmen. Die Frequenz an den Bürsten ist daher unabhängig von der Drehzahl. Von der Umdrehungszahl des Ankers ist nur die Größe der EMK an den Bürsten abhängig. Oder anders ausgedrückt: Die zwischen den Bürsten liegenden und an ihnen vorbeischlüpfenden Ankeramperewindungen ergeben als Resultierende die feststehende Bürstenachse, die relativ zum Treibfeld ruht. Darum hat die Bewegung der einzelnen Ankerwindungen im Treibfeld einen Richtungswechsel der EMK an den Bürsten überhaupt nicht zur Folge. Nur die zeitlichen Änderungen, die das Feld selbst erleidet, werden an den Bürsten in Erscheinung treten. Die Frequenz der EMK an den (feststehenden)

Bürsten ist daher — unabhängig von der Drehzahl — stets gleich der Frequenz des Feldes.

Ist dieses ein Gleichfeld, dann erscheint auch Gleichstrom an den Bürsten, andernfalls aber Wechselstrom von der Frequenz des Wechselfeldes. Der Kollektor mit stillstehenden Bürsten hält die Frequenz an den Bürsten gleich der Frequenz des Feldes, unabhängig von den in den einzelnen Ankerwindungen auftretenden Frequenzen. Der Kollektor ist im eigentlichsten Sinne ein Frequenzumformer und wirkt als solcher auch in jeder Gleichstrommaschine.

Der Kollektor, der die Drehzahl aus der Abhängigkeit von der Frequenz befreit, gestattet darum auch, Kollektorgeneratoren konstanter Frequenz mit beliebiger und veränderlicher Drehzahl anzutreiben. Die Gleichstromdynamo ist nur ein Sonderfall hiervon.

Weil aber von der Drehzahl nicht die Frequenz, sondern nur die Größe der Spannung an den Bürsten abhängt, folgt umgekehrt, daß mit der Größe der den Bürsten aufgedrückten Spannung die Drehzahl geändert und geregelt werden kann.

Zusammengefaßt: Reihenschaltung und Kollektor verleihen allen Kollektormaschinen, einschließlich der Gleichstrommaschine, folgende Eigenschaften: Hohes Anzugsmoment im Stillstand und Unabhängigkeit der Frequenz an den Bürsten von der Drehzahl und daher Regelbarkeit der Drehzahl durch Änderung der Größe der aufgedrückten Spannung.

Das sind im wesentlichen zugleich auch die an Bahnmotoren zu stellenden Betriebsanforderungen.

Die Erkenntnis, daß die Kollektoreigenschaften des Gleichstromankers geeignet sind, dem EBM Ebenbürtigkeit mit dem Gleichstrommotor zu verleihen, führte Steinmetz etwa 1890 zu Versuchen, den EBM ähnlich dem Gleichstromreihenmotor auszubilden.

Es zeigte sich indessen, daß der Leistungsfaktor wegen der hohen Selbstinduktion der Anker- und Erregerwicklung schlecht war und daß die Kommutierung dem Gleichstrommotor gegenüber zu wünschen übrig ließ.

Die Selbstinduktion in der Erregung rührte vom Erregerfeld her, die Selbstinduktion des Ankers von dem sich in der Bürsten-(Arbeits-)achse ausbildenden Ankerfeld.

Um die Selbstinduktion des Ankers zu vermindern, vernichtete Eickemeyer das Ankerfeld durch eine am Ständer angeordnete, dem Anker entgegengesetzt magnetisierende Wicklung (Abb. 1),

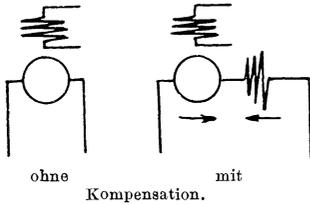


Abb. 1.

und Steinmetz führte — weil er das Erreger- oder Treibfeld nicht ebenfalls aufheben, sondern äußerstenfalls nur schwächen durfte — den Motor von Eickemeyer mit schwachem Erregerfeld, also mit geringer Erregerdurchflutung und dafür um so höherer Ankerdurchflutung aus. Die Kompensationswicklung von Eickemeyer gestattete diese Verschiebung der Durchflutung aus dem Erreger in den Anker- oder Arbeitskreis und ermöglichte damit auch die Verringerung der Selbstinduktion der Erregung.

Die Versuchsmotoren von Steinmetz, die ungefähr viermal soviel Durchflutung im Anker wie in der Erregung hatten, kennzeichnen deutlich das benutzte Prinzip.

Der Reihenmotor von Steinmetz mit kompensiertem Ankerfeld und schwachem Erregerfeld ist später mit geringen Änderungen — allerdings bei den heute üblichen niedrigen Frequenzen — zu einem vorzüglichen EBM geworden. Aber damals waren noch 125 bis 133 Perioden/Sek. gebräuchlich, und unter dieser Frequenz mußte die Kommutierung leiden. Denn in den durch die Bürsten kurzgeschlossenen Ankerspulen — die sich nicht mehr, wie bei Gleichstrom, in einem konstanten Treibfeld, sondern in einem Wechselfeld befinden — wird von diesem Wechselfeld eine EMK, die sogenannte Transformatorspannung, induziert, die nach dem Induktionsgesetz dem Erregerfluß F und der Frequenz ν direkt proportional ist:

$$e_T = 4,44 \nu F 10^{-8} \text{ Volt pro Windung}$$

oder allgemein

$$e_T = 4,44 \nu F w (p/a) 10^{-8} \text{ Volt,} \quad (1)$$

wenn jede Ankerspule w Windungen hat und p/a Spulen in Reihe durch die Bürsten kurzgeschlossen werden ($2p =$ Polzahl, $2a =$ Zahl der parallelen Ankerstromzweige).

Die von Steinmetz zur Erhöhung des Leistungsfaktors empfohlene Verringerung des Erregerflusses und der Frequenz

sind ersichtlich auch die einzigen Mittel zur Verminderung der Transformatorspannung.

Dem Reihomotor war deshalb der Erfolg gesichert, als Lamme (1902) mit der Frequenz auf 25/Sek. herunterging und die bei dieser Frequenz noch auftretende Transformatorspannung in Widerstandsverbindungen zwischen Anker und Kollektor vernichtete.

In diesen Widerstandsverbindungen wurde zugleich auch die Wendespannung mit verzehrt, die bei der Kommutierung — so wie in jeder Gleichstrommaschine — durch die Umkehrung der Stromrichtung entsteht.

Die Einführung der Wendepole in den Gleichstrommaschinenbau und die Möglichkeit, den als Wendespannung bezeichneten Teil der Funkenspannung auch im EBM auf ähnliche Weise aufzuheben (Abb. 2), veranlaßten Behn-Eschenburg, Milch, Richter und andre, auch die Transformatorspannung mit Hilfe einer Gegenspannung zu vernichten, die durch Bewegung in einem

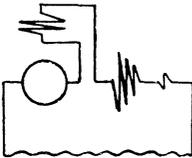


Abb. 2.

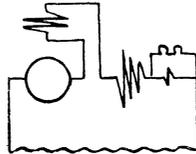


Abb. 3.

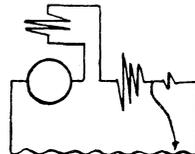


Abb. 4. (Richter.)

Hilfsfeld geeigneter Größe und Phase erhalten werden kann. Weil die Transformatorspannung dem Erregerfeld in der Phase angenähert um 90° nacheilt, so war auch ein nacheilendes Hilfsfeld notwendig, das Behn-Eschenburg durch Nebenschaltung von Widerständen u. dgl. zu einem Wendepol (Abb. 3) und Richter durch Schaltung des Wendepols im Nebenschluß zum Motor erzeugte (Abb. 4).

Damit die Spannung, die durch Bewegung in diesem Hilfsfeld mit dem Fluß Φ entsteht, der Transformatorspannung gleich wäre, müßte aber für alle Drehzahlen n die Bedingungsgleichung

$$c_1 \Phi n = c_2 F v$$

erfüllt sein (c_1, c_2 Konstanten), d. h. das Hilfsfeld müßte in Abhängigkeit von der Geschwindigkeit n nach dem Gesetz

$$\Phi = c F \frac{v}{n} \quad (2)$$

geregelt werden ($c = c_2/c_1$).

Unterläßt man aber eine solche Regelung des Hilfsfeldes, so wird die Wendespannung zwar für alle Belastungen und Geschwindigkeiten, die Transformatorspannung aber nur für eine einzige Drehzahl vollständig aufgehoben werden können. Es wird im allgemeinen ein Rest von der unter- oder überkompensierten Spannung verbleiben, der beim Anlauf und bei niedrigen Geschwindigkeiten zur vollen Höhe der nur durch den Erregerfluß und die Frequenz begrenzten Transformatorspannung anwächst.

Der Umstand, daß die Transformatorspannung im Anlauf überhaupt nicht aufgehoben werden kann, die Anfahrt aber die Seele des Bahnbetriebes bildet, hat in den letzten Jahren der Entwicklung dazu geführt, die Frequenz im Eisenbahnbetrieb auf etwa $16\frac{2}{3}$ Perioden/Sek. weiter zu erniedrigen.

Bei dieser Frequenz ergeben selbst Polflüsse von 2 bis $3 \cdot 10^6$ cgs-Linien kaum 2 Volt Transformatorspannung. Eine so geringe Transformatorspannung kann auch ohne die Verwendung besonderer Hilfsfelder oder Widerstandsverbindungen von den vorhandenen Widerständen des Kommutierungskreises verzehrt werden und zu funkenfreier Kommutierung führen, wenn die Wendespannung aufgehoben ist.

Entwirft man EBMen als kompensierte Maschinen nach den aus dem Gleichstrommaschinenbau bekannten Erfahrungen, so wird man demnach, auch ohne zusätzliche Hilfsmittel für die Kommutierung, ausgezeichnete Motoren erhalten können, wenn man die Transformatorspannung nicht höher als 2 Volt wählt. Mit Transformatorspannungen von dieser Größenordnung aber sind die größten praktisch in Frage kommenden Modelle noch ausführbar. Die vom Verfasser entworfenen Motoren der Maffei-Schwartzkopf-Werke haben bei 1250 PS = 920 kW Dauerleistung nur 1,8 Volt Transformatorspannung. Mit diesen Motoren wurde der nach der bisherigen Entwicklung rückläufige Weg zum reinen Reihenmotor von Steinmetz mit großen Leistungen zum ersten Male beschritten.

Durch zweckentsprechende Bemessung des Motors läßt sich eben die Transformatorspannung auch der größten Modelle noch in denselben Grenzen halten, wie bei einem Motor von geringer Leistung. Der Bau von Motoren mit immer größerer Leistung hat sich derart immer weniger als eine Frage der Wechselstromkommutierung oder der Beherrschung der Transformatorspannung

herausgestellt und immer mehr als eine Frage der Gleichstromkommutierung, der vollkommenen Kompensation der Wendespannung. Das wird verständlicher, wenn man bedenkt, daß die Bedingungen für die Stromwendung bei den heute üblichen Umfangsgeschwindigkeiten und Strombelägen der EBMen den schwierigsten Bedingungen für die Stromwendung von Gleichstromturbogeneratoren kaum noch nachstehen. Die Forderung nach vollkommener Gleichstromkommutierung in den EBMen ist darum in den letzten Jahren immer stärker in den Vordergrund getreten. Tatsächlich sind die Kommutierungsschwierigkeiten, die auch bei richtig bemessenen EBMen bisweilen noch auftreten, in der Regel Schwierigkeiten der Stromwendung und können wie bei großen Turbogeneratoren nur durch genaue Werkstattarbeit und durch sorgfältige Einstellung des Wendefeldes behoben werden.

Beispiel 1.

1250 PS-Motor der Maffei-Schwartzkopff-Werke für die
1-C-1 ES-Lokomotiven Halle.

(Entworfen vom Verfasser. Vgl. Beispiele 10, S. 51; 12, S. 72; 18, S. 81.)

Reiner Reihenmotor ohne Hilfsmittel (phasenverschobene Felder oder Widerstandsverbindungen) für die Wechselstromkommutierung. Bei 110 km/h und rd. 3000 kg Zugkraft am Haken, entsprechend rd. 1250 PS Motorleistung, beträgt die Transformatorspannung 1,8 Volt und die Wendespannung etwa 10,5 Volt bei $A = 350$ Amp/cm Strombelag und rd. 54 m/Sek. Anker-
geschwindigkeit (vgl. Beispiel 10).

Bei vollkommener Vernichtung der Wendespannung mit Hilfe eines Wendefeldes bleibt als Funkenspannung sonach nur die Transformatorspannung von 1,8 Volt übrig, die noch funkenfreie Kommutierung zuläßt.

Ersichtlich ist die Wendespannung etwa 6 mal so groß wie die Transformatorspannung. Die Beherrschung der Stromwendung ist deshalb ausschlaggebend für funkenfreien Gang.

Schaltungsschema (Abb. 5): Die Geschwindigkeit wird durch Änderung der Speisespannung in 19 Stufen mit Hilfe eines Zusatztransformators geregelt, dessen Sekundärspannung durch Änderung der Primärspannung geändert wird. Die Schaltwalze wird mittels Handrad vom Führerstand aus angetrieben.

Beispiel 2.

1000 PS-Motor der Maschinenfabrik Oerlikon für die Lötschberg-
Lokomotive Nr. 121.

(Vgl. Beispiele 11, S. 54; 14, S. 76; 17, S. 81.)

Reihenmotor mit phasenverschobenem Hilfsfeld.

Vollast: 420 Volt, 2100 Amp., 1000 PS bei 510 U. p. M., 15 Per./Sek.

$2a = 2p = 12$ Pole.

168 Ankernuten mit je 6 Stäben. — 84 Stäbe in Reihe.

Nimmt man bei 420 Volt Klemmenspannung die EMK im Anker zu rd. 380 Volt an, so folgt der Polfuß F aus

$$380 = \sqrt{2} F' 84 (pn/60) \cdot 10^{-8} \quad (11)$$

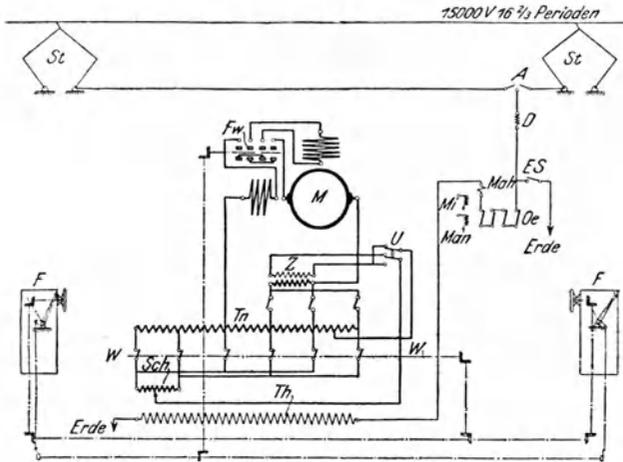
zu

$$F' = 6,25 \cdot 10^6 \text{ egs-Linien,}$$

und die Transformatorspannung wird

$$e_T = 4,44 \nu F' 10^{-8} \approx 4,2 \text{ Volt.} \quad (1)$$

Die Wendespannung beträgt angenähert 7 Volt (vgl. Beispiel 11, S. 54), die resultierende Funkenspannung daher rd. $\sqrt{7^2 + 4,2^2} = 8,2$ Volt (Abb. 64). Gibt man dem Wendefeld die zur Aufhebung der Funkenspannung geeignete



<i>St</i>	Stromabnehmer	<i>Mi</i>	Nullspannungsauslösung
<i>A</i>	Trennschalter	<i>M</i>	Antriebmotor
<i>D</i>	Drosselspule	<i>F</i>	Fahrtschalter
<i>ES</i>	Erdungsschalter	<i>W-W</i>	Schaltwalze
<i>Oe</i>	Ölschalter	<i>U</i>	Umschalter
<i>Mah</i>	Maximalauslösung (Hochspannung)	<i>Fw</i>	Fahrtwender
<i>Man</i>	Maximalauslösung (Niederspannung)	<i>Sch</i>	Schalterdrosselspule
		<i>Th, Tn</i>	Haupttransformator
		<i>Z</i>	Zusatztransformator

Grundsätzl. Schaltplan der 1-C-1-Schnellzuglokomotive der Maffei-Schwartzkopff-Werke.

Reglungsverfahren mit Zusatztransformator.

(Glaser's Annalen vom 15. Nov. 1916 ff. und ETZ. 1918, S. 314.)

Abb. 5.

Größe und verschiebt die Phase des Wendefeldes durch Nebenschaltung von Widerständen derart, daß es bei 510 U. p. M. in Phase mit der Funkenspannung kommt, dann wird bei dieser Drehzahl die Wendespannung und die Transformatorspannung vollständig durch die Gegenspannung aufgehoben werden können, die durch Bewegung im Wendefeld entsteht.

Die Wendespannung wird zwar auch noch bei beliebigen Drehzahlen und Lasten — so wie in Gleichstrommaschinen — kompensiert bleiben, weil

sie, ebenso wie die Gegenspannung, mit der Geschwindigkeit wächst und abnimmt. Die Transformatorspannung dagegen, die von der Geschwindigkeit unabhängig ist, wird bei sinkender Drehzahl unterkompensiert, mit steigender Drehzahl aber durch die Gegenspannung überkompensiert sein (Abb. 6).

Ohne Regelung des phasenverschobenen Hilfsfeldes¹⁾ ist die Kompensation der Transformatorspannung eben nur für eine Drehzahl möglich.

Bei der maximalen Drehzahl von rd. 900 U. p. M. beträgt die nicht kompensierte Transformatorspannung

rd. $4,2 \cdot \{(900 - 510) / 510\} = 3,2$ Volt, konstantes Drehmoment vorausgesetzt.

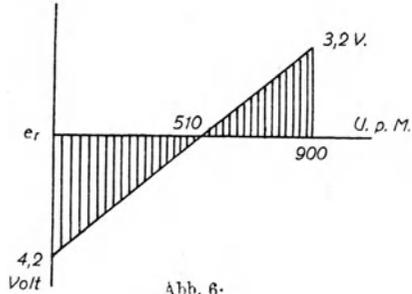


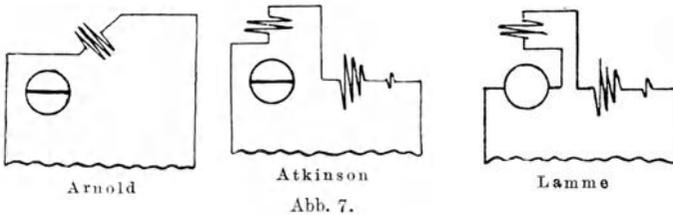
Abb. 6.

3. Der zweite Ausgangspunkt.

(Einphasen-Induktionsmotor.)

Während Steinmetz, Eickemeyer, Lamme und Behn-Eschenburg sich mit der Umbildung des Gleichstromreihenmotors für Wechselstrom beschäftigten, waren die Bemühungen vieler Elektrotechniker der damaligen Zeit darauf gerichtet, die Unvollkommenheiten des Einphasen-Induktionsmotors zu beseitigen, der als Bahnmotor schon deshalb ungeeignet war, weil er kein Anzugsmoment besaß.

E. Arnold versah deshalb den Induktionsmotor (1892) mit einem Gleichstromanker, dessen Kollektoreigenschaften dem Motor



bei Reihenschaltung Anzugsmoment und Regelbarkeit verlieren. Die Kollektorbürsten waren so wie im ältern Repulsionsmotor geneigt zur Ständerachse kurzgeschlossen. Atkinson zerlegte

¹⁾ Als Ausführungsbeispiel für die Regelung des Hilfsfeldes vgl. Beispiel 9, S. 36.

später die Ständerwicklung in zwei Teile, die offenbar der Kompensationswicklung und der Erregerwicklung des kompensierten Reihenmotors von Eickemeyer entsprechen (Abb. 7).

Die von Eickemeyer angegebene Kompensation konnte nämlich entweder in Reihe mit dem Anker liegen und vom Anker unmittel-

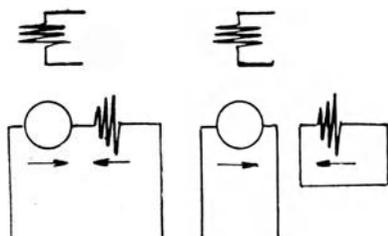


Abb. 8.

bar gespeist sein, sie konnte aber auch kurzgeschlossen und nur mittelbar (transformatorisch) gespeist sein (Abb. 8). Im letztern Falle können Kompensation und Ankerwicklung — weil sie ein Transformator-system bilden — auch ihre Rollen tauschen. Die kurzgeschlossene Kompensations-

wicklung liegt dann im Anker, während die Anker-Arbeitsspannung an der Kompensationswicklung im Ständer erscheint (Abb. 9).

Der Repulsionsmotor vereinigt also in sich die Eigenschaften des kompensierten Reihenmotors mit einem Transformator und gestattet durch die Wahl des Verhältnisses der Windungszahlen

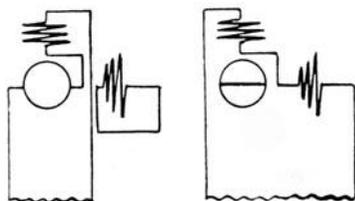


Abb. 9.

von Kompensation und Anker die Speisung mit beliebigen Betriebsspannungen, trotz unverändert niedriger Ankerspannung.

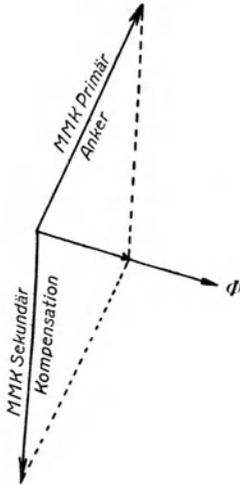
Das war ein großer Vorsprung dem Reihenmotor gegenüber. In einigen Fällen wurde es dadurch möglich, die Bahnmotoren ohne Zwischenschaltung eines Leistungstransformators unmittelbar an die Fahrdrachtspannung anzulegen.

Zum Beispiel wurden die kompensierten Repulsionsmotoren von Winter und Eichberg für Spindlersfelde (1904) mit 6000 Volt direkt gespeist. Die Ankerspannung war angenähert 200 Volt.

Es kam hinzu, daß der Repulsionsmotor unter Vermeidung zusätzlicher Regelungsorgane die Drehzahlregelung durch Bürsterverschiebung möglich machte und dem Reihenmotor in der Einfachheit der Ausrüstung des Fahrzeuges mehrfach überlegen war.

Ein Vorteil für die Kommutierung wurde schließlich in der zuerst von Atkinson (1898) bemerkten Eigenschaft des Repulsionsmotors erblickt, die Transformatorspannung im Synchronismus selbsttätig zu kompensieren.

Während bei einfacher Reihenkompensation die Ankerdurchflutung durch die Gegenschaltung der Kompensationsdurchflutung so vollkommen aufgehoben werden kann, daß in der Arbeitsachse kein Feld bestehen bleibt, bleibt in der Arbeitsachse des Repulsionsmotors so, wie in jedem Transformator stets der gemeinsame Transformator- oder Querfluß Φ übrig, der die aufgedrückte Spannung balanciert und die ein Transformatorsystem bildenden Windungen des Ankers und der Kompensation miteinander kuppelt (Abb. 10).



MMK = Magnetomotorische Kraft

Abb. 10.

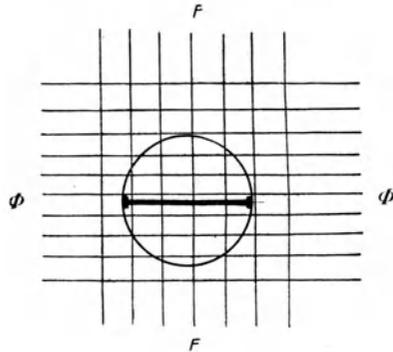


Abb. 11.

Die Phase des Transformatorfeldes eilt dem Strom und dem Erregerfeld angenähert um 90° nach. Im Verein mit letzterem bildet es ein Drehfeld im allgemeinen von elliptischem Charakter.

Im Stillstand muß das Transformatorfeld verschwinden, weil sich der Repulsionsmotor dann wie ein ruhender, kurzgeschlossener Transformator verhält. Mit steigender Drehzahl dagegen verhält sich der Repulsionsmotor wie ein sich allmählich belastender Transformator, dessen Transformatorfeld nach dem Gesetz wächst, das aus dem Bürstenkurzschluß folgt (Abb. 11):

Transformatorisch vom Fluß Φ erzeugte EMK
 = der durch Bewegung im Erregerfluß F erzeugten EMK,

oder

$$c_1 \Phi \nu = c_2 F n$$

$$\Phi = c F \frac{n}{\nu} = F \frac{n}{\nu}, \quad (3)$$

weil für Sinusfelder $c_1 = c_2$.

Für die synchrone Drehzahl $n = \nu$ folgt:

$$\Phi = F.$$

Das Drehfeld wird zum Kreisfeld (Abb. 12). Die einzelnen Ankerwindungen bleiben bei jeder Bürstenstellung spannungslos, weil

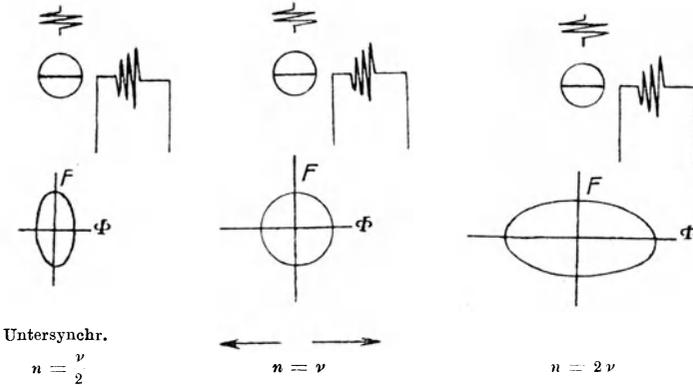


Abb. 12.

sie sich mit dem Drehfeld synchron bewegen und weil das Drehfeld ein Kreisfeld ist. Die Transformatorspannung ist im Synchronismus Null.

Bei asynchronen Drehzahlen aber entstehen in den einzelnen Ankerwindungen zwei im allgemeinen ungleiche EMKe, deren eine

$$e_R = c_2 \Phi_2 n$$

von der Drehung in dem zur Windungsebene parallelen Feld Φ_2 , und deren andre

$$e_T = c_1 \Phi_1 \nu$$

von der zeitlichen Änderung des zur Windungsebene senkrechten Feldes Φ_1 herrührt (Abb. 13). Nur die Ankerwindungen, in denen die beiden EMKe einander gleich sind, werden auch bei beliebiger Geschwindigkeit spannungslos bleiben.

Aus $e_R = e_T$ folgt wegen $c_1 = c_2$ für Sinusfelder die Bedingungsgleichung

$$\frac{\Phi_1}{\Phi_2} = \frac{n}{\nu}. \quad (4)$$

Vollkommene Kommutierung im elliptischen Drehfeld ist deshalb an die Bedingung geknüpft, daß das Verhältnis der zur kommutierenden Windung senkrechten zu der zu ihr parallelen Feldkomponente der Geschwindigkeit proportional ist. Es gibt nur eine einzige Bürstenachse, für die das Drehfeld diese Bedingung erfüllen kann. In der zu dieser bevorzugten Bürstenachse senkrechten Achse tritt notwendig die höchste Funken- spannung auf.

Im Repulsionsmotor erfüllt das Drehfeld die Bedingung für die in der Erregerachse liegenden Ankerwindungen. Das kommt

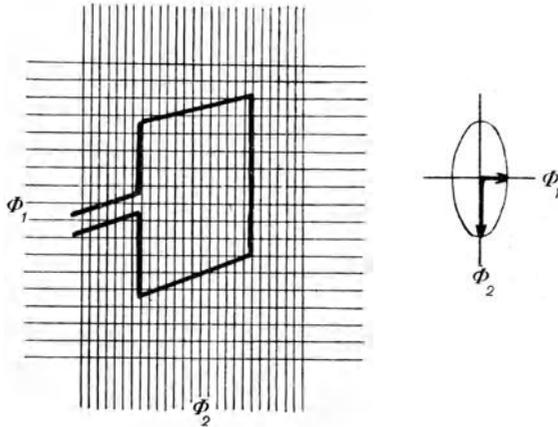


Abb. 13.

daher, daß sich das Transformatorfeld der Arbeitsachse proportional mit der Geschwindigkeit verändert:

$$\frac{\Phi}{F} = \frac{n}{v} \quad (3)$$

In der Erregerachse aufgesetzte Bürsten werden daher bei allen Drehzahlen vollkommene Kommutierung geben. Hieraus folgt notwendig, daß die Bürsten in der Arbeitsachse mit höchster Funken- spannung kommutieren müssen. Diese höchste Funken- spannung ist gleich der Differenz der beiden EMKe, deren eine

$$e_R = c \Phi n$$

durch Bewegung im Transformatorfeld Φ und deren andre

$$e_T = c F v$$

transformatorisch im Erregerfeld F erzeugt wird:

$$e_F = e_T - e_R = cFv - c\Phi n = cFv \left(1 - \frac{n^2}{v^2}\right) = e_T \left(1 - \frac{n^2}{v^2}\right). \quad (5)$$

Beispiel 3.

Die Transformatorspannung sei im Stillstand

$$e_T = cFv = 4 \text{ Volt.} \quad n = 0$$

Dann ist die Funkenspannung bei halbem Synchronismus

$$e_F = e_T \left(1 - \frac{1}{4}\right) = \frac{3}{4} e_T = 3 \text{ Volt,} \quad n = v/2$$

wird im Synchronismus

$$e_F = 0, \quad n = v$$

erreicht jedoch bei 1,4 fachem Synchronismus wieder die volle Stillstandsgröße

$$e_F = e_T |1 - 1,4^2| = e_T = 4 \text{ Volt,} \quad n = 1,4 v$$

wird bei doppeltem Synchronismus gleich dem dreifachen Wert

$$e_F = e_T |1 - 2^2| = 3e_T = 12 \text{ Volt} \quad n = 2 v$$

und wächst mit weiter steigender Drehzahl über jeden Grenzwert hinaus.

Ersichtlich kann die Kommutierung durch eine Schwächung des Erregerflusses F nur im Untersynchronismus wesentlich verbessert, im Übersynchronismus aber praktisch entscheidend nicht beeinflusst werden. Selbst eine Schwächung des Erregerflusses auf die Hälfte würde bei doppeltem Synchronismus noch 6 Volt Funkenspannung geben, während die höchste Funkenspannung im Untersynchronismus (Stillstand) nur 2 Volt betragen würde (vgl. Beispiel 4, Kommutierung im Übersynchronismus).

Das Arbeitsbereich des Repulsionsmotors ist deshalb durch die Funkenbildung eng begrenzt und an die Nähe der synchronen Drehzahl gebunden. Nur die Veränderung der Felder in beiden Achsen gibt die Möglichkeit, funkenfreien Lauf in weiten Grenzen zu erreichen. Denn jeder Drehzahl ist ein bestimmtes, durch das Gesetz

$$\frac{F}{\Phi} = \frac{n}{v} \quad (6)$$

(Gl. 6 folgt aus Gl. 4 u. 5) gegebenes Verhältnis F/Φ zugeordnet, für das die Transformatorspannung unter den Arbeitsbürsten verschwindet. Durch das Verhältnis der Felder in den beiden Achsen also, nicht durch die Felder selbst, wird die Kommutierung bestimmt. Das ist die dem Problem des Repulsionsmotors durch Winter und Eichberg gegebene Formulierung, die zugleich die Lösung gibt, daß die Felder F und Φ unabhängig voneinander geregelt werden müssen.

Die Bedeutung dieser Erkenntnis ist in ihrer ganzen Tragweite erst dann gewürdigt worden, als sie in ihrer letzten Konsequenz zur Regelung des Querflusses Φ und zum Motor mit Doppelspeisung des Ankers führte.

Im Repulsionsmotor war nur die Regelung des Erregerflusses F möglich. Der Erregerstrom mußte zu diesem Zweck aus seiner starren Kupplung mit dem

Arbeitsstrom befreit und auf veränderliche Weise mit ihm verkettet werden. Winter und Eichberg erreichten es mit Hilfe eines besondern, sogenannten Erregertransformators mit regelbarer Übersetzung (Abb. 14). Auf diese Weise konnte der Erregerfluß im Anlauf geschwächt und

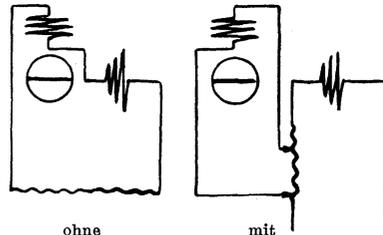


Abb. 14.

die Transformatorspannung vermindert und durch Veränderung des Verhältnisses der Arbeitsdurchflutung zur Erregerdurchflutung die Kommutierung beeinflusst werden.

Zur vollen Geltung gelangte der Erregertransformator in Verbindung mit der Ankererregung, durch die die Selbstinduktion der Erregerwicklung vernichtet werden konnte. Die Erkenntnis, daß Bürsten in der Erregerachse bei allen Drehzahlen vollkommen kommutieren, hat Winter, Eichberg und Latour den Mut gegeben, den Motor mit Hilfe besonderer Erregerbürsten vom Anker aus zu erregen (Abb. 15). Durch Bewegung im Transformatorfluß entsteht an den Erregerbürsten die voreilende EMK

$$e_R = c_1 \Phi n,$$

die der Phase nach geeignet ist, die nacheilende durch das Erregerfeld induzierte EMK

$$e_S = c_2 F v$$

aufzuheben. Aus

$$\Phi = F \frac{n}{v} \quad (3)$$

folgt:
$$e_S - e_R = c_2 F v - c_1 \Phi n = c F v \left(1 - \frac{n^2}{v^2}\right), \quad (5a)$$

d. h. die Selbstinduktion in der Erregerachse ist im Synchronismus ($n = \nu$) vollkommen aufgehoben, im Übersynchronismus sogar überkompensiert. Für die Kompensation der Selbstinduktion in der Erregerachse gilt dasselbe Gesetz, das für die Kompensation der Transformatorspannung unter den Arbeitsbürsten gefunden worden ist.

Eickemeyer war es gelungen, die Selbstinduktion des Ankers aufzuheben. Winter, Eichberg und Latour haben auch noch die Selbstinduktion der Erregerwicklung vernichtet. Der Leistungsfaktor war damit gleich Eins geworden. Von der Steinmetzschen Forderung, die Erregerdurchflutung zu verringern, war der kompensierte Repulsionsmotor wieder frei. Mit Hilfe des regelbaren Erregertransformators konnte das Verhältnis der Erreger- zur Arbeitsdurchflutung sogar beliebig eingestellt und verändert und damit der Scheinwiderstand des Motors beeinflußt werden (Beispiel 4).

Die getrennte Regelung des Erregerfeldes konnte zwar die Transformatorspannung beim Anlauf und im Untersynchronismus vermindern und das Arbeitsgebiet des Repulsionsmotors erweitern helfen, einen entscheidenden Einfluß auf die Kommutierung im Übersynchronismus aber nicht gewinnen (vgl. Beispiel 3). Der Repulsionsmotor blieb, allen Bemühungen trotzend, am Synchronismus, als an einem vom Induktionsmotor ihm überkommenen Erbe, haften und war für weite Regulierbereiche nur schwer verwendbar. Es kam hinzu, daß die durch die Rücksicht auf den Reihomotor veranlaßte Herabsetzung der Frequenz dem Repulsionsmotor zum Nachteil gereichen mußte, weil die Erniedrigung der Frequenz im allgemeinen auch eine Erniedrigung der (synchronen) Drehzahl des Repulsionsmotors bedeutet. Das ist der wahre Grund, weshalb von dieser Seite gegen die Herabsetzung der Frequenz gekämpft wurde. Für $16\frac{2}{3}$ Per./Sek. sind 1000 U. p. M. die höchste synchrone Drehzahl und angenähert die höchste Drehzahl des Repulsionsmotors überhaupt. Wollte man einen Repulsionsmotor für 1000 PS und 400 U. p. M. bauen, so dürfte er nur 4 Pole haben, während ein Reihomotor wahrscheinlich 16 und noch mehr Pole erhalten würde. Die Eigenschaften des Repulsionsmotors zwingen dazu, die Polzahl abhängig von der Drehzahl anzunehmen, was in der Regel eine störende Beschränkung der Freiheit des Entwurfes bedeutet und zu unzulässig hohen Leistungen

pro Pol führen kann. Das ist ein weiterer Grund dafür, daß der Repulsionsmotor trotz vielen ihm verliehenen blendenden Eigenschaften in manchen Fällen aus dem Wettbewerb ausscheiden muß.

In dieser Bedrängnis des Repulsionsmotors griffen Winter und Eichberg auf die von ihnen für funkenfreie Kommutierung aufgestellten Bedingungen zurück: Man muß die Felder in beiden Achsen unabhängig voneinander regeln, damit die Transformatorspannung für alle Drehzahlen verschwindet. Die getrennte Regelung des Erregerflusses F allein hatte dem Repulsionsmotor die Befreiung aus dem Synchronismus nicht gebracht. Man müßte, um die Bedingung

$$\frac{F}{\Phi} = \frac{n}{v} \quad (6)$$

restlos zu erfüllen, auch noch den Querfluß Φ — im umgekehrten Verhältnis zur Geschwindigkeit — regeln können. Dies aber würde gegen das Gesetz des Repulsionsmotors verstoßen, dessen Querfluß

$$\Phi = F \frac{n}{v} \quad (3)$$

mit der Drehzahl wächst und abnimmt. So ward der fehlerhafte Zirkel offenbar.

Die Erkenntnis, daß die Querfeldregelung notwendig, im gewöhnlichen Repulsionsmotor aber unmöglich ist, führte Winter und Eichberg zum Motor mit Doppelspeisung des Ankers (Abb. 27, Mitte, S. 23).

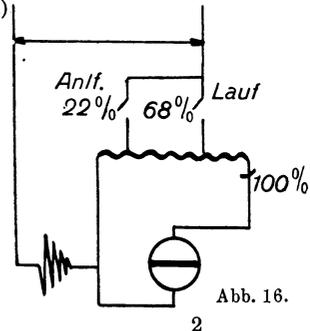
Beispiel 4.

350 PS- Winter- Eichberg- Motor der Oranienburger
Versuchslokomotive.

(ETZ 1907, S. 131; 1908, S. 427 u. 590. Arnold, Wechselstromtechnik V, 2.)
(Vgl. Beispiel 13, S. 74.)

350 PS Stundenleistung bei 500 U. p. M.,
25 Per./Sek.
800 Volt am Ständer, 300 Volt am Anker.
Ankerdurchmesser 795 mm.
Gesamte Eisenbreite $l_0 = 300$ mm.
 $2p = 6$ Pole.
Luftspaltbreite $\delta = 2,5$ mm.
69 Ankernuten mit je 12 Leitern.
414 Lamellen.

Döry, Einphasenbahnmotoren.



Für $2p = 2a = 6$ ist die Leiterzahl in Reihe $Z = 69 \times 12/6 = 138$.
Der Polfluß F folgt aus der Ankerspannung

$$300 = 1,41 \cdot F \cdot 138 \cdot 3 \cdot (500/60) \cdot 10^{-8} \quad (11)$$

zu $F = 6,2 \cdot 10^6$ cgs-Linien.

Die Transformatorspannung beim Stundendrehmoment von 500 kgm ist

$$e_T = 4,44 \cdot 25 F \cdot 10^{-8} = 6,9 \text{ Volt.} \quad (1)$$

Ankererregung.

Gesamte Eisenbreite L_0	=	300 mm
Wirksame Eisenbreite $L'_0 = \text{rd. } 0,9 L_0$	=	270 mm
Polteilung τ	=	415 mm
Querschnitt des Luftfeldes $Q = L'_0 \tau$	=	1 120 cm ²
Polfluß F	=	$6,2 \cdot 10^6$ cgs
Mittlere Luftinduktion $B = F/Q$	=	5 500 Gauss
Maximale Luftinduktion $= B \pi/2 = B_{\text{max}}$	=	8 700 Gauss
Luftspaltbreite δ	=	0,25 cm
Äquivalente Luftspaltbreite $\delta'' = \text{rd. } 1,6 \delta$	=	rd. 0,40 cm
Maximale Durchflutung pro Pol $= 0,8 \delta'' B_{\text{max}}$	=	2 800 Amp.
Effektive Durchflutung pro Pol $= 0,8 \delta'' B_{\text{max}}/\sqrt{2}$	=	2 000 Amp.
Gesamte effektive Durchflutung	=	12 000 Amp.
Ankerwindungszahl in Reihe W_a	=	69
Wicklungsfaktor f_a	=	$2/\pi$
Ankerwindungszahl eff. $= W_a \cdot f_a$	=	44
Erregerstrom $J_e = 12000/44$	=	270 Amp.
Vollaststrom bei 350 PS, 800 Volt: J_s	=	rd. 400 Amp.
Übersetzung des Erregertransformators für Vollast J_e/J_s	=	$270/400 = 0,68$

(vgl. Abb. 16).

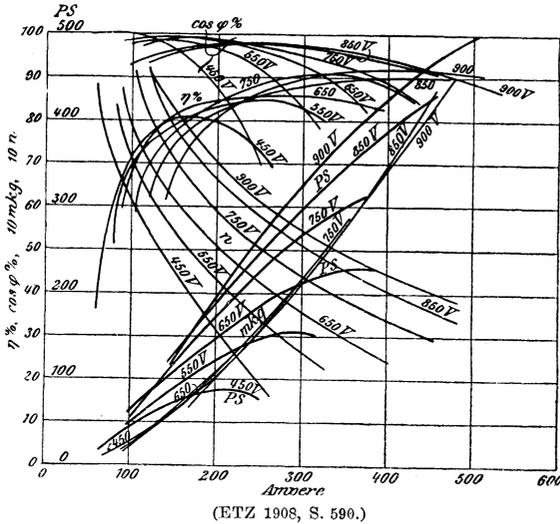


Abb. 17.

Drehzahlregelung.

Durch Erniedrigung der Übersetzung z. B. auf 0,5 wird der Erregerstrom J_e bei gleicher Last ($J_s = 400$ Amp.) von $J_e = 270$ auf $J_e = 0,5 \cdot J_s = 200$ Amp. verringert, der Erregerfluß mit Rücksicht auf die Sättigung etwa im Verhältnis $\sqrt{200/270} = 0,86$ geschwächt und die Drehzahl im umgekehrten Verhältnis erhöht.

Andererseits läßt sich durch Erhöhung der Über-

setzung z. B. auf 1:1 die Durchflutung der Erregung im Verhältnis von 400:270 und der Erregerfluß etwa um 20 Proz. verstärken und die Drehzahl um denselben Betrag erniedrigen. Auf diese Weise kann die Drehzahl durch Änderung der Übersetzung am Erregertransformator auch bei unveränderter Speisespannung geregelt werden.

Abb. 17 zeigt Kennlinien für verschiedene Speisespannungen (450 bis 900 Volt) und konstante Übersetzung (1:1) am Erregertransformator.

Sind die Übersetzungen am Erregertransformator, wie oben angedeutet, 1:1 und 0,5:1, dann kann der Erregertransformator auch ganz weggelassen und die Erregung durch Umschaltung vom ganzen auf den halben Anker geregelt werden (Abb. 18).

Anlauf.

1. Die Übersetzung am Erregertransformator sei so einzustellen, daß die Transformatorspannung beim Anlauf mit maximalem Anzugsmoment (800 kgm) 5 Volt nicht überschreitet: Die Transformatorspannung beim Lauf mit Stundendrehmoment (500 kgm) beträgt 6,9 Volt. Die für den Anlauf mit 5 Volt erforderliche Schwächung des Erregerflusses ist daher: $5/6,9 = 0,72$. Der Anlaufstrom für 1,6 faches Moment und 0,72 faches Feld wird sonach: $1,6/0,72 = 2,2$ fach.

Übersetzung am Erregertransformator bei Vollast = 0,68.

Übersetzung für Anlauf $0,68 \times 0,72/2,2 = 0,22$.

2. Anlauf mit verschiedenen Übersetzungen:

Ist J der Arbeitsstrom im Ständer und u die Übersetzung, dann ist uJ der Erregerstrom und der Erregerfluß angenähert: $F = c_1 \cdot uJ$.

Das Drehmoment ist dem Produkt aus Arbeitsstrom und Erregerfluß proportional: $T = c_2 FJ = c_3 uJ^2$.

Für konstantes Drehmoment ($uJ^2 = \text{konst.}$) ändert sich also der Arbeitsstrom umgekehrt wie die Wurzel aus der Übersetzung, während die Transformatorspannung

$$e_T = c_4 F = c_5 uJ = c_6 \sqrt{u}$$

der Wurzel aus der Übersetzung direkt proportional ist.

Der Einfluß verschiedener Übersetzungen auf die Anlaufverhältnisse ergibt sich daher wie folgt:

	Lauf	Anlauf		
Drehmoment kgm	500	500	500	500
Übersetzung	0,68	0,22	0,5	1,0
Transformatorspannung . . Volt	6,9	3,9	5,9	8,4
Strom Amp.	400	700	465	330
Strom gemessen [Abb. 19] ¹⁾ Amp.	—	—	475	375

Mit Hilfe des Erregertransformators kann die Transformatorspannung also auf Kosten des Anlaufstromes und, wie aus Beispiel 13, S. 74 folgt, auch auf Kosten des Blindverbrauches durch Schwächung des Erregerflusses erniedrigt und geregelt werden.

¹⁾ Die Abweichungen zwischen gerechneten und gemessenen Werten rühren unter andrem vom Einfluß der Sättigung her.

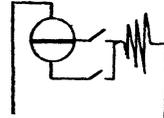


Abb. 18.

Kommutierung in Übersynchronismus.

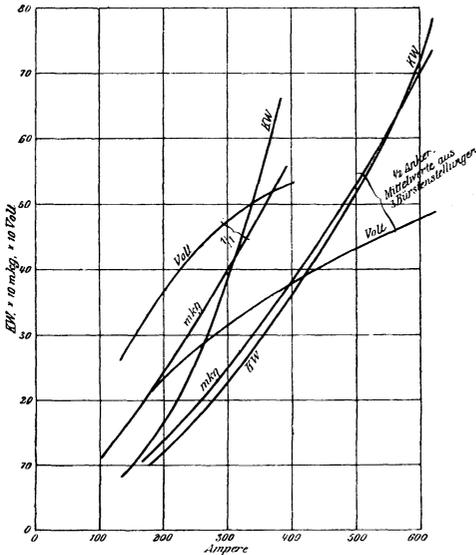
Vollast: 350 PS, 500 kgm bei 500 U. p. M. = synchron,
 Leistung bei der maximalen Drehzahl: 300 PS, 900 U. p. M., 240 kgm,
 Transformatorspannung bei 500 kgm: 6,9 Volt,
 „ „ 240 „ etwa 3,4 Volt,

wenn von der Sättigung abgesehen wird.

Funkenspannung bei 900 U. p. M. und 240 kgm:

$$3,4 \sqrt{1 - (900/500)^2} = 7,6 \text{ Volt.} \quad (5)$$

Die Transformatorspannung von 3,4 Volt ist also um 7,6 Volt durch die Gegenspannung überkompensiert, die durch Bewegung der kurzgeschlossenen Ankerspulen im Querfeld entsteht. Um den Motor bei diesen Drehzahlen noch betriebsfähig zu machen, haben Winter und Eichberg



(ETZ 1908, S. 590.)

Abb. 19.

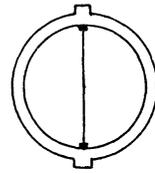


Abb. 20.

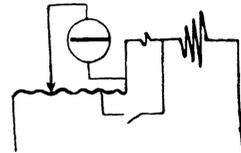


Abb. 21.

das Querfeld an der Wendestelle geschwächt, und zwar mit Hilfe von Kommutierungslöchern (Abb. 20) und durch Wendespulen, die an die — bei übersynchronen Drehzahlen — phasenvoreilende Spannung des Erregertransformators angeschlossen werden und das phasennacheilende Querfeld an der Wendestelle auslöschen sollen (Abb. 21).

Auf diese Weise ist es gelungen, bei Repulsionsmotoren bis angenähert zu 1,8fachem Synchronismus und etwa bei 0,4- bis 0,5fachem Vollastdrehmoment befriedigende Kommutierungsverhältnisse zu erzielen.

Beispiel 5.

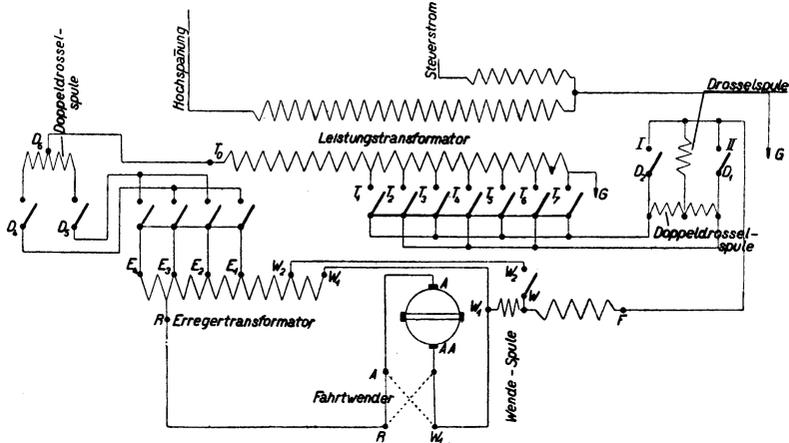
AEG-Mittenwald-Lokomotive (EKB 1913, S. 136).

(Vgl. Beispiel 16, S. 77.)

Pro Lokomotive ein Winter-Eichberg-Motor mit Ankererregung, kurzgeschlossenen Arbeitsbürsten und Wendespulen, die im Übersynchronismus an die voreilende Spannung des Erregertransformators angeschlossen werden (Schaltungsschema Abb. 22).

Motorleistung 800 PS bei etwa 150 U. p. M.

Wirkungsgrad max. 87 Proz.



Schaltplan der Mittenwaldbahn-Lokomotive.

(EKB 1913, S. 135.)

Abb. 22.

Bemerkenswert ist die hohe Speisespannung von 850 Volt, die dem Repulsionssystem eigen ist und bei der hohen Motorleistung nur 850 Amp. Vollaststrom ergibt. Das ist für die Bemessung der Schalteinrichtungen ein erheblicher Konstruktionsvorteil.

Die synchrone Drehzahl liegt bei 150 U. p. M., entsprechend 15 Per./Sek. und 12 Polen. Die Lokomotivgeschwindigkeit beträgt bei dieser Drehzahl 30 km/h, bei 1034 mm Treibraddurchmesser.

Die Geschwindigkeit wird durch Änderung der Speisespannung zwischen 225 und 850 Volt und durch Änderung der Übersetzung am Erregertransformator geregelt.

4. Der dritte Ausgangspunkt.

(Transformator.)

Winter und Eichberg gingen vom gewöhnlichen Transformator aus (Abb. 23). In diesem erzeugen die primäre und die sekundäre Durchflutung den gemeinsamen resultierenden Fluß Φ ,

der mit beiden Wicklungen verkettet ist und die angelegten Spannungen balanciert. Aus der magnetischen Verkettung folgt, daß das Verhältnis der Spannungen vom Verhältnis der Windungszahlen abhängig ist. Für das Windungsverhältnis 1 : 1 könnten beide Systeme an dieselbe Speisespannung angelegt werden, ohne das Gleichgewicht zu stören (Abb. 24). Wollte man sie aber mit verschiedenen Spannungen speisen (Abb. 25), so würde die Differenz $\Delta = E_1 - E_2$ der Speisespannungen ein unbalancierter Spannungsrest sein, der einen kurzschlußähnlichen Ausgleichstrom

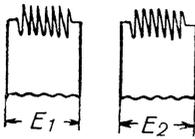


Abb. 23.

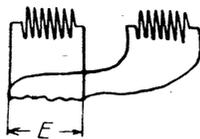


Abb. 24.

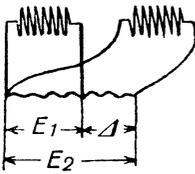


Abb. 25.

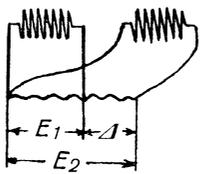


Abb. 26.

erzeugen müßte. Zur Wiederherstellung des Gleichgewichtes kann der unbalancierte Teil der Speisespannung aber auch durch eine EMK



$$E = \Delta$$

vernichtet und diese durch Drehung des sekundären Systems in einem magnetischen Feld F erhalten werden (Abb. 26). Die erforderliche Drehzahl wird offenbar nur von der

Differenz Δ der Spannungen und von dem magnetischen Fluß F abhängen, von der Frequenz der Speisespannung aber unabhängig sein:

$$E = \Delta = cFn.$$

Hält man das Feld F zeitlich in Phase mit der Arbeitsdurchflutung und räumlich dazu senkrecht, dann kann es im Verein mit ihr ein Drehmoment erzeugen, wenn man dem umlaufenden Teil einen Kollektor gibt, also einen Gleichstromanker benutzt. Dessen Kollektoreigenschaften halten zugleich die Frequenz an seinen Bürsten konstant. Der sekundäre umlaufende Teil kann deshalb trotz beliebiger Drehzahl mit der Netzfrequenz gespeist werden.

Aus dem ruhenden Transformator wird ein Motor, dessen Ständer (Kompensationswicklung) und Anker an äußeren Spannungen liegen und dessen Drehzahl der Differenz der beiden Spannungen proportional ist:

$$\Delta = E_S - E_A = cFn.$$

Die Drehzahl kann deshalb durch Änderung der Spannungsdifferenz geregelt werden, gleichgültig, auf welche Weise die Differenz erhalten und eingestellt wird. Man kann im Grenzfall den Ständer (die Kompensationswicklung) kurzschließen und die ganze Speisespannung an den Anker legen (reiner Reihenmotor, Abb. 27 rechts) oder umgekehrt den Anker kurzschließen und ausschließlich den Ständer speisen (Repulsionsmotor, Abb. 27 links), man kann schließlich ganz allgemein die Ständerspeisespannung beliebig wählen und den Rest der Speisespannung an den Anker legen (Doppelspeisung, Abb. 27 Mitte).

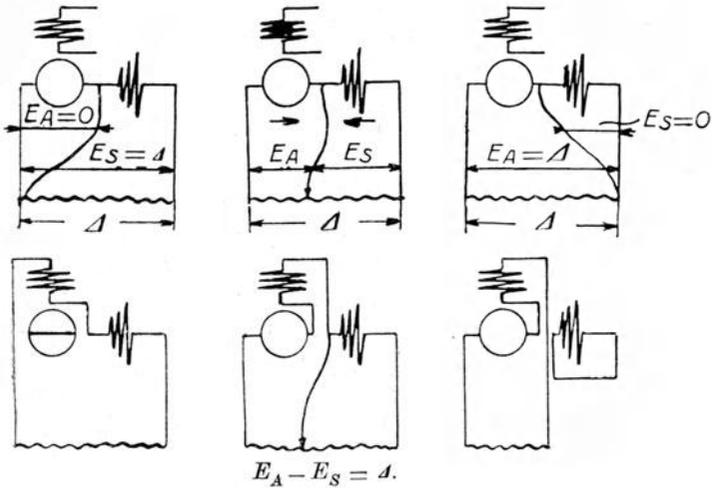


Abb. 27.

Die Drehzahl wird in allen Fällen nur von der Differenz der Speisespannungen abhängen, von der Art der Aufteilung der Spannungen auf den Ständer und den Anker aber unabhängig bleiben. Von der Art der Aufteilung hängt nur die am Ständer liegende Teilspannung E_S ab, die auf den Anker transformatorisch übertragen und durch ein Transformator- oder Querfeld Φ balanciert wird:

$$E_S = c \Phi v.$$

Die Größe des Querfeldes kann deshalb durch die Ständerarbeitsspannung beliebig und von der Drehzahl unabhängig beeinflusst und derart geregelt werden, daß die Bedingung

$$\frac{F}{\Phi} = \frac{n}{v}, \quad (6)$$

unter der die Transformatorspannung unter den Arbeitsbürsten verschwindet, für beliebige Drehzahlen erfüllt wird.

Im Repulsionsmotor war die getrennte Regelung des Querfeldes nicht möglich, weil dieses an die Geschwindigkeit gebunden war (Gl. 3, S. 12). Die Aufteilung der Arbeitsspannung auf den Ständer und den Anker befreit das Querfeld aus der Abhängigkeit von der Geschwindigkeit und bringt dem Motor auch die Befreiung vom Synchronismus.

Aus
$$\mathcal{A} = E_S - E_A = c F n$$

und
$$E_S = c \Phi v$$

folgt der relative Anteil der gesamten Arbeitsspannung, der für vollkommene Kommutierung an den Ständer anzulegen ist, zu

$$k = \frac{E_S}{\mathcal{A}} = \frac{\Phi v}{F n} = \left(\frac{v}{n}\right)^2. \quad (7)$$

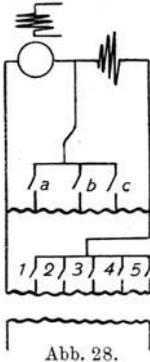


Abb. 28.

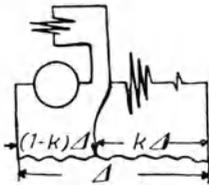


Abb. 29.

Durch das Verhältnis der Arbeitsspannungen also, nicht durch diese selbst, wird die Kommutierung an den Arbeitsbürsten bestimmt. Die gesamte Arbeitsspannung \mathcal{A} dagegen ergibt die Umdrehungszahl und Leistungsaufnahme.

Der Motor mit Doppelspeisung wird im praktischen Betriebe deshalb zweifacher Regelung bedürfen. Einer Drehzahlregelung durch Änderung der gesamten Speisespannung einerseits (Abb. 28, Schalter 1 bis 5) und einer Querfeldregelung zur Einstellung funkenfreier Kommutierung durch Änderung der Spannungsaufteilung andererseits (Schalter a bis c). Beide Regelungen sollen voneinander möglichst unabhängig sein (vgl. Beispiel 7 und 8, S. 33).

Die Verhältniszahl k — von Eichberg Kupplungsfaktor genannt — gibt den Bruchteil der gesamten Arbeitsspannung an, durch den der Ständer und der Anker miteinander induktiv gekuppelt sind (Abb. 29).

Im Synchronismus ($n = v$) ist der Kupplungsfaktor $k = 1$. Die ganze Spannung liegt am Ständer (Repulsionsmotor). Im Übersynchronismus nimmt der Kupplungsfaktor und die an den Ständer angelegte Speisespannung mit steigender Drehzahl

quadratisch ab. In einem 24poligen Motor für $16\frac{2}{3}$ Per./Sek. beträgt der Kupplungsfaktor bei 400 U. p. M. z. B. $k = (83/400)^2 = \text{rd. } 1/25$. Von 100 Volt gesamter Speisespannung sind nur 4 Volt an den Ständer, 96 Volt dagegen an den Anker anzulegen.

Das Querfeld, das im Untersynchronismus größer sein als das Erregerfeld und im Synchronismus diesem gleich ist, wird deshalb im Übersynchronismus schnell abnehmen und im hohen Übersynchronismus fast verschwinden müssen.

Das aus dem Querfeld und dem Erregerfeld resultierende elliptische Drehfeld wird für hoch übersynchrone Drehzahlen zum

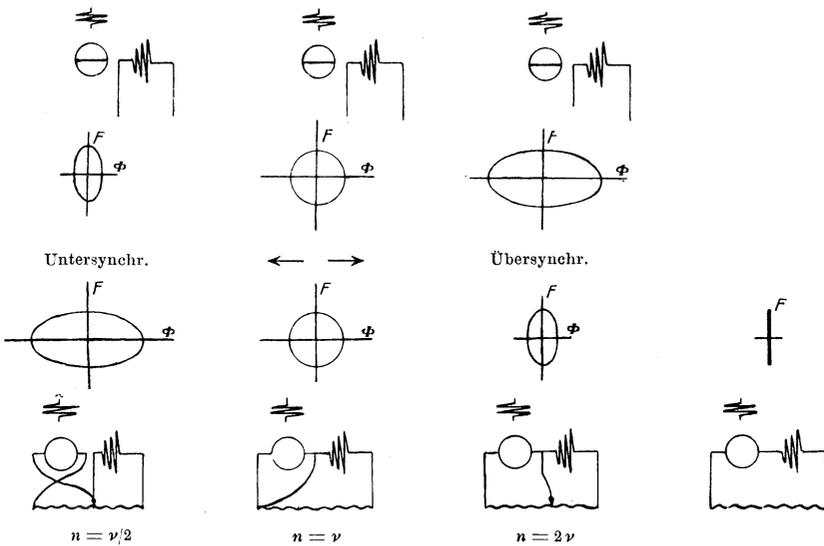


Abb. 30.

pulsierenden Feld in der Erregerachse. Der Motor mit Doppelspeisung wird zum reinen Reihenmotor (Abb. 30, untere Reihe).

Die Herabsetzung der Frequenz einerseits und die Notwendigkeit hoher Polzahlen bei großen Motoren andererseits haben die synchronen Drehzahlen der EBMen immer mehr herabgedrückt und zu steigender Verwendung hoch übersynchroner Drehzahlen geführt. Die Entwicklung ist deshalb über den an den Synchronismus gebundenen Repulsionsmotor hinaus zum Motor mit Doppelspeisung und Querfeldregelung geschritten und hat in letzter Folge auch über diesen Motor noch hinaus die Annäherung an den reinen Reihenmotor vollzogen (Beispiel 9, S. 36).

In den elliptischen Drehfeldern des Motors mit Doppelspeisung und des Repulsionsmotors haben unter dem Einfluß der Querfeldreglung die Arbeits- und Erregerachsen ihre Rollen getauscht (Abb. 30). Das war notwendig, um den Arbeitsbürsten die für vollkommene Kommutierung geltenden Bedingungen zu sichern, die den Erregerbürsten des Repulsionsmotors zukamen. Natürlich werden dann Erregerbürsten im Motor mit Doppelspeisung unvollkommen kommutieren und die Funkenspannungen aufweisen, die im Repulsionsmotor unter den Arbeitsbürsten aufgetreten sind und die von der Geschwindigkeit nach dem Gesetz abhängen

$$e_F = cFv \left[1 - \left(\frac{n}{v} \right)^2 \right]. \quad (5)$$

Im elliptischen Drehfeld ist eben nur in einer Achse vollkommene Kommutierung möglich. Regelt man das Querfeld, so tritt die

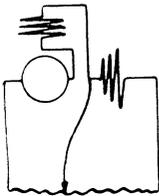


Abb. 31.

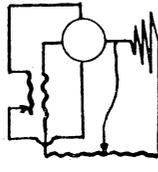


Abb. 32.

Funkenspannung an den Erregerbürsten auf. Läßt man das Querfeld ungeändert und regelt das Treib-(Erreger-)Feld, so tritt die Funkenspannung an den Arbeitsbürsten auf. Die Querfeldreglung wirft die Funkenspannung aus der Arbeitsachse in die Erregerachse. Von besondern Fällen (Energierückgewinnung) abgesehen, wird man deshalb im Motor mit Doppelspeisung wegen der unvollkommenen Kommutierung Erregerbürsten in der Regel nicht benutzen und den Motor vom Ständer aus erregen (Abb. 31), obgleich durch Ankererregung (Abb. 32) die Selbstinduktion in der Erregerachse aufgehoben werden kann.

Die Kompensation der Feldreaktanz des vom Anker aus erregten Motors ist an dieselben Bedingungen gebunden, die für die Vernichtung der Transformatorspannung in der Arbeitsachse gelten (Gl. 5, S. 14), weil die Erregerwicklung und die unter den Erregerbürsten kurzgeschlossenen Ankerwindungen ein Transformatorsystem bilden, dessen Spannungen sich nur wie die Windungszahlen voneinander unterscheiden können.

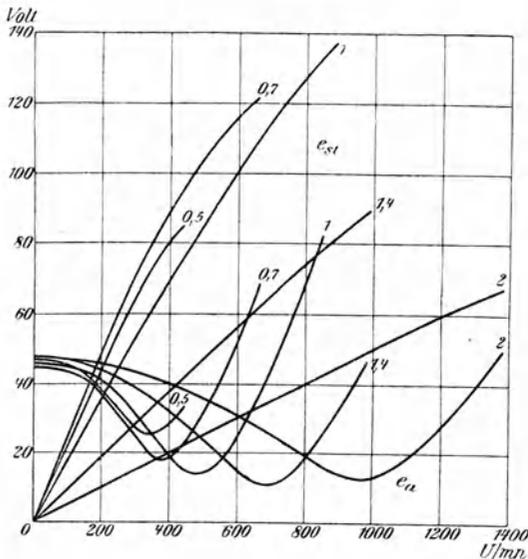
Die Kompensation der Feldreaktanz des vom Anker aus erregten Motors ist an dieselben Bedingungen gebunden, die für die Vernichtung der Transformatorspannung in der Arbeitsachse gelten (Gl. 5, S. 14), weil die Erregerwicklung und die unter den Erregerbürsten kurzgeschlossenen Ankerwindungen ein Transformatorsystem bilden, dessen Spannungen sich nur wie die Windungszahlen voneinander unterscheiden können.

Wenn man das Querfeld durch die Aufteilung der Spannung auf den Ständer und den Anker derart regelt, daß die Transformatorspannung bei einer beliebigen Drehzahl verschwindet,

dann wird bei dieser Drehzahl auch die Selbstinduktion des Erregerkreises vollkommen aufgehoben und der Leistungsfaktor angenähert gleich Eins sein.

Die gesamte für die Erregung erforderliche Spannung ist dann ein Minimum, d. h. bis auf den Einfluß der Streuung und des Ohmschen Widerstandes gleich Null. Die Erregung eines Wechselfeldes mit kleinstem Blindverbrauch — so als erregte man mit Gleichstrom — ist als Heyland-Effekt bezeichnet worden. Er kann im EBM mit Doppelpelpeisung und Ankererregung bei einer an sich beliebigen, von Eichberg „impedanzlos“ genannten Drehzahl erreicht werden, wenn nur die Arbeitsspannung auf den Ständer und den Anker richtig verteilt wird.

Die Abb. 33 zeigt die Erscheinung an einem 6 poligen Motor für 25 Per./Sek., dessen Synchronismus also bei 500 U. p. M. liegt, und gibt die charakteristischen V-Kurven für die Kupplungsfaktoren $k = 4, 2, 1, 0,5$ und $0,25$. Die impedanz-



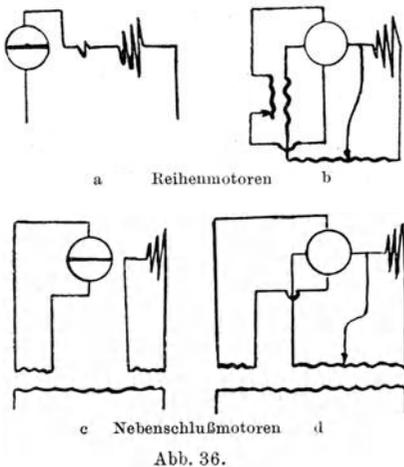
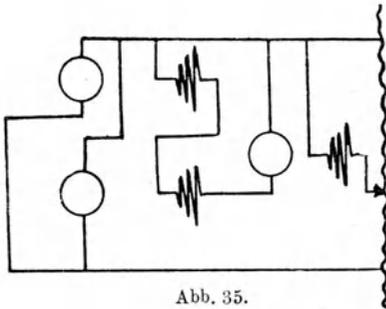
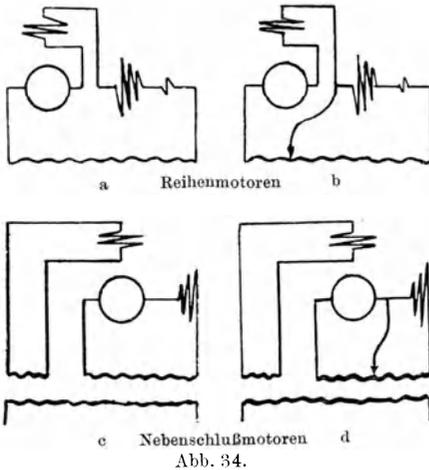
e_{st} = Spannung am Ständer, e_a = Spannung am Anker. Die Zahlen geben das Verhältnis der Arbeitsspannungen am Anker und Ständer an. — Wahrer Synchronismus bei 500 T. Kurve 1. — Impedanzlose Drehzahlen für Spannungsaufteilung.

Abb. 33.

losen Drehzahlen liegen also bei 2-, 1,4-, 1-, 0,7- und 0,5fachem Synchronismus, d. i. bei 1000, 700, 500, 350 und 250 U. p. M.

Die V-Kurven stellen die für die Erregung erforderliche Spannung dar. Ersichtlich fällt die minimale Erregung nicht genau mit der impedanzlosen Drehzahl zusammen (Eichberg).

Die impedanzlosen Drehzahlen besitzen besondere Bedeutung für den Betrieb von EBMen, die mit konstanten Drehzahlen laufen (Nebenschlußmotoren) oder bei Überschreitung jener Drehzahlen als Generatoren auf das Netz zurückarbeiten sollen. Damit



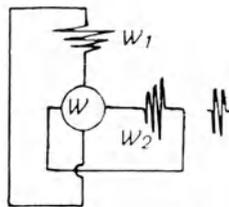
die Drehzahl von der Belastung unabhängig bleibt, darf man das Treibfeld nicht wie im Reihenmotor mit dem Arbeitsstrom erregen (Abb. 34, a und b), man muß es vielmehr von ihm unabhängig speisen. Speist man es mit der Arbeitsspannung (Abb. 34, c und d), so eilt es dieser und dem Arbeitsstrom um angenähert 90° in seiner Phase nach, weil die Erregerwicklung in hohem Grade induktiv ist. Um Drehmoment im Motor oder Leistung im Generator zu erzeugen, muß aber das Erregerfeld in Phase mit dem Arbeitsstrom gehalten werden. Das ist nur möglich, wenn entweder die Selbstinduktion des Erregerkreises aufgehoben wird oder wenn die Erregung mit phasenverschobener Spannung gespeist wird.

Für die Erzeugung phasenverschobener Erregerströme sind eine Reihe besonderer Anordnungen angegeben worden. Wenn mindestens zwei Fahrzeugmotoren vorhanden sind, wird in der Regelein Motor zur Lieferung der Erregerströme für die übrigen Motoren herangezogen. Dieses Verfahren hat auf reine Reihenmotoren Anwendung gefunden (Abb. 35).

Die Selbstinduktion des Erregerfeldes kann aufgehoben werden, wenn man dem Motor Ankererregung gibt (Abb. 36). Durch die Aufteilung der Arbeitsspannung auf den Ständer und den Anker lassen sich dann beliebige impedanzlose Drehzahlen einstellen, die die Leerlaufdrehzahl des Motors bestimmen. Bei Belastung wird der Motor so wie ein Gleichstromnebenschlußmotor gegen diese Drehzahl schlüpfen, darüber hinaus — von außen angetrieben — aber als Generator Leistung ins Netz zurückgeben.

Der Induktionsmotor und -generator, bei dem die ganze Arbeitsspannung nur am Ständer liegt und der deshalb, so wie der gewöhnliche Repulsionsmotor, an den Synchronismus gebunden ist, ist ein Sonderfall.

Die Querfeldregelung durch die Aufteilung der Arbeitsspannung auf den Ständer und den Anker und die getrennte Regelung des Erregerfeldes bildet nur eine Lösung der Aufgabe, die Felder in den beiden Achsen voneinander unabhängig einzustellen. Statt durch die Aufteilung der Spannung kann man die Felder auch durch die Aufteilung der Wicklung auf den Ständer und den Anker, also durch Änderung der Wicklungsverteilung, regeln.



$$a = W_1/W, \quad b = W_2/W$$

Abb. 37.

Wenn man nach Arnold und nach Punga Ständerwicklungssteile in der Arbeits- und Erregerachse in den Ankerkreis einschaltet (Abb. 37), so folgt aus dem Gesetz, das für die Aufteilung der Spannung gilt (Gl. 7, S. 24), daß das Verhältnis der impedanzlosen zur synchronen Drehzahl gleich ist

$$\left(\frac{n}{v}\right)^2 = (1 \pm a) \cdot (1 \pm b),$$

wenn a und b das Verhältnis der Windungszahlen von Hilfs- und Ankerwicklung für die beiden Stromkreise bedeuten, das positiv oder negativ zu nehmen ist, je nachdem die Hilfswicklung im selben oder entgegengesetzten Sinne wie die Ankerwicklung wirkt.

Die Aufteilung der Speisespannung nach dem Gesetz

$$k = \frac{E_s}{\mathcal{A}} = \left(\frac{v}{n}\right)^2 \quad (7)$$

ist jedoch nur dann streng richtig, wenn die Verlust- und Streuspannungen vernachlässigbar bleiben. Denn diese haben die Wir-

kung, daß die Außenspannungen, die an den Ständer und den Anker angelegt werden, der Größe und Phase nach nicht mehr gleich den Innenspannungen sind und daß die Phase des von den Innenspannungen erzeugten Querfeldes nicht mehr phasensenkrecht steht zum Arbeitsstrom, sondern daß das Querfeld im allgemeinen noch eine zusätzliche Komponente in Phase oder auch in Gegenphase mit dem Strom enthalten wird.

Die Verhältnisse können an Hand eines vereinfachten Potentialdiagrammes überblickt werden. Im Diagramm des reinen Reihenmotors (Abb. 38) liegt die ganze Speisespannung 04 am Anker. Vernachlässigt man den Ohmschen Verlust und zieht den induktiven Verlust (geometrisch) von der Speisespannung ab, so

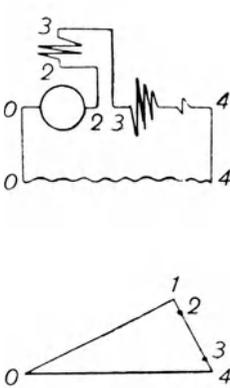


Abb. 38.

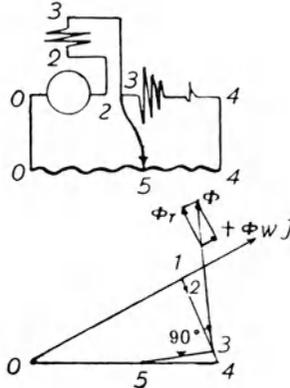


Abb. 39.

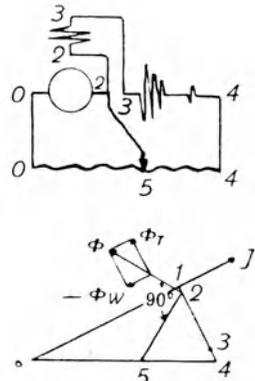


Abb. 40.

bleibt als Rest die Innenspannung 01 am Anker übrig, die durch die EMK des Ankers balanciert wird. Der induktive Verlust setzt sich zusammen aus den Streuspannungen 12 des Ankers und 34 des Ständers und aus der Blindspannung 23 der Erregung.

An diesem Diagramm wird im wesentlichen nichts geändert, wenn man dem Motor Doppelspeisung gibt und die Spannung auf den Ständer und den Anker aufteilt. Man kann in diesem Fall die Erregerwicklung entweder in den Ständerkreis (Abb. 40) oder in den Ankerkreis (Abb. 39) legen und den induktiven Verlust der Erregung derart von der Ständerspeisespannung oder von der Ankerspeisespannung aus bestreiten.

Vom Ständer in den Anker transformatorisch übertragen wird die Ständerspeisespannung 45, (geometrisch) vermindert um die

Streuenspannung des Ständers 34 (Abb. 39) bzw. auch noch um den induktiven Verlust 23 in der Erregerwicklung (Abb. 40). Das gibt als Rest die Ständerinnenspannung 25 (Abb. 40) bzw. 35 (Abb. 39), deren Phase durch die Art der Aufteilung der induktiven Widerstände (Erregung) auf den Ständer- und den Ankerkreis ersichtlich beeinflußt wird. Daher wird auch die Phase des Querfeldes Φ , das die Innenspannung balanciert und ihr um 90° nacheilt, sich ändern und im allgemeinen neben einer Komponente Φ_T senkrecht zum Strom auch noch eine Komponente Φ_W enthalten müssen, die in Phase oder auch in Gegenphase mit dem Strom ist.

Es wird stets möglich sein, die Phase des Querfeldes so zu drehen und zu beeinflussen, daß es neben einer Komponente geeigneter Größe, senkrecht zum Strom, zur Aufhebung der Transformatorspannung auch eine Komponente geeigneter Größe in Phase mit dem Strom zur Aufhebung der Wendespannung erhält und damit zum resultierenden Wendefeld des Motors wird. Man wird das resultierende Wendefeld der Größe nach durch Änderung der Aufteilung der Speisespannungen, der Phase nach jedoch durch Änderung der Aufteilung der induktiven Spannungen auf den Ständer und den Anker regeln können.

Die induktiven Spannungen müssen nicht im Motor selbst entstehen. Man kann sie dem Anker- oder dem Ständerkreis auch aufdrücken. Man wird daher die Speisespannung nicht nur der Größe, sondern auch der Phase nach auf den Ständer und den Anker aufzuteilen haben, wenn man das resultierende Wendefeld der Größe und der Phase nach beliebig regeln und die Gleichstrom- und die Wechselstromkommutierung (die Wendespannung und die Transformatorspannung) in gleich vollkommener Weise beherrschen will.

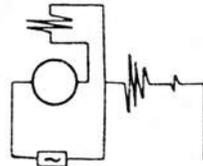


Abb. 41.

Im allgemeinsten Fall kann die Spannung mit Hilfe eines besondern Generators aufgeteilt werden, dessen Spannung der Größe und der Phase nach geregelt wird (Abb. 41).

Beispiel 6.

Für die nach Abb. 42 eingestellte Aufteilung der Speisespannung wird die Innenspannung E_i und das Querfeld Φ erhalten. Es sei jedoch ein Querfeld von der Phase Φ' notwendig, um auch noch die Wendespannung vollkommen aufzuheben.

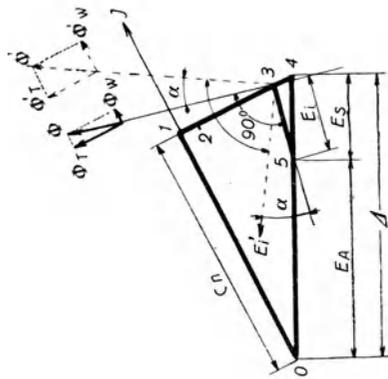
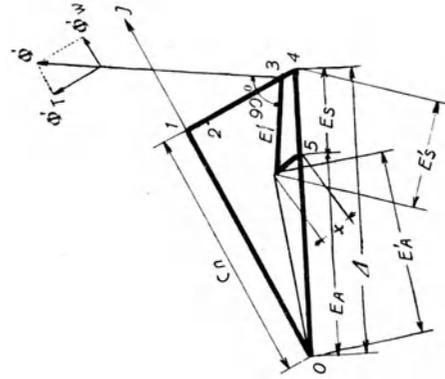
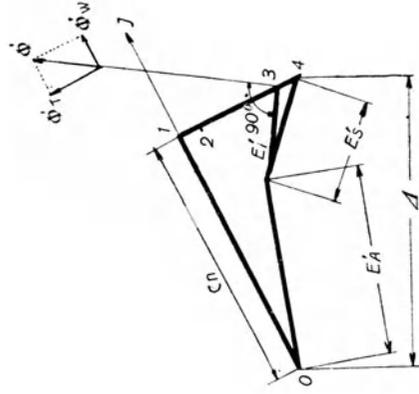
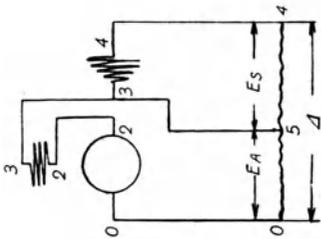
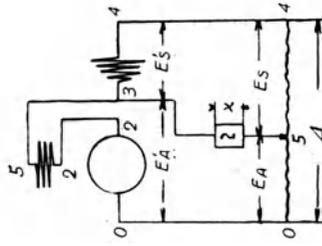
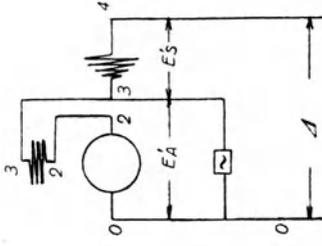


Abb. 44.

Abb. 43.

Abb. 42.

Um das Querfeld und die Innenspannung um den Winkel α zu drehen, muß dem Ankerkreis die induktive Spannung x zusätzlich aufgedrückt werden (Abb. 43). Die Ankerspeisespannung, die der Generator nach Größe und Phase zu liefern hat, ist dann E'_A , die Ständerspeisespannung E'_S . Die resultierende Innenspannung, die das gewünschte Querfeld ψ' gibt, ist E'_i (Abb. 43 und 44).

Ersichtlich kann man die Aufteilung der Spannungen auch getrennt der Phase nach mit Hilfe eines Generators, der Größe nach jedoch mit Hilfe eines Spannungsteilers regeln (Abb. 43).

Der Generator liegt dann im Mittelleiter und hat vornehmlich nur die induktive Komponente x zu liefern. Man kann deshalb den Generator auch durch einen Scheinwiderstand ersetzen, der einen induktiven Verlust im Ankerkreis ergibt, vorausgesetzt,

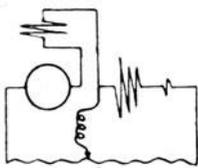


Abb. 45.

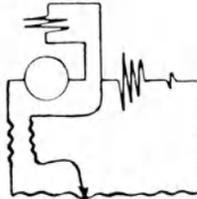


Abb. 46.

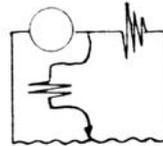


Abb. 47.

daß die wirksame Windungszahl im Ständer, wie üblich, größer als im Anker ist, und der Differenzstrom, der im Mittelleiter fließt, die Richtung des Ankerstromes hat.

Als Scheinwiderstand kann ebensowohl eine Drosselspule (Abb. 45), wie auch ein Transformator (Latour) dienen (Abb. 46), man kann den Scheinwiderstand im Mittelleiter auch durch die Erregerwicklung selbst ersetzen (Osnos) (Abb. 47).

In allen Fällen wirkt die dem Anker aufgedrückte induktive Spannung, bezogen auf den Ständer, wie eine voreilende EMK, geeignet, die Streuspannung des Ständers und ihre Wirkung auf die Phase der Innenspannung und des Querfeldes aufzuheben und dieses darüber noch hinaus so zu beeinflussen, daß es mit einer zusätzlichen Komponente zur Aufhebung der Wendespannung zum resultierenden Wendefeld des Motors wird.

Beispiel 7.

Tinnosbahn-Lokomotive (EKB 1912, S. 721).

15 Per./Sek.

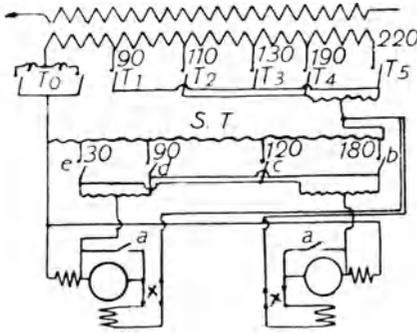
Treibräder 1105 mm Durchmesser, Zahnradübersetzung 1 : 4,22.

Pro Lokomotive 4 Motoren von zusammen 500 PS.

Döry, Einphasenbahnmotoren.

Pro Motor 125 PS bei etwa 14 km/h (= rd. 300 U. p. Min. = synchron).
6 Pole.

Motor mit Doppelspeisung. Prinzipielles Schaltungsschema für die Lokomotivhälfte (2 Motoren, Abb. 48).



Grundsätzl. Schaltplan der Tinnosbahn-Lokomotive.

Abb. 48.

*Leistungs- u. Geschwindigkeits-
regelung*

mittels Doppeldrosselspule und Schützen T_0 bis T_5 in 4 Spannungsstufen, und zwar:

- | | | |
|----|----------------------------------|--------------------------|
| 1. | $\frac{220 + 190}{2} = 205$ Volt | } gesamte Speisespannung |
| 2. | $\frac{190 + 150}{2} = 170$ " | |
| 3. | $\frac{150 + 110}{2} = 130$ " | |
| 4. | $\frac{110 + 90}{2} = 100$ " | |

Kommutierungsregelung

durch Aufteilung der Spannung mittels Spannungsteiler, Doppeldrosselspule und Schützen a bis e in 4 Stufen, und zwar, bezogen z. B. auf 180 Volt gesamte Speisespannung:

1. Ankerkurzschluß = 0 Volt am Anker, 180 Volt am Ständer
2. $\frac{30 + 90}{2} = 60$ " " " , 120 " " "
3. $\frac{90 + 120}{2} = 105$ " " " , 75 " " "
4. $\frac{120 + 180}{2} = 150$ " " " , 30 " " "

Ersichtlich kann die gesamte Speisespannung mit Hilfe der Schützen T_0 bis T_5 am Leistungstransformator ganz unabhängig von der Art ihrer Aufteilung auf den Anker und den Ständer mit Hilfe der Schützen a bis e am Spannungsteiler geregelt werden und umgekehrt. Am Leistungstransformator wird die absolute Größe der Speisespannung eingestellt, am Spannungsteiler nur das Verhältnis der Teilspannungen am Ständer und am Anker.

Für das Windungsverhältnis Ständer : Anker = 1 : 1 ist die gesamte Arbeitsspannung A gleich der Summe der am Ständer und am Anker liegenden Teilspannungen $A = E_S + E_A$, und die Geschwindigkeiten, für die die Transformatorspannung vollkommen kompensiert ist, ergeben sich aus dem Gesetz

$$k = E_S/A = (v/n)^2 \tag{7}$$

(s. Tabelle auf S. 35).

Ist die Transformatorspannung beim Vollastdrehmoment z. B. gleich 4 Volt, dann wird die Funkenspannung bei konstantem Drehmoment die in Abb. 49 für die 4 Kommutierungsstufen eingetragenen Werte besitzen, bei 14, bzw. 17, 22 und 34 km/h also Null sein, unterhalb dieser Geschwindigkeiten unterkompensiert, darüber aber überkompensiert sein.

	E_A	E_S	$E_A + E_S = \mathcal{A}$	k	n
1.	0 Volt	180 Volt	$0 + 180 = 180$ Volt	1	14 km/h = ν (synchroun)
2.	60 "	120 "	$60 + 120 = 180$ "	0,667	17 " = 1,23 ν
3.	105 "	75 "	$105 + 75 = 180$ "	0,42	22 " = 1,55 ν
4.	150 "	30 "	$150 + 30 = 180$ "	0,165	34 " = 2,46 ν

Ersichtlich kann mit den 4 Stufen das ganze Geschwindigkeitsbereich des Motors bis 42 km/h beherrscht werden, ohne daß die Funkenspannung

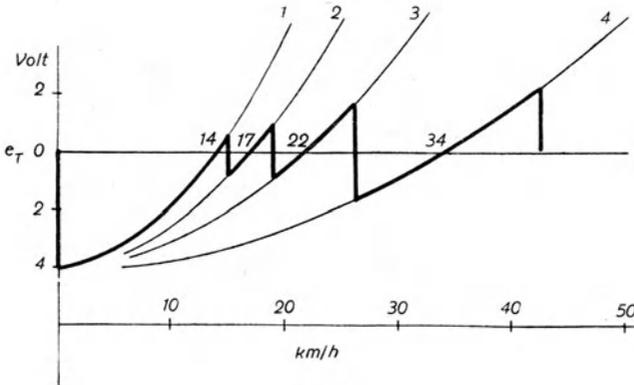


Abb. 49.

beim Vollstdrehmoment — den Anlauf ausgenommen — etwa 2 Volt überschreitet. Und weil diese Funkenspannung noch funkenfreie Kommutierung gibt, so folgt, daß

Stufe 1	das	Bereich	von	0	bis	17	km/h
" 2	"	"	"	12	"	21	"
" 3	"	"	"	15	"	27	"
" 4	"	"	"	25	"	42	"

genügend deckt, was der praktische Betrieb auch tatsächlich ergeben hat. Die Überlappung der einzelnen Kommutierungsbereiche und Stufen ist also so groß, daß auch noch unvermeidliche Abweichungen von der richtigen Kommutierungseinstellung unschädlich bleiben.

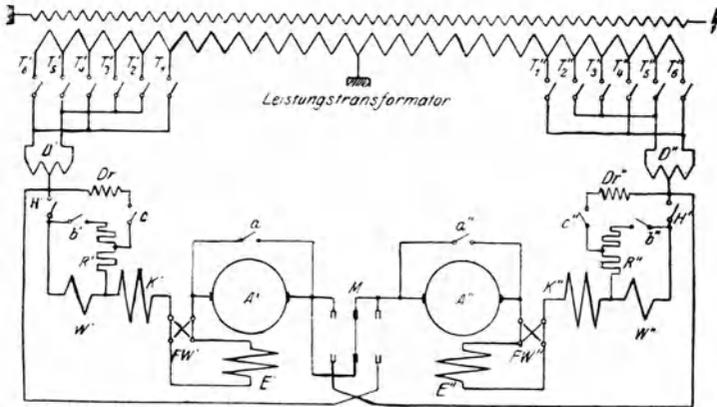
Beispiel 8.

Die Motoren der Lokomotiven Wien—Preßburg (vgl. Beispiel 15) (EKB 1914, S. 582) besitzen 750 PS Dauerleistung bei angenähert 200 U. p. M. Das Vollstdrehmoment beträgt demnach 2700 kgm. Die Scheinaufnahme bei Fahrt mit voller Leistung etwa 680 kVA.

Die Messung des Blindverbrauchs bei der Anfahrt ergab 0,125 kVA/kgm.

Der Motor läuft als reiner Repulsionsmotor mit kurzgeschlossenem Anker an und erhält bei höherer Geschwindigkeit Doppelspeisung (Abb. 50). Zur Beeinflussung des Querfeldes und Erzeugung einer Wendefeldkomponente ist

Die Motoren laufen mit kurzgeschlossenem Anker als Repulsionsmotoren an. Bei rd. 7 km/h wird der Ankerkurzschluß aufgehoben und die Motoren arbeiten bei höheren Geschwindigkeiten als Reihenmotoren mit phasenverschobenem Hilfsfeld an der Wendestelle. Das Hilfsfeld wird durch Nebenschaltung eines Ohmschen Widerstandes zum Wendepol erzeugt. Zur Regelung des Hilfsfeldes wird dem Wendepol bei den höchsten Geschwindigkeiten überdies noch eine Drosselspule parallel geschaltet (Schaltungsschema Abb. 51).



T_1 bis T_6 Schütze	FW Fahrtwender	b Kommutierungschütz.
D Drosselspulen	E Erregerwicklung	c desgl.
W Wendewicklung	A Anker	R Widerstand
H Hauptschütz.	M Motortrennbrett	Dr Drosselspule
K Kompensationswicklung	a Fliehkraftschalter	

Grundsätzlicher Schaltplan der AEG - B+B - Lokomotive.
(ETZ 1918, S. 314.)

Abb. 51.

5. Übersicht.

Durch Lamme, Atkinson und Winter-Eichberg sind die drei Wege gekennzeichnet, die vom Gleichstrommotor, vom Induktionsmotor und vom gewöhnlichen Transformator zum EBM geführt haben.

So ist der reine Reihenmotor von Lamme, der Atkinsonsche Repulsionsmotor und der doppelt gespeiste Motor von Winter und Eichberg entstanden.

Allen dreien liegt eine gemeinsame Idee zugrunde. Das ist die Art der Aufteilung der Speisespannung. Beim Gleichstrommotor wird die ganze Speisespannung notwendig direkt an den Anker gelegt. Eine andere Art der Ankerspeisung mit Gleichspannung ist gar nicht möglich. Ist die Speisespannung aber eine

Wechselspannung, so kann sie auch ganz oder teilweise an die Kompensationswicklung gelegt und auf den Anker induktiv (transformatorisch) übertragen werden. Der doppelt gespeiste Motor mit Speisespannungen am Ständer und am Anker bildet darum den allgemeinen Fall. Der reine Reihenmotor mit der ganzen Speisespannung am Anker und der Repulsionsmotor mit der ganzen Speisespannung am Ständer sind Grenzfälle (Abb. 52).

Damit verlieren die Unterschiede, die die verschiedenen Motorarten voneinander trennen, ihre grundsätzliche Bedeutung.

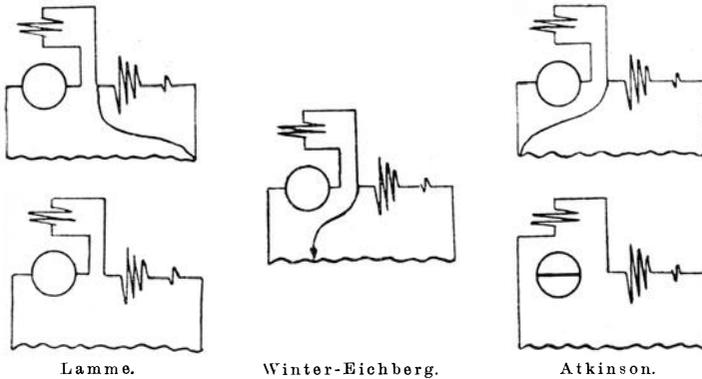


Abb. 52.

Der sie verbindenden Idee der Spannungsaufteilung liegt das gemeinsame Prinzip zugrunde, die Kommutierung durch die Ausbildung der Felder in der Arbeitsachse zu beeinflussen.

Am vollkommensten gelangt dieses Prinzip im Motor mit Doppelspeisung zur Anwendung, wenn man die Speisespannung nicht nur der Größe, sondern auch der Phase nach auf den Anker und den Ständer aufteilt. Es ist auf diese Weise nämlich immer möglich, das resultierende Feld der Arbeitsachse so einzustellen und in seiner Phase so zu drehen, daß es neben einer Komponente geeigneter Größe senkrecht zum Strom zur Aufhebung der Transformatorspannung auch noch eine Komponente geeigneter Größe zur Aufhebung der Wendespannung in Phase mit dem Strom erhält.

Die Aufteilung der Speisespannung der Größe und der Phase nach gibt daher die allgemeine Lösung für die vollkommene Beherrschung der Gleichstrom- und der Wechselstromkommutierung.

Die Phase der Speisespannung kann mit Hilfe besonderer Generatoren oder Scheinwiderstände, die Größe mit Hilfe eines Spannungsteilers aufgeteilt und geregelt werden.

Alle Motorarten weisen das charakteristische Merkmal zweier einen Transformator bildenden Windungssysteme auf, die an äußeren Spannungen liegen und durch die Innenspannung des Systems und durch das (Quer-) Feld, das diese balanciert, gekuppelt sind.

Nur das Verhältnis der durch diese Kupplung vom Ständer auf den Anker transformatorisch übertragenen Leistung zur gesamten im Anker umgesetzten Leistung ist je nach der Motorart verschieden.

Die Kupplung ist Null im reinen Reihenmotor, dessen Anker die ganze Leistung unmittelbar zugeführt erhält und der darum den einen Grenzfall darstellt; die Kupplung ist vollständig ($= 1$) im Repulsionsmotor, in dem auf den Anker die ganze Leistung mittelbar (transformatorisch) durch den Ständer übertragen wird, und der deshalb den andern Grenzfall bildet.

Mittelfälle bilden die Motoren mit Doppelspeisung, in denen der Ständer und der Anker nur mit einem Bruchteil der gesamten Motorleistung gekuppelt sind, mittlere Fälle bilden aber auch sämtliche Bestrebungen, mit denen Behn-Eschenburg, Milch, Richter, Lehmann und andere zur Verbesserung der Kommutierung die Felder in der Arbeitsachse durch Aufteilung der Spannungen auf den Anker und nur auf einen Teil der Kompensation zu beeinflussen und im Grenzfall das resultierende Feld der Arbeitsachse nur örtlich an der Wendestelle zu erzeugen suchten.

Ein Blick auf das vereinfachte Potentialdiagramm aller Motoren zeigt die Einheit in der Mannigfaltigkeit auch graphisch. Das Diagramm des reinen Reihenmotors (Abb. 38) zerfällt bei Doppelspeisung in die beiden Spannungspolygone des Anker- und des Ständerkreises, die durch die Innenspannung miteinander gekuppelt sind. Nur durch die Art der Aufteilung des Diagramms in diese beiden Teile und durch die Kupplung zwischen ihnen unterscheiden sich die Diagramme voneinander (Abb. 39, 40, 42 bis 44).

Die Aufteilung der Spannung auf den Ständer und den Anker beeinflußt nur die Felder in der Arbeitsachse. Man kann die Kommutierung aber auch durch Einstellung der Felder in der

Erregerachse beeinflussen, wenn man das Hauptfeld unabhängig von den Arbeitsströmen regelt.

Zur getrennten Regelung des Feldes haben Winter und Eichberg den Erregertransformator angegeben, der die Erregerdurchflutung aus ihrer starren Kupplung mit dem Arbeitsstrom befreit und durch Änderung der Übersetzung des Transformators die Einstellung eines beliebigen Erregerflusses ermöglicht (Abb. 53).

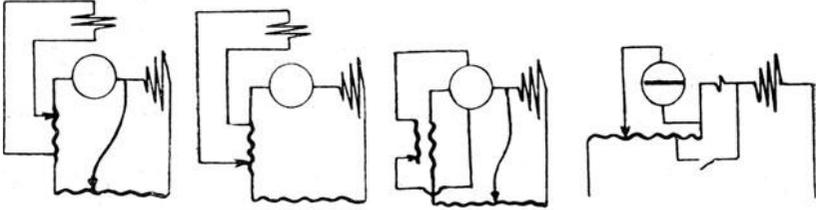


Abb. 53.

Man kann den Erregerfluß natürlich auch auf andere Weise und ohne besondern Transformator regeln durch Abschaltung und Umschaltung von Windungsgruppen der Erregerwicklung, durch Erregung vom halben Anker aus (Abb. 54) oder durch Reihen-Parallelschaltung und Ähnliches.

Durch geeignete Bemessung der magnetischen Querschnitte des Motors und durch Erzeugung örtlicher Sättigungen kann man

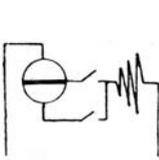


Abb. 54.

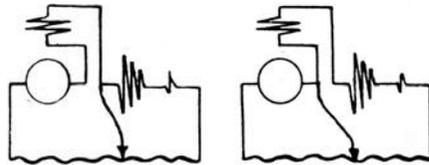


Abb. 55.

den Erregerfluß selbsttätig begrenzen, man kann der Erregerwicklung zum selben Zweck auch Drosselspulen parallel schalten und durch die Wahl der Sättigung in diesen außerhalb des Motors gelegenen Teilen den Erregerfluß beeinflussen.

Auch durch die Umschaltung der Erregerwicklung aus dem Anker- in den Ständerkreis (Alexanderson) kann man den Erregerfluß doppelt gespeister Motoren im Verhältnis der Ströme, die in beiden Kreisen fließen, regeln (Abb. 55 und Beispiel 8). Man kann die Erregerwicklung auch vom Primärkreis eines Leistungstransformators speisen und den Erregerfluß derart selbsttätig

in Abhängigkeit von der Geschwindigkeit des Motors bringen (Richter, Abb. 56).

Erst durch die Regelung des Erregerflusses und durch die getrennte Regelung der Spannungen am Ständer und am Anker ist es möglich geworden, die Felder in der Arbeits- und in der Erregerachse so zu beeinflussen, daß Drehfelder von ganz beliebigem elliptischen oder kreisförmigen Charakter erzielt und die jeweils günstigsten Verhältnisse für die Kommutierung geschaffen werden konnten.

Im EBM kann sich nämlich auch ein Drehfeld bilden, obgleich in allen Wicklungen nur Ströme fast gleicher Phase fließen. Denn die Feldkomponente der Erregerachse wird nur vom Arbeitsstrom erregt und ist mit diesem nahezu in Phase, die Feldkomponente der Arbeitsachse aber wird von der Ständer- und der Ankerdurchflutung erregt, und deren Resultierende steht angenähert phasensenkrecht auf den Durchflutungskomponenten.

Gegen dieses Drehfeld schlüpft der Anker, und das Drehfeld ist derart einzustellen, daß die in der Arbeitsachse liegenden kommutierenden Windungen trotz ihrer Relativgeschwindigkeit gegen das Drehfeld spannungslos bleiben. Das ist nur möglich wenn jederzeit die Zahl der durch die Bewegung im Drehfeld in die Windung eintretenden Kraftlinien gleich ist der Zahl der durch die zeitliche Änderung des Drehfeldes aus der Windung austretenden Kraftlinien.

Solange sich der Anker mit dem Drehfeld synchron bewegt, wird sich also das Drehfeld zeitlich nicht verändern dürfen, d. h. kreisförmig bleiben müssen. Mit zunehmendem Schlupf aber wird das Drehfeld so einzustellen sein, daß es mehr und mehr elliptisch wird, und daß die Querfeldkomponente, die im Synchronismus dem Hauptfeld gleich ist, im Untersynchronismus überwiegt, bei hohem Übersynchronismus aber nahezu verschwindet.

Die Spannungsaufteilung, durch die das Querfeld in der Arbeitsachse bestimmt wird, wird deshalb derart vorzunehmen sein, daß beim Anlauf und im Untersynchronismus die ganze

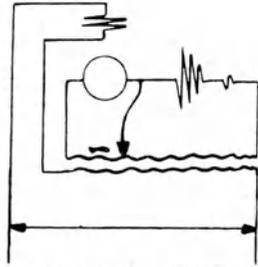


Abb. 56. (Richter.)

Speisespannung an den Ständer angelegt und der Anker kurzgeschlossen wird, daß im Übersynchronismus aber der an den Anker direkt angelegte Teil der Speisespannung mit steigender Drehzahl zunimmt, bis schließlich die ganze Speisespannung am Anker liegt (Abb. 30, S. 25).

Die Drehfeldeinstellung führt also darauf, EBMen, die als Repulsionsmotoren angelassen werden, im Übersynchronismus in Motoren mit Doppelspeisung und schließlich — für hoch übersynchrone Drehzahlen — sogar in Reihenmotoren umzuschalten.

Die regelbaren Hilfs- und Quersfelder, die im Laufe der Entwicklung dem reinen Reihenmotor aus Sorge um die Kommutierung verliehen worden sind, haben in ihrer allgemeinsten Form und höchsten Ausbildung zum Motor mit Drehfeldregelung geführt, als dessen letzte Konsequenz der Reihenmotor wiederkehrt. Die Entwicklung des EBM schließt sich in diesem Punkt zum Kreis.

Die Verwendung niedriger Frequenzen, die die Sorge um die Wechselstromkommutierung verminderte, hat ebenso zu dieser rückläufigen Entwicklung beigetragen wie die Ausführung großer Motoren, die die Sorge um die Gleichstromkommutierung steigerte. Diese in doppelter Hinsicht vollzogene Annäherung des EBMs an den Gleichstrombahnmotor hat in Verbindung mit dem Streben nach Einfachheit der Ausrüstung und ihrer Bedienung dem Reihenmotor jene überragende Bedeutung verliehen, die ihm unter den übrigen Arten von EBMen heute wieder zukommt, nachdem geniale Ideen seine geradlinige Entwicklung um ein Jahrzehnt aufgehalten hatten.

Der Reihenmotor erscheint, sowie die übrigen Motorarten, nur als eine Stufe zu einem allgemeineren EBM, wenn er im Lichte einer gemeinsamen Idee betrachtet wird, an deren Ausgangspunkt der gewöhnliche Transformator steht und deren allgemeinste Verwirklichung ein Kollektormotor mit Doppelspeisung bildet, ein „Kollektortransformator“ also, der die Leistung mittels eines Drehfeldes überträgt und die Frequenz mittels des Kollektors konstant hält und als „allgemeiner Transformator konstanter sekundärer Frequenz“, der auch noch die Gleichstrommaschine in sich schließt, selbst nur ein Sonderfall der Induktionsmaschine ist, des „allgemeinen Transformators veränderlicher Frequenz“.

II. Die Grundprobleme

1. Einleitung.

Die Anforderungen des Eisenbahnbetriebes legen das Scherwergewicht auf den funkenfreien Anlauf, der — ganz unabhängig vom verwendeten System — einzig und allein durch kleine Transformatorspannungen zu erhalten ist. Das kommt daher, daß die Transformatorspannung im Stillstand nicht aufgehoben werden kann. Man muß sie deshalb entweder niedrig genug wählen oder beim Anlauf durch Schwächung des Erregerflusses verringern.

Der funkenfreie Anlauf darf freilich nicht mit einem unverhältnismäßig großen Blindverbrauch (kVA/kgm) erkauft werden. Wenn man den Polfluß beim Anlauf niedrig wählte, um kleine Transformatorspannungen zu erhalten, so würde ein großer Blindverbrauch zur Erzeugung des Anzugdrehmoments nötig werden, wenn man nicht hohe Polzahlen annimmt, um derart — trotz schwacher Einzelpole — mit starkem gesamten Motorfeld anlaufen zu lassen.

Im allgemeinen wird der auf das Drehmoment Eins bezogene Blindverbrauch (kVA/kgm) um so geringer sein, je höher die Polzahl und je kleiner überdies die Streuung ist, je vollkommener also der Motor kompensiert ist. Das sind zugleich auch die Bedingungen für einen hohen Leistungsfaktor.

Die vollkommene Kompensation des Ankerfeldes bildet daher ein wesentliches Erfordernis jedes EBMs. Darüber hinaus aber wird man das Ankerfeld noch überkompensieren müssen, um ein dem Ankerfeld entgegengesetzt gerichtetes Wendefeld zur Vernichtung der Wendespannung zu erzeugen.

Wenn man dem Wendefeld auch eine Komponente senkrecht zum Strom verleiht, so kann man mit diesem „resultierenden Wendefeld“ auch noch die Transformatorspannung beim Lauf des Motors aufheben und die Gleichstrom- und die Wechselstromkommutierung bei allen Lasten und Geschwindigkeiten beherrschen. Die Transformatorspannung kann dann beim Lauf des Motors beliebig hoch gewählt werden, wenn man sie nur beim Anlauf schwächt.

Richtige Kompensation und Überkompensation, geeignete Wahl der Transformatorspannung beim Lauf und Anlauf, kleiner Blind-

verbrauch (kVA/kgm) und hoher Leistungsfaktor bilden die allen EBMen gemeinsamen Grundprobleme.

Bei den vorliegenden Betrachtungen sind stets stillschweigend Motoren ohne Widerstandsverbindungen zwischen Anker und Kollektor vorausgesetzt.

2. Kompensation und Überkompensation.

Die Durchflutung des Ankers erzeugt in nicht kompensierten Maschinen ein Feld in Richtung der Arbeitsachse (Abb. 57). Dieses Ankerfeld ist in allen kommutierenden Maschinen schädlich, weil es das Haupt- oder Erregerfeld verzerrt und die Stromwendung erschwert.

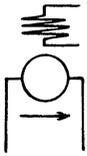


Abb. 57.

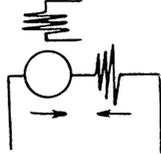


Abb. 58.

Im EBM ist das Ankerfeld ein Wechselfeld und darum auch noch deshalb schädlich, weil es den Leistungsfaktor verschlechtert und den Blindverbrauch (kVA/kgm) beim Anlauf erhöht.

Der Aufhebung (Kompensation) des Ankerfeldes kommt im EBM deshalb doppelte Bedeutung zu. Einerseits wird die Stromwendung so wie in kompensierten Gleichstrommaschinen verbessert, andererseits die magnetische Energie des Ankerfeldes bis auf die in den Streufeldern aufgespeicherte Energie herabgedrückt und der Blindwiderstand der Arbeitsachse verringert.

Zur Aufhebung des Ankerfeldes ist eine auf dem Ständer angeordnete Durchflutung geeignet, die der Durchflutung des Ankers gleich ist, ihr aber entgegengesetzt magnetisierend wirkt.

Man kann die Kompensation des EBMs — so wie in Gleichstrommaschinen — mit dem Anker in Reihe legen und diesem einfach gegensalten (Reihenkompensation, Abb. 58), man kann die Kompensation des EBMs aber auch parallel zum Anker legen, was in Gleichstrommaschinen nicht mehr möglich ist (Parallelkompensation, Abb. 59).

In reihenkompensierten Maschinen kann man das Ankerfeld so vollkommen aufheben, daß in der Arbeitsachse — die Streufelder ausgenommen — kein Feld mehr übrigbleibt, man kann das Ankerfeld aber auch darüber noch hinaus durch einen Überschuß an Kompensationsdurchflutung nach Belieben über-

kompensieren und derart ein (Wende-) Feld in Richtung des Kompensationsfeldes und in Phase mit dem Strom zur Aufhebung der Wendespannung erzeugen.

In parallelkompensierten Maschinen bilden die Durchflutungen des Ankers und der Kompensation, die an äußeren Spannungen liegen und induktiv miteinander gekuppelt sind, einen Transformator, der wie ein gewöhnlicher Transformator stets selbsttätig kompensiert ist. In einem solchen System ist es deshalb nicht mehr möglich, ein (Wende-) Feld nur durch den Überschuß an Durchflutung — durch Überkompensation — zu erzeugen. Andererseits ist, abgesehen von den Streufeldern, trotz vollkommener Kompensation, in der Arbeitsachse stets das gemeinsame (Transformator- oder Quer-) Feld vorhanden, das angenähert phasensenkrecht zum Strom steht und deshalb zur Aufhebung der Transformatorspannung geeignet ist.



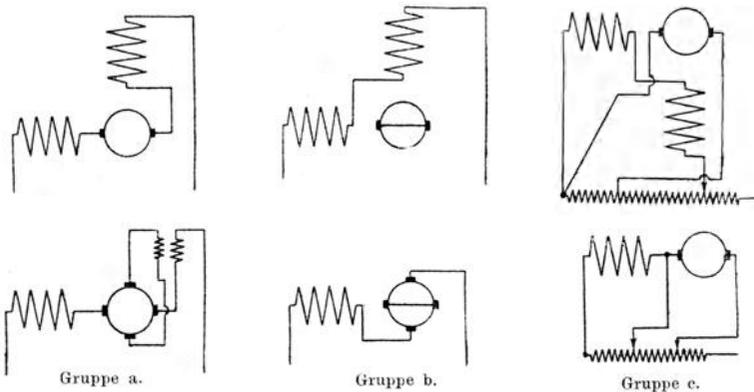
Abb. 59.

Die allen Motorarten zugrunde liegende gemeinsame Idee der Aufteilung der Spannung auf den Ständer und den Anker führt daher folgerichtig zur Unterscheidung in reihenkompensierte Maschinen mit der ganzen Arbeitsspannung am Anker (Gruppe a) und in parallelkompensierte Maschinen, deren Speisespannung ganz (Gruppe b) oder teilweise (Gruppe c) am Ständer liegt (Eichberg, Abb. 60).

In Gleichstrommaschinen wird die kompensierende Durchflutung oft zugleich mit der Durchflutung für das Wendefeld, die den Anker überkompensiert, auf die Wendepole gelegt. Die Kompensationsdurchflutung ist dann an der Wendestelle konzentriert, während die Ankerdurchflutung am ganzen Ankerumfang verteilt ist. Jedoch wird die Kompensation der Ankerdurchflutung um so vollkommener und die Streuung um so geringer sein, je genauer die kompensierende Durchflutung nicht nur der Größe nach, sondern auch der Lage und Verteilung nach der Ankerdurchflutung gleich ist. Deshalb ist es bei Gleichstrom-

maschinen mit schwierigen Stromwendungsbedingungen üblich, am ganzen Ankerumfang verteilte Kompensationswicklungen zu verwenden. Im EBM ist die Verwendung verteilter Kompensationswicklungen nicht nur aus Rücksicht auf die Stromwendung erforderlich, sondern auch aus Rücksicht auf den Leistungsfaktor und den Blindverbrauch.

Aber auch verteilte Wicklungen ergeben noch recht unvollkommene Kompensation des Ankerfeldes, wenn die Kompensationswicklung wie üblich als Spulenwicklung, die Ankerwicklung aber als verteilte Gleichstromwicklung ausgeführt wird. Das von der Kompensation herrührende Feld ist dann nämlich trapezförmig,



(Vgl. Eichberg, ETZ 1909, S. 623.)

Abb. 60.

während das Ankerfeld dreieckig ist, so daß eine nicht kompensierte Feldspitze des Ankers übrig bleibt. In reihenkompensierten Maschinen kann man zwar durch einen örtlichen Überschuß an Durchflutung an der Wendestelle nicht nur diese Spitze kompensieren, sondern auch noch ein dem Ankerfeld entgegengesetzt gerichtetes (Wende-) Feld zur Aufhebung der Wendespannung erzeugen. In parallelkompensierten Maschinen aber, in denen vom Ständer aus kein Überschuß an Durchflutung erzeugt werden kann, wirkt die Spitze des Ankerfeldes besonders schädlich, weil sie die Wendespannung sogar verstärkt.

Für parallelkompensierte Maschinen, insbesondere für Repulsionsmotoren, ist deshalb eine Reihe von Anordnungen erdnen

worden, die unter Vermeidung einer Spitze im Ankerfeld dessen vollkommene Kompensation ermöglichen.

Im Repulsionsmotor von Déri wird durch die Verwendung von Doppelbürsten die Feldform des Ankers abgeflacht und die Feldspitze vermieden. Das kommt daher, daß sich die Teile der Durchflutung aufheben, die außerhalb des Bürstenkurzschlusses liegen und sonst zur Bildung der Spitze beitragen würden (Abb. 61).

Die Kompensation wird noch vollkommener, wenn man — nach Richter — die Bürsten genau in die Enden des Begrenzungsbogens der Ständerwicklung legt.

Für Repulsionsmotoren mit nur einem Bürstensatz kann das Ankerfeld auch durch die Verwendung von Sehnenwicklungen

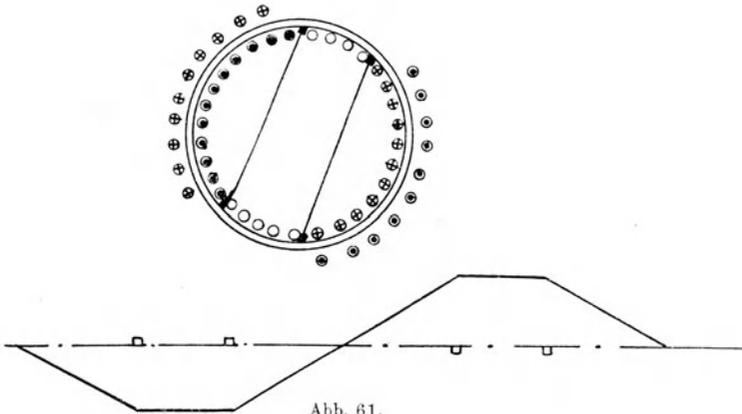


Abb. 61.

abgeflacht werden, deren Wicklungsschritt gleich dem Bogen der induzierenden Wicklung am Ständer ist.

Außer dem Ankerfeld, das von der Arbeitsdurchflutung des Ankers herrührt und durch das Kompensationsfeld bis auf die Streufelder aufgehoben werden kann, ist in der Arbeitsachse noch das von der kommutierten Durchflutung herrührende Feld vorhanden, das — von einem geringen, durch die Wendepol-Durchflutung kompensierten Betrag abgesehen — fast ausschließlich aus dem Streufeld besteht, das um die durch die Bürsten kurzgeschlossenen Windungen herum verläuft.

Entsprechend der Änderung der kurzgeschlossenen Durchflutung von einem positiven auf den gleichen negativen Wert

erleidet dieses Streufeld innerhalb der Kurzschlußzeit T die Flußänderung $2\Phi_k$, wenn Φ_k die Zahl der ideellen, mit allen w_k kommutierten Windungen verketteten Streulinien der kommutierten Durchflutung Θ_k , also ihren mittleren Windungsfluß bedeutet.

Die Änderung des um die Kurzschlußwindungen herum verlaufenden Streufeldes erzeugt in diesen eine EMK der Selbstinduktion, die sogenannte Reaktanzspannung oder Wendespannung, deren Mittelwert gleich der mittleren Flußänderung in der kommutierten Spule von w_k Windungen sein muß, also

$$e_w = \frac{2\Phi_k}{T} \cdot w_k 10^{-8} \text{ Volt.}$$

Hobart hat festgestellt, daß die Zahl ξ der ideellen Streulinien, die von einer Amperewindung des kommutierten Bündels pro Zentimeter Ankerlänge L_0 erzeugt werden und die mit allen kommutierten Windungen verkettet sind,

$$\xi = \frac{\Phi_k}{\Theta_k L_0},$$

angenähert konstant ist.

Die Durchflutung Θ_k des kommutierten Bündels folgt aus seiner auf den Ankerumfang bezogenen Breite b und aus dem Strombelag A , der Zahl der Ampereleiter pro Zentimeter, zu

$$\Theta_k = Ab,$$

während die Kurzschlußzeit

$$T = \frac{b}{v}$$

ist (v = Ankergeschwindigkeit).

Mit Hilfe der Werte für Φ_k , Θ_k und T wird die Wendespannung

$$e_w = 2 w_k v A \xi L_0 10^{-8} \text{ Volt.} \quad (8)$$

Diese Überlegungen sind nur für die Kommutierung von Gleichstrom streng richtig, auf die Kommutierung von Wechselstrom aber um so genauer anwendbar, je größer die Frequenz der Kommutierung im Vergleich mit der Frequenz des zu kommutierenden Stromes ist. Ist letztere z. B. $16\frac{2}{3}$ Per./Sek., die Ankerumfangsgeschwindigkeit 2400 cm/Sek., die Frequenz der Kommutierung daher bei einer Bürstenbreite von 1,2 cm gleich $\frac{2400}{2,4} = 1000 \text{ sek}^{-1}$, dann ist das Verhältnis beider 1 : 60. Die

Kommutierung wird also in der Regel schon beendet sein, noch ehe sich die Phase des zu kommutierenden Stromes merklich geändert hat.

Unter dieser Voraussetzung wird die Wendespannung — weil sie durch die Stromänderung entsteht und diese, wenn der Strom vom Augenblickswert $(+J \sin \nu t)$ auf den Wert $(-J \sin \nu t)$ geworfen wird, gleich $(-2J \sin \nu t)$ ist — dem Augenblickswert des Stromes proportional und mit dem Strom in Phase sein, obgleich sie durch Selbstinduktion entsteht. Die Stromwendung von Wechselstrom wird also tatsächlich ganz ähnlich wie die Stromwendung von Gleichstrom vor sich gehen.

Die Wendespannung kann darum in EBMen, so wie in Gleichstromwendepolmaschinen, durch eine EMK vernichtet werden, die durch Bewegung in einem Wendefeld entsteht. Das Wendefeld muß zum Ankerfeld in Gegenphase stehen und dem Ankerstrom proportional sein.

Das Feld der Kompensation hat die hierfür geeignete Richtung. Damit aber ein resultierendes Feld in der Richtung des Kompensationsfeldes übrigbleibt, muß man den Anker überkompensieren. Das läßt sich in reihenkompensierten Maschinen durch einen Überschuß an Durchflutung erreichen.

Ist Θ_u dieser Überschuß, dann folgt die Liniendichte B_w des von ihm im Luftspalt erzeugten Wendefeldes aus dem Gesetz des magnetischen Kreises

$$\Theta_u/2p = 0,8 B_w \delta_w',$$

wenn δ_w'' die äquivalente Breite des Luftspalts an der Wendestelle bedeutet, wobei δ_w'' auch noch den auf die Luft bezogenen magnetischen Widerstand des Eisens in sich schließt.

Damit die EMK

$$e_g = 2 w_k v B_w L_0 10^{-8} \text{ Volt,}$$

die durch Bewegung im Wendefeld entsteht, der Wendespannung gleich wird, muß offenbar

$$B_w = A \zeta$$

sein.

Hieraus folgt der zur vollkommenen Vernichtung der Wendespannung erforderliche Überschuß an Durchflutung und der Grad der Überkompensation ϑ , wenn man darunter das Verhältnis der

überschüssigen Durchflutung zur Ankerdurchflutung $\Theta_a = p \tau A$ versteht,

$$\vartheta = \frac{\Theta_{ii}}{\Theta_a} = 0,8 A \xi \delta_w'' \frac{2p}{\Theta_a} = 1,6 \frac{\delta_w'' \xi}{\tau}$$

oder mit $1,6 \xi = C$

$$\vartheta = C \frac{\delta_w''}{\tau}. \quad (9)$$

(τ = Polteilung, C = Konstante.)

Diese Beziehung stellt den Zusammenhang zwischen der Überkompensation und den Konstanten der Maschine in besonders einfacher Weise dar und erinnert durch ihre Form an die bekannten Formeln von Behrend, Hobart und Behn-Eschenburg für den Streuungskoeffizienten von Asynchronmotoren

$$\sigma = C \frac{\delta''}{\tau}.$$

Es wird sich zeigen, daß die Ähnlichkeit im äußern Aufbau einen innern Grund hat.

Für ξ — seiner physikalischen Bedeutung nach der mittlere Windungsfluß des kommutierten Bündels pro Ampere Durchflutung und Zentimeter Ankerlänge — sind nach Hobart vier Linien für die in Eisen eingebettete und 0,8 Linien für die freie Windungslänge einzusetzen. Nach Pichelmeyer schwankt ξ in Gleichstrommaschinen zwischen 4 und 10.

Für EBMen kann etwa mit einem Mittelwert $\xi = 7$ gerechnet werden.

Da es üblich ist, Maschinen derselben Typenreihe auch mit angenähert gleicher Überkompensation zu entwerfen, so folgt aus der angegebenen Beziehung, daß das Verhältnis $\frac{\delta_w''}{\tau}$ für alle Typen einer Reihe konstant sein müßte, wenn das Wendefeld richtig bemessen ist.

Gleichstrom-Wendepolmotoren sind z. B. häufig etwa mit $\vartheta = 25$ bis 30 Proz. Überkompensation gebaut worden. Nimmt man im Mittel $\xi = 8$, also $C = 13$ und $\delta_w'' = 1,1 \delta_w$ an, so müßte bei richtigem Wendefeld die Beziehung

$$\frac{\tau}{\delta_w} = \text{etwa } 45 \text{ bis } 55$$

für die ganze Typenreihe angenähert erfüllt sein.

Die Beziehung $\vartheta = C \frac{\delta_w''}{\tau}$

gestattet nicht nur eine schnelle rechnermäßige Kontrolle des Wendefeldes von Maschinen, deren Konstante C aus ähnlichen Ausführungen bereits bekannt ist, sondern erlaubt auch umgekehrt die Ermittlung der Konstanten C und ζ aus den Versuchsergebnissen.

Zu diesem Zweck ist die Versuchsmaschine durch Parallelwiderstände zur Wendewicklung (durch Variation des Wertes ϑ) oder durch unter die Wendepole gelegte Bleche (durch Variation des Wertes δ_w'') auf beste Kommutierung im Betrieb einzustellen.

Unter bester Kommutierung ist dabei (nach Helmut Beyer) die zu verstehen, die unter sonst gleichen Verhältnissen die geringste Kollektorerwärmung im Dauerbetrieb ergibt. Nur dann darf man nämlich sicher sein, daß auch die dem Beobachter nicht mehr wahrnehmbaren Funkenperlen unter den Bürsten auf das geringste Maß beschränkt sind.

Beispiel 10.

1250 PS-Motor der Maffei-Schwartzkopff-Werke.

(Entworfen vom Verfasser. Vgl. Beispiele 1, S. 7; 12, S. 72; 18, S. 81.)

Reiner Reihenmotor für $16\frac{2}{3}$ Per./Sek. Ankerdurchmesser 2400 mm.
 $2a = 2p = 40$. $L_0 = 39$ cm. $\delta_w = 3,5$ mm. Polbogen/Polteilung = rd. 0,7.

1. *Ankerwicklung*: 380 Nuten zu 12 Stäben = 6 Windungen, $380 \times 6/40 = 57$ Ankerwindungen in Reihe.

Hiervon $0,7 \times 57 = 40$ Ankerwindungen im Polbogen.

2. *Kompensationswicklung*: Erforderliche Windungszahl = Ankerwindungszahl = 57.

Hiervon sind ebenfalls 40 Windungen im Polbogen unterzubringen, die restlichen $57 - 40 = 17$ Windungen aber auf den Wendepol zu legen.

Gewählt wurden: 8 Nuten pro Pol zu 1 Stab und 4 parallele Kreise. Das gibt wie gewünscht $40 \times 8/4 = 80$ Stäbe = 40 Windungen.

3. *Überkompensation*: Angenommen: $\zeta = 7$ und $\delta_w'' = 1,1 \delta_w$.

$$\vartheta = 1,6 \zeta \frac{\delta_w''}{\tau} = 1,6 \times 7 \times 1,1 \times 3,5/189 = 0,228.$$

Für das Wendefeld sind daher

$$\Theta_{\ddot{u}} = \vartheta \Theta_a = 0,228 \times 57 = 13 \text{ Windungen}$$

erforderlich. Außerdem sind auf dem Wendepol noch die 17 restlichen Windungen für die Kompensation des Ankers aufzubringen, so daß der Wendepol im ganzen $17 + 13 = 30$ Windungen erhält.

Gewählt wurden: Pro Wendepol 3 Windungen = 6 Stäbe und 4 parallele Kreise. Das gibt $40 \times 3/4 = 30$ Windungen, wie gewünscht.

4. *Kontrolle*: Kompensation + Wendewicklung: $40 + 30 = 70$ Windungen.

Überkompensation: $70/57 = 1,23$. $\vartheta = 0,23$.

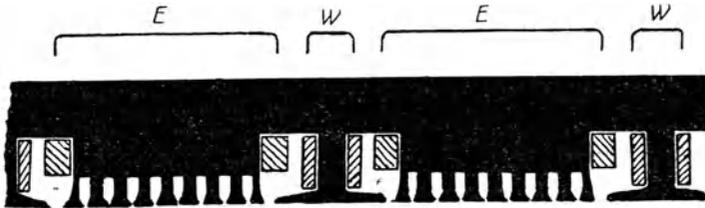
5. *Wendespannung*:

Vollastwerte: $A = 350$ Amp/cm und $v = 5400$ cm/Sek.

$$e_w = 2 v A \zeta L_0 10^{-8} = \text{rd. } 10,3 \text{ Volt.} \quad (8)$$

Die Stärke des Wendefeldes ist $B_w = \zeta A = 2450$ egs.

In parallelkompensierten Maschinen läßt sich der für das Wendefeld erforderliche Überschuß an Durchflutung am Ständer nicht mehr durch einen Überschuß an Windungen erreichen, weil die Ständerdurchflutung — bis auf die Streufelder —



$E =$ Erregerwicklung, $W =$ Wendewicklung.

Abb. 62.

mit den Ankerwindungen verkettet und derart automatisch kompensiert ist, daß der Anker nicht überkompensiert werden kann. Daraus folgt indessen, daß man trotzdem gerade durch Ausbildung örtlicher Streufelder an der Wendestelle geeignete Wendefelder erzeugen kann.

Es ist zu diesem Zweck erforderlich, die Durchflutung des Wendefeldes so anzuordnen, daß sich seine Kraftlinien noch innerhalb der Kompensationswicklung und, ohne mit dieser verkettet zu sein, wieder schließen können. Die übliche Ausführung der Wendespule auf einem besonderen Wendezahn dürfte die Ausbildung eines Streufeldes an dieser Stelle in der Regel hinreichend begünstigen (Abb. 62).

Im allgemeinen wird jedes örtlich beschränkte Wendefeld gegen die Kompensationswicklung stark streuen und von dieser magnetisch fast unabhängig sein. Das gilt in gleicher Weise für reihen- wie für parallelkompensierte Maschinen.

Die Auffassung des Wendefeldes als eines Streufeldes verleiht dem Wert der Überkompensation den Charakter eines (Heylandschen) Streuungskoeffizienten:

$$\vartheta = \frac{\Theta_{ii}}{\Theta_a} = C \frac{\delta''}{\tau}. \quad (9)$$

Das ist der innere Grund für die bereits bemerkte Ähnlichkeit der Gestalt der Ausdrücke für die Überkompensation des Ankerfeldes und für einen Streuungskoeffizienten.

In ihrer Eigenschaft als Streufelder liegt auch die Möglichkeit begründet, die örtlichen Wendefelder — unabhängig vom Feld der Arbeitsachse — nach Belieben zu beeinflussen.

Man kann im Reihenmotor z. B. die Phase des Wendefeldes durch Nebenschaltung Ohmscher Widerstände so verzögern, daß es als „phasenverschobenes Hilfsfeld“ auch noch eine Querfeldkomponente zur Vernichtung der Transformatorspannung enthält (Behn-Eschenburg, Milch, Lehmann) (Abb. 3, S. 5), man kann auch umgekehrt, die im Übersynchronismus der Repulsionsmotoren zu große Querfeldkomponente örtlich schwächen, durch auf Widerstände geschlossene oder vollkommen kurzgeschlossene Wendespulen, durch Speisung der Wendespulen mit voreilem Strom (Abb. 21, S. 20), durch Beeinflussung der Streufelder mit Hilfe von Kommutierungslochern (Abb. 20, S. 20) usw.

Dem Querfeld parallelkompensierter Maschinen kann man indes auch ohne Ausbildung örtlicher Streufelder eine Wendefeldkomponente verleihen. Die Einschaltung von induktiven Widerständen in den Kreis des Ankers wirkt nämlich wie eine Vergrößerung der Ständerstreuung. Das folgt unmittelbar aus dem einfachen Transformator diagramm.

Es ist nicht notwendig, eine besondere induktive Wicklung zu verwenden. Die Erregerwicklung ist selbst in hohem Maße induktiv und kann zur Verbesserung der Stromwendung vom Anker aus gespeist werden (Atkinson).

Dem Potentialdiagramm (Abb. 39 und 40, S. 30) ist die Vergrößerung der Wendefeldkomponente zu entnehmen, wenn die Erregung vom Anker aus gespeist wird. Der Blindverbrauch beim Anfahren wird dadurch freilich ungünstig beeinflusst. Deshalb hat Alexanderson vorgeschlagen, beim Anlauf die Erregung

vom Ständer aus, bei höheren Geschwindigkeiten aber vom Anker aus zu speisen (vgl. Beispiel 8, S. 35).

Man kann die induktive Komponente im Ankerkreis auch durch einen Scheinwiderstand erzeugen, der im Mittelleiter liegt (Abb. 45, S. 33), man kann sie dem Anker auch mit Hilfe eines besondern Generators aufdrücken (Abb. 41 und 43, S. 32) und durch gleichzeitige Regelung der Spannungsaufteilung auf den Ständer und den Anker das Wendefeld beliebig beeinflussen.

Die Erzeugung eines resultierenden Wendefeldes, das eine Komponente senkrecht zum Strom zur Aufhebung der Transformatorspannung und eine Komponente in Phase mit dem Strom zur Aufhebung der Wendespannung enthält, und die Regelung seiner Größe und Phase durch Aufteilung der Speisespannung der Größe und Phase nach auf den Ständer und den Anker, bildet den allgemeinsten Fall der Lösung des Kommutierungsproblems durch Überkompensation (Abb. 43 und 44, S. 32).

Beispiel 11.

1000 PS-Lötschberg-Motor der Maschinenfabrik Oerlikon.

(Vgl. Beispiel 2, S. 7; 14, S. 76; 17, S. 81.)

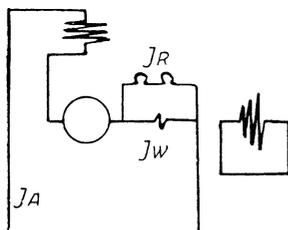


Abb. 63.

Reihenmotor mit phasenverschobenem Hilfsfeld und kurzgeschlossener Kompensation (Abb. 63).
Vollast: 420 Volt, 2100 Amp., 1000 PS bei 510 U. p. M., 15 Per./Sek.

Transformatorspannung = 4,2 Volt.

$2a = 2p = 12$.

Ankerdurchmesser = 1140 mm, Polteilung τ = rd. 300 mm.

Luftspaltbreite am Wendepol $\delta_w = 5$ mm.

Gesamte Eisenbreite $L_0 = 330$ mm.

Ankerwicklung:

168 Nuten zu 6 Stäben = 1008 Stäbe insgesamt, 12 parallele Kreise, 42 Windungen in Reihe.

Hiervon liegen angenähert $0,7 \times 42 =$ rd. 30 Windungen innerhalb des Polbogens und werden durch die kurzgeschlossene Kompensationswicklung selbsttätig kompensiert.

$42 - 30 = 12$ Ankerwindungen liegen innerhalb der Wendezone. Bezogen auf den Ankerstrom sind deshalb — zur vollständigen Kompensation der Ankerdurchflutung — 12 Windungen auf die Wendepole zu legen.

Außerdem haben die Wendepole auch noch die zur Erzeugung eines Wendefeldes erforderliche überkompensierende Durchflutung zu erhalten, und zwar:

Überkompensation:

Angenommen: $\zeta = 7$, $\delta''_w = 5,5$ mm.

$$\vartheta = 1,6 \zeta \frac{\delta''_w}{\tau} = 1,6 \times 7 \times 5,5/300 = 0,205.$$

Ankerwindungszahl = 42.

Für das Wendefeld sind daher $42 \cdot \vartheta = 9$ Windungen notwendig. Hierzu kommen die zur vollständigen Ankerkompensation erforderlichen restlichen 12 Windungen, so daß die Wendepole insgesamt $12 + 9 = 21$ Windungen, bezogen auf den Ankerstrom, zu erhalten hätten.

Wendespannung

Vollast: 2100 Amp, 84 Ankerstäbe in Reihe, 114 cm Ankerdurchmesser.

$$L_0 = 33 \text{ cm,}$$

$$A = 2100 \times 84/114 \pi = 490 \text{ Amp/cm.}$$

$$v = 114 \pi \cdot 510/60 = 3040 \text{ cm/Sek.}$$

$$e_w = 2 v A \zeta L_0 \cdot 10^{-8} = \text{rd. } 7 \text{ Volt.} \quad (8)$$

Transformatorspannung: 4,2 Volt. (Beispiel 2, S. 7.)

Die Wendespannung von 7 Volt wird durch eine EMK gleicher Größe vernichtet, die durch Bewegung in dem durch 9×2100 Amp erzeugten Wendefeld bei 510 U. p. M. entsteht.

Soll auch die Transformatorspannung von 4,2 Volt bei derselben Drehzahl aufgehoben werden, dann ist noch eine Wendefeldkomponente — senkrecht zum Strom — erforderlich, zu deren Erzeugung eine Durchflutung von

$$\frac{4,2}{7} \times 9 \times 2100 = \text{rd. } 5,5 \times 2100 \text{ Amp}$$

nötig wäre.

Resultierendes Wendefeld:

Zur Vernichtung der aus der Wendespannung und aus der Transformatorspannung bestehenden Funkenspannung von $\sqrt{7^2 + 4,2^2} = 8,2$ Volt (Abb. 64) ist daher eine Wendedurchflutung erforderlich von der Größe

$$\sqrt{(5,5 \times 2100)^2 + (21 \times 2100)^2} \\ = \text{rd. } 22 \times 2100 = 46000 \text{ Amp} \quad e_T = 4,2$$

und von der Phase

$$\text{tg } \varphi = 5,5/21.$$

Erzeugt man die Phasenverschiebung durch Nebenschaltung von Widerständen zu den Wendepolen, dann muß (Abb. 65)

$$\text{tg } \varphi = J_R/J_W = 5,5/21$$

und

$$\sqrt{J_R^2 + J_W^2} = J_A = 2100 \text{ Amp}$$

sein.

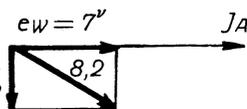


Abb. 64.

Hieraus folgt der Strom im nebengeschalteten Widerstand $J_R = 540$ Amp und der Strom in der Wendespule $J_W = 2030$ Amp.

Die zur Erzeugung des resultierenden Wendefeldes notwendige Durchflutung von 46000 Amp erfordert also $46000/2030 = \text{rd. } 22,5$ Windungen auf

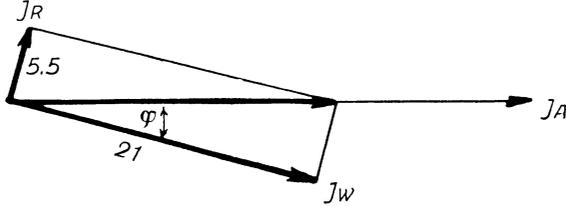


Abb. 65.

den Wendepolen. Wählt man 2 Windungen pro Wendepol, so kommt man mit $2 \times 12 = 24$ Windungen dem gewünschten Wert genügend nahe.

3. Die Transformatorspannung.

Die Transformatorspannung kann im Anlauf — von Widerstandsverbindungen abgesehen — nicht vernichtet werden und soll deshalb für funkenfreien Anlauf 3 Volt beim Höchstmoment nicht überschreiten. 5 Volt geben schon ein Bürstenfeuer, das nur bei seltenem Anlauf (z. B. Schnellzuglokomotiven) im Grenzfall noch zulässig sein mag:

$$e_T^A = 3 \text{ Volt bis max. } 5 \text{ Volt.}$$

Beim Lauf des Motors darf die Transformatorspannung freilich höher sein, wenn man sie kompensiert und überdies beim Anlauf bis auf die eben angegebenen Grenzwerte erniedrigt.

Die Wahl hoher Transformatorspannungen beim Lauf ist oft verlockend, weil sich mit hohen Transformatorspannungen auch hohe Ankerspannungen und kleine Ankerströme erreichen lassen.

Aus dem Drehmoment T , das der Ankerdurchflutung Θ_a und dem Erregerfluß F proportional ist,

$$T = c_1 \Theta_a F p$$

und aus der Transformatorspannung

$$e_T = c_2 F \frac{p}{a}$$

folgt — weil für sonst gleiche Verhältnisse $2 a W_a = \text{Lamellenzahl} = \text{const}$ und $\Theta_a = J_a W_a$ ist:

$$J_a = \frac{c T}{e_T} \quad (10)$$

und die Höchststromstärke beim Anlaufdrehmoment T^A

$$J_a^A = \frac{c T^A}{e_T^A}.$$

Durch die Wahl hoher Transformatorspannungen beim Lauf wird sich also die normale oder Dauerstromstärke zwar tatsächlich erniedrigen lassen, die Höchststromstärke aber wird trotzdem nur von der beim Anlauf noch zulässigen Transformatorspannung e_T^A abhängig bleiben.

Das Verhältnis der Höchststromstärke zum normalen Strom

$$\lambda = \frac{J_a^A}{J_a} = \frac{T^A}{T} \cdot \frac{e_T}{e_T^A} = \mu \cdot \frac{e_T}{e_T^A}$$

wird deshalb abhängig sein vom Verhältnis der Transformatorspannungen beim Lauf und beim Anlauf. Setzt man im allgemeinen das Anlaufdrehmoment dem doppelten des Vollastdrehmomentes gleich ($\mu = 2$), so wird die Transformatorspannung beim Lauf nicht höher als das 1,5fache ihres Anlaufwertes gewählt werden dürfen, wenn man nicht mehr als 3fachen Anlaufstrom ($\lambda = 3$) erhalten will.

Mit
$$\frac{e_T}{e_T^A} = 1,5$$

und

$$e_T^A = 3 \text{ bis } 5 \text{ Volt}$$

erhält man die höchsten noch zulässigen Transformatorspannungen beim Lauf zu

$$e_T = 5 \text{ bis } 8 \text{ Volt.}$$

Transformatorspannungen dieser Größe erfordern Kommutierungsfelder, die in mehreren Stufen geregelt werden müssen. Hierfür, sowie zur Schwächung der Transformatorspannung beim Anlauf sind zusätzliche Schalteinrichtungen nötig.

Die Dauerstromstärken in den Schaltern, werden der hohen Transformatorspannungen wegen zwar kleiner sein, die Zahl der Schalter wird dafür um so größer werden müssen. Es kommt hinzu, daß auch beliebig hohe Transformatorspannungen die Höchststromstärken in den Schaltern und am Kollektor nicht erniedrigen können.

Für die gesamte Schalt- und Steuerungsausrüstung des Motors wird deshalb durch die Wahl von hohen Transformatorspannungen

beim Lauf nur wenig zu gewinnen, aber sehr viel zu verlieren sein, falls unter der zusätzlichen Kommutierungsregelung im Anlauf und im Lauf die Einfachheit der Schaltung und Bedienung leidet.

Die hohen Transformatorspannungen gefährden überdies den funkenfreien Lauf wegen der stets ungenauen Einstellung der Kommutierungsfelder, die bei gleichen Ungenauigkeiten um so größere Reste nicht kompensierter Funkenspannungen geben, je höher deren absolute Werte sind.

Der Blindverbrauch ist schließlich wegen der Schwächung des Erregerflusses für Motoren mit hohen Transformatorspannungen in der Regel ungünstiger als für niedrige Transformatorspannungen, die der Schwächung beim Anlauf nicht bedürfen.

Die Zahl der Bürsten sinkt mit wachsenden Transformatorspannungen und abnehmenden Ankerströmen. Die Kollektorbreite aber nimmt nur unter besondern Bedingungen ebenfalls mit den Ankerströmen ab.

Die Breite des Kollektors hängt von der Zahl der nebeneinander sitzenden Bürsten ab und daher von der Stromstärke pro Bürstenspindel. Nimmt man die größte Zahl der Spindeln gleich der Polzahl an, so folgt aus Gleichung 10, S. 56:

$$\text{Strom pro Spindel} = \frac{J_a}{p} = \frac{cT}{p \cdot e_T}.$$

Die hohen Transformatorspannungen geben deshalb nur in Verbindung mit hohen Polzahlen schmale Kollektoren. Mit hohen Transformatorspannungen allein wird für die Breite des Kollektors so lange nichts gewonnen sein, als die erhöhte Transformatorspannung nur durch erhöhten Polfluß F bei gleichzeitiger Verringerung der Polzahl erreicht wird.

Der Kollektor eines Motors mit 2 Volt Transformatorspannung und 40 Polen wird genau so breit sein müssen wie der Kollektor eines 8 Volt-Motors mit 10 Polen und 4fachem Fluß pro Pol.

Um schmale Kollektoren zu erhalten, muß man die auf gleichen Fluß pro Pol bezogene Transformatorspannung zu erhöhen suchen. Das ist, wenn man nicht mehr als $w = 1$ Windung pro Segment verwenden will, nur möglich durch Verringerung

der Zahl der parallelen Kreise, was unmittelbar aus der Beziehung folgt

$$e_T = 4,44 \nu F w \left(\frac{p}{a} \right) \cdot 10^{-8}. \quad (1)$$

Ein Motor für 4 Volt Transformatorspannung mit $2p = 40$ Polen und nur $2a = 20$ parallelen Kreisen, also mit $\frac{p}{a} = 2$, wird nur einen halb so breiten Kollektor nötig haben wie ein Motor für 2 Volt Transformatorspannung mit 40 parallelen Kreisen und mit $2p = 2a$, $\frac{p}{a} = 1$. Wenn allgemein $\frac{p}{a} = n$ ist, so kann die Breite des Kollektors bei n -facher Transformatorspannung auf $\frac{1}{n}$ verringert werden. Der Vorteil schmaler Kollektoren, den hohe Transformatorspannungen gewähren können, bleibt deshalb an die Verwendung von Wellenwicklungen mit $a < p$ gebunden.

Motoren mit solchen Wicklungen haben sich in einer großen Zahl von Ausführungen im Eisenbahnbetrieb sehr gut bewährt. Die Wicklung muß freilich durchaus symmetrisch und mit Ausgleichsverbindungen versehen sein. $\frac{p}{a}$ soll stets ganzzahlig und die Nutenzahl durch a , nicht aber durch $2a$ teilbar sein. Sogenannte tote Spulen sind zu vermeiden. Die Zahl der Bürstenspindeln soll stets gleich der Polzahl sein. Nur jedes a -te Kollektorsegment soll an Ausgleichsverbindungen angeschlossen sein, um schädliche Ausgleichsströme zu vermeiden.

Die gegen Wellenwicklungen bisweilen bestehenden Vorurteile haben sich unter Beachtung der für die Verwendung dieser Wicklungen angegebenen Bedingungen in keinem Fall als begründet herausgestellt.

Der Vorteil der Wellenwicklungen liegt in der Unempfindlichkeit gegen magnetische Unsymmetrien, mit denen gerade im Eisenbahnbetrieb wegen ungleicher Luftspalte stets gerechnet werden muß. Deshalb sind Wellenwicklungen auch noch für $2p = 2a$ empfehlenswert, obwohl die Zahl der parallelen Kreise die Ausführung von Schleifenwicklungen in diesem Fall ermöglicht.

Die Verwendung von Schleifenwicklungen sollte an die Bedingung geknüpft sein, daß die Erregerwicklungen aller Pole einander parallel geschaltet sind, um die Felder aller Pole auch bei ungleichem Luftspalt zwangsweise einander gleich zu halten.

Dagegen ist es vorteilhaft, die Kompensationswicklungen aller Pole in Reihe zu legen, um das Ankerfeld, vom Luftspalt unabhängig, am ganzen Ankerumfang gleichmäßig zu kompensieren.

Sobald man über die Größe der Transformatorspannung entschieden hat, steht die Zahl der parallelen Kreise $2a$ nicht mehr frei. Nur die Relativzahl $\frac{p}{a}$ kann in der Regel noch beliebig angenommen werden.

Das folgt unmittelbar aus der Leistungsgleichung

$$N = EJ_a \cos \varphi,$$

der nach Substitution der Werte für die Arbeitsspannung

$$E \cos \varphi = 1,41 F Z p \left(\frac{n}{60} \right) \cdot 10^{-8} \quad (11)$$

($Z =$ Zahl der Ankerleiter in Reihe) und für

$$e_T = 4,44 v F w \left(\frac{p}{a} \right) \cdot 10^{-8} \quad (1)$$

die Form gegeben werden kann

$$N = c A \left(\frac{v_A}{v} \right) \cdot \left(\frac{a}{w} \right) e_T$$

oder abgekürzt

$$N = S a c_T \quad (12)$$

($v_A =$ Ankergeschwindigkeit). Für gut ausgenutzte Maschinen wird die Größe S , wenn für A und v_A die auch für Gleichstrommaschinen üblichen Werte angenommen werden, nur innerhalb enger Grenzen veränderlich sein und die *spezifische Leistung* der Maschine für 1 Volt Transformatorspannung und $2a = 1$ bei der gegebenen Frequenz und 1 Windung pro Segment bedeuten.

Ausgeführte Maschinen haben eine mittlere spezifische Leistung von $S = 24$ PS bei $16\frac{2}{3}$ Per./Sek. ergeben.

Die Leistung einer Maschine mit $2a$ parallelen Kreisen und e_T Volt Transformatorspannung wird bei $16\frac{2}{3}$ Per./Sek. deshalb

$$N = 24 a e_T \text{ Pferdestärken.} \quad (12a)$$

Die Zahl der parallelen Kreise ist also bei gegebener Leistung durch die Transformatorspannung schon bestimmt.

Ein 1000 PS-Motor für 2 Volt Transformatorspannung wird z. B. $2a = 42$ Kreise, und wenn man $\frac{p}{a} = 1$, also $2a = 2p$ wählt, auch $2p = 42$ Pole erhalten müssen.

Für 7 Volt Transformatorspannung und 1000 PS wird dagegen $2a = 12$ sein, während $2p$ wie folgt gewählt werden kann:

$$2p = 12 \text{ für } \frac{p}{a} = 1$$

oder

$$2p = 24 \text{ für } \frac{p}{a} = 2$$

oder

$$2p = 36 \text{ für } \frac{p}{a} = 3.$$

Bei gleicher Transformatorspannung und daher gleicher Stromstärke und gleicher Bürstenzahl wird die höchste Polzahl den schmalsten Kollektor und den kleinsten Blindverbrauch ergeben.

Die angegebene Leistung von 24 PS pro Kreis und 1 Volt Transformatorspannung ($16\frac{2}{3}$ Per./Sek.) stellt nicht die höchste Leistung dar, vielmehr nur die Leistung, die im normalen Betrieb für mittlere Geschwindigkeiten erhältlich ist. In der Regel wird ja auch die höchste Zugkraft im Eisenbahnbetrieb nicht bei der Höchstgeschwindigkeit gefordert.

Die Nachrechnung der spezifischen Leistung

$$S = \frac{A \cdot v_A}{736 \pi v w} \quad (13)$$

ergibt, daß dem aus der Erfahrung gewonnenen Mittelwert von $S = 24$ PS für $16\frac{2}{3}$ Per./Sek. und $w = 1$ Windung pro Segment angenähert das Produkt

$$A v_A = 10^6$$

zugrunde liegt, was z. B. für eine mittlere Geschwindigkeit am Anker von $v_A = 2500$ cm/Sek. einen Strombelag von $A = 400$ Amp/cm gibt.

EBMen haben aber auch noch mit $A = 500$ Amp/cm bei angenähert gleicher Geschwindigkeit sehr befriedigende Resultate ergeben.

Man wird deshalb als spezifische Grenzleistung $S = 30$ PS für $16\frac{2}{3}$ Per./Sek. und $v_A = 25$ m/Sek. annehmen und diesen Wert noch um rd. 50 Proz. erhöhen dürfen, wenn die Höchstleistung auch mit der Höchstgeschwindigkeit (z. B. bei Schnellzuglokomotiven) zusammenfällt oder wenn die Verwendung von Zahnradmotoren es möglich macht, auch schon bei mittleren

Lokomotivgeschwindigkeiten mit hohen Ankergeschwindigkeiten zu arbeiten.

Die Ankergeschwindigkeit der direkt antreibenden Motoren ist nämlich an die Lokomotivgeschwindigkeit gebunden. Eine Güterzuglokomotive z. B. für 40 km/h hat selbst bei kleinsten Treibrädern von etwa 1050 mm Durchmesser nur 200 U. p. M. und läßt deshalb für einen 1000 PS-Motor selbst mit 2400 mm Ankerdurchmesser keine größere Ankergeschwindigkeit als 25 m/Sek. zu. Zahnradmotoren gestatten dagegen eine freiere Wahl der Drehzahl und oft eine bessere Ausnutzung des Materials.

Man kann die spezifischen Leistungen — bezogen auf $16\frac{2}{3}$ Per./Sek. — daher wie folgt zusammenstellen:

$S = 24\text{—}30$ PS für mittlere Geschwindigkeiten ($v_A \approx 25$ m/Sek.)

$S = 45\text{—}50$ PS für hohe Geschwindigkeiten ($v_A = 40\text{—}50$ m/Sek.)

Beim Übergang auf andere Frequenzen ändern sich die Leistungen umgekehrt wie die Frequenzen.

Daraus folgt, daß man einen Motor mit nur 2 Volt Transformatorspannung noch für 2000 PS Dauerleistung (bei 40 Polen und $2a = 2p$) bauen und deshalb mit einem reinen Reihenmotor ohne Hilfsmittel zur Vernichtung der Transformatorspannung auch noch die größten im modernen Eisenbahnbetrieb geforderten Leistungen beherrschen kann. (Vgl. Beispiele 1, S. 7; 10, S. 51; 12, S. 72.)

Mit einer geringern Zahl von Polen läßt sich dieselbe Leistung stets nur bei höhern Transformatorspannungen erreichen, z. B. mit rd. 5 Volt und $2a = 2p = 16$.

Das ist von Wichtigkeit für Repulsionsmotoren, die oft deshalb zur Anwendung geringer Polzahlen zwingen, weil der Motor an den Synchronismus gebunden ist. Eine Lokomotive für 30 km/h bei Vollast und 1050 mm-Rädern erfordert z. B. einen direkt antreibenden Motor für 150 U. p. M. Will man einen Repulsionsmotor verwenden, so wird er bei $16\frac{2}{3}$ Per./Sek. nur 12 Pole haben dürfen, weil dann der Synchronismus bei 167 U. p. M. liegt.

Um allzu hohe Werte der Transformatorspannung trotzdem zu vermeiden, ist vorgeschlagen worden, Repulsionsmotoren mit $\frac{1}{2}$ Windung pro Segment auszuführen (Abb. 66), z. B. mit $2p = 2a = 8$, 800 PS bei 200 U. p. M., 4 Volt Transformatorspannung. Ohne diese halben Anschlüsse würde die Transformator-

spannung 8 Volt betragen. Natürlich kann man auch $\frac{1}{3}$ oder $\frac{1}{4}$ jeder Windung anschließen, was für Turbogeneratoren bereits ausgeführt worden ist.

Aus der mittleren spezifischen Leistung und der geringsten Polzahl $2p = 2a$ folgt schließlich noch die Leistung pro Pol für $16\frac{2}{3}$ Per./Sek. und 1 Windung pro Segment:

Für	2	3	4	5 Volt Transformatorspannung
zu	24	36	48	60 PS pro Pol.

Weil man sich in der Regel über das zu wählende System und deshalb über die zulässige Höhe der Transformatorspannung schon vor dem Entwurfe klar ist, so kann auf diese Weise überschlägig die kleinste Polzahl ermittelt werden, z. B. für 600 PS: 24 Pole bei 2 Volt oder 10 Pole bei 5 Volt Transformatorspannung.

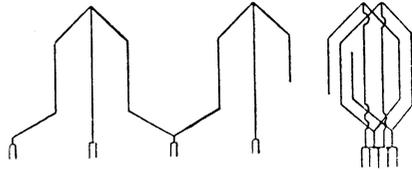


Abb. 66.

Der Reihenmotor mit kleinen Transformatorspannungen bleibt deshalb an hohe Polzahlen gebunden und hat aus diesem Grunde in der Regel geringen Blindverbrauch.

Die größte praktisch noch verwendbare Polzahl folgt aus der kleinsten noch ausführbaren Polteilung und dem kleinsten konstruktiv noch zulässigen Spindelabstand am Kollektor.

Polteilungen von rund 150 mm und Kollektorteilungen von rd. 130 mm dürften die unteren Grenzen für größere Modelle bilden. Hieraus und aus dem Ankerdurchmesser, der dem Entwurf zugrunde liegt, folgt einerseits die größte Polzahl, andererseits die kleinste Transformatorspannung, mit der die Leistung noch beherrscht werden kann.

Einen wertvollen Anhalt für die Wahl des Ankerdurchmessers liefert die Größenkonstante (Abb. 67), worunter, wie üblich, der Wert

$$C = D^2 L_0 \frac{n}{N_s} \cdot 10^{-4} \text{ cm}^3 \text{ sek}^{-1} \text{ kVA}^{-1}$$

verstanden ist. Für L_0 ist die wirksame Eisenbreite, für N_s die Scheinaufnahme einzusetzen.

Aus der Abhängigkeit der Leistung und der Ankerstromstärke von der Transformatorspannung folgt notwendig, daß auch die *Ankerspannung* von der Transformatorspannung abhängig sein muß.

Für 1 Windung pro Segment und 2 a parallele Kreise ist die Segmentzahl am Kollektor

$$Z a = D_k \frac{\pi}{\beta} = \frac{v_k}{\beta} \cdot \frac{60}{n},$$

(v_k = Kollektorgeschwindigkeit, β = Kollektorteilung)

woraus, wenn man noch

$$e_T = 4,44 \nu F\left(\frac{p}{a}\right) \cdot 10^{-8} \quad (1)$$

setzt, aus Gleichung 11, S. 60, folgt

$$E = \left(\frac{e_T}{\pi}\right) \cdot \left(\frac{v_k}{\nu \beta}\right)$$

oder für $16\frac{2}{3}$ Per./Sek. und eine kleinste Kollektorteilung, z. B. von $\beta = 0,005$ m

$$E = 3,8 e_T v_k. \quad (14)$$

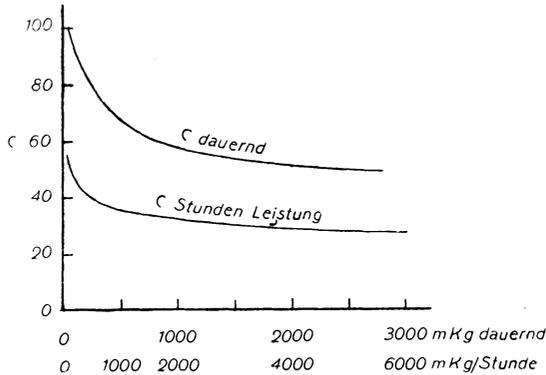


Abb. 67.

Soll die Geschwindigkeit am Kollektor $v_k^{\max} \approx 40$ m/Sek. nicht überschreiten, so wird man beim größten Dauerdrehmoment in der Regel mit nicht mehr als 20 m/Sek. rechnen dürfen und

$$E \approx 75 e_T \text{ Volt normal}$$

und

$$E \approx 150 e_T \text{ Volt max.}$$

am Anker erhalten können.

Ein Reihenmotor mit 2 Volt Transformatorspannung wird also nur 150 Volt normal und 300 Volt max. Spannung, ein Motor mit 4 Volt Transformatorspannung die doppelten Ankerspannungen besitzen.

Die niedrigen Ankerspannungen des Wechselstromkollektors sind oft unangenehm empfunden worden, weil sie bei großen

Leistungen hohe Stromstärken ergeben, die — wenn sie geschaltet werden müssen — an die Erfahrung und Geschicklichkeit des Konstrukteurs sehr hohe Anforderungen stellen.

Wie einleitend darauf hingewiesen wurde, sind indes hohe Ankerspannungen, wenn sie nur durch hohe Transformatorspannungen, die beim Anlauf geschwächt werden müssen, zu erreichen sind, kein geeignetes Mittel, um die Schaltstromstärken zu erniedrigen, weil gerade die Höchststromstärken beim Anlauf davon unabhängig bleiben.

Ein wirksames Mittel bildet dagegen die Erhöhung der Ankerspannung durch Anwendung hoher Kollektorgeschwindigkeiten (z. B. Zahnradmotoren) oder die Verwendung zweier dauernd in Reihe geschalteter Kollektoren (Richter).

Man hat indessen auch versucht, die Schaltung der großen Motorstromstärken ganz zu vermeiden, und die Drehzahl des Motors durch Bürstenverschiebung oder mit Hilfe von Potentialreglern zu regeln. Man hat schließlich durch die Verwendung von Zusatztransformatoren (Abb. 5), durch Stromverzweigung oder -spaltung mittels Drosselspulen u. dgl. (Abb. 22, 48, 50 und 51) die Schaltstromstärken in den Apparaten bis auf einen Bruchteil des Motorstroms erniedrigt und derart auch die größten vorkommenden Motorströme mit einfachen, durchaus betriebssicheren Mitteln beherrschen gelernt.

Ein anschauliches Bild der für die Preußischen Staatsbahnlokomotiven bisher verwendeten Schaltungs- und Steuerungsausrüstungen gibt Wachsmuth in Glasers Annalen vom 15. November 1916 u. f. (Referat ETZ 1918, S. 314).

4. Der Blindverbrauch.

Im Stillstand ist die vom EBM abgegebene (mechanische) Leistung gleich Null, auch wenn der Motor ein Drehmoment auf seine Welle ausübt. Für die Erzeugung des Drehmoments darf deshalb nach dem Energieprinzip auch keine (elektrische) Leistung verzehrt werden, wenn von Verlusten abgesehen wird. Die trotzdem zur Erzeugung des Drehmoments auch noch im Stillstand vom Motor aufgenommene elektrische Leistung wird nämlich nur scheinbar aufgewendet, weil sie zum Aufbau der Motorfelder dient und in ihnen als magnetische Energie aufgespeichert

und beim Verschwinden dieser Felder (bei jedem Wechsel) wieder frei wird.

Man wird deshalb den beim Anlauf erforderlichen Blindverbrauch N_B durch die magnetische Energie der Motorfelder darstellen können. Der Blindverbrauch eines beliebigen elektromagnetischen Apparates ist gleich dem 4π -fachen Produkt aus der Frequenz und der mittleren magnetischen Energie¹⁾. Die magnetische Energie befindet sich zum weitaus größten Teil nicht im Eisen, sondern im Luftspalt, wenn wie gewöhnlich die magnetische Spannung des Luftspaltes groß ist gegen die magnetische Spannung des Eisens. Bezeichnen wir die mittlere magnetische Energie im $2p$ -poligen Motor, ausgedrückt in Joule, mit pW , so ist

$$N_B = 4\pi\nu pW \cdot 10^{-8} \text{ Kilovoltampere.}$$

Es sei Ψ die Amplitude des Spulenflusses, d. h. die Amplitude der Summe der einzelnen Windungsflüsse. Dann ist die mittlere magnetische Energie unter einem Polpaar:

$$W = \frac{1}{2} I \frac{\Psi 10^{-8}}{\sqrt{2}} \text{ Joule.}$$

Wenn man die Durchflutung eines magnetischen Kreises $\Theta/p = Iq$ und die Amplitude des mittleren Windungsflusses $F' = \Psi/q$ einführt ($q =$ Windungszahl), so bekommt man

$$W = \frac{1}{2} \frac{\Theta}{p} \frac{F' 10^{-8}}{\sqrt{2}} \text{ Joule.}$$

Der mittlere Windungsfluß ist der Durchflutung Θ und der Ankerlänge L_0 proportional:

$$\frac{F'}{\sqrt{2}} = \xi L_0 \frac{\Theta}{p}.$$

Hierin bedeutet der Faktor ξ den mittleren Windungsfluß bei 1 cm Kernlänge und 1 Ampere Gleichstrom-Durchflutung. Damit wird die mittlere magnetische Energie

$$W = \frac{10^{-8}}{2} \xi L_0 \frac{\Theta^2}{p^2} \text{ Joule,} \quad (15)$$

und der Blindverbrauch

$$N_B = \frac{2\pi\nu}{p} \xi L_0 \Theta^2 10^{-11} \text{ Kilovoltampere.} \quad (16)$$

¹⁾ Emde, E. & M. Wien 1906, S. 949.

Der zur Erzeugung des Anzugdrehmoments erforderliche gesamte Blindverbrauch ist gleich der Summe der Blindleistungen aller Motorfelder und umfaßt:

1. In der Erregerachse den Blindverbrauch des Erregerfeldes

$$2 \pi \frac{\nu}{p} L_0 10^{-11} \Theta_e^2 \xi_e,$$

wenn Θ_e die Erregerdurchflutung und ξ_e die ideelle Leitfähigkeit pro Zentimeter des Erregerfeldes bedeutet, und

2. in der Arbeitsachse den Blindverbrauch der Streufelder des Ankers, der Kompensation und des Wendepoles.

Das Ankerfeld selbst ist bis auf die Streufelder durch das Kompensationsfeld als aufgehoben zu betrachten, während das Querfeld (der doppeltgespeisten und gewöhnlichen Repulsionsmotoren) ähnlich dem Feld in einem kurzgeschlossenen Transformator — im Anlauf angenähert Null ist.

In der Arbeitsachse sind daher nur Streufelder vorhanden. Man kann diese sämtlich als von der Ankerdurchflutung Θ_a bei einer ideellen Leitfähigkeit der Streufelder ξ_s pro Zentimeter erzeugt annehmen, derart, daß der Blindverbrauch dieses ideellen Summenstreufeldes

$$2 \pi \frac{\nu}{p} L_0 10^{-11} \Theta_a^2 \xi_s$$

äquivalent der Summe der Blindverbräuche aller Streufelder der Arbeitsachse ist.

Der gesamte Blindverbrauch des Motors beim Anlauf setzt sich also aus zwei Teilen zusammen, deren einer die Blindleistung des Erregerfeldes und deren anderer die Blindleistung der Streufelder der Arbeitsachse darstellt:

$$N_B = 2 \pi \frac{\nu}{p} L_0 10^{-11} \{ \Theta_e^2 \xi_e + \Theta_a^2 \xi_s \} \text{ Kilovoltampere.} \quad (16 a)$$

Während aber der erste, vom Erregerfeld herrührende Teil des Blindverbrauches von der Polzahl unabhängig bleibt, wenn die Streuung der Erregerwicklung vernachlässigt wird, sinkt der zweite, von den Streufeldern der Arbeitsachse herrührende Teil des Blindverbrauches mit zunehmender Polzahl. Das kommt daher, daß die gesamte Erregerdurchflutung ($\Theta_e \sqrt{2} = 0,8 B \delta'' p$)

bei gleichen magnetischen Beanspruchungen der Polzahl proportional, die gesamte Ankerdurchflutung ($\Theta_a = AD\pi$) bei gleichem Strombelag aber von der Polzahl unabhängig ist, während ξ bei wachsender Polzahl abnimmt.

Weil ferner die gesamte Blindleistung (Gleichung 16 a) proportional der (Quadrat-) Summe der Durchflutungen, das Drehmoment (Gleichung 19 a) aber proportional ihrem Produkt ist, so folgt, daß der gesamte Blindverbrauch ein Minimum wird, wenn die Summanden, das sind die Blindleistungskomponenten der Arbeits- und der Erregerachse, einander gleich sind, also wenn

$$\Theta_e^2 \xi = \Theta_a^2 \xi_s, \quad (17)$$

oder wenn

$$\frac{\Theta_e^2}{\Theta_a^2} = \frac{\xi_s}{\xi_e} = \frac{\xi_s}{\xi_a} \frac{\xi_a}{\xi_e} = \sigma \frac{f_a}{f_e}. \quad (17a)$$

Hierin ist unter σ der totale (Heylandsche) Streuungskoeffizient der Arbeitsachse

$$\sigma = \frac{\xi_s}{\xi_a} = \frac{\text{Leitfähigkeit der Streufelder}}{\text{Leitfähigkeit des Hauptfeldes}} \quad (18)$$

und unter ξ_a die auf 1 cm Ankerlänge bezogene Leitfähigkeit des ideellen, mit allen Ankerwindungen verketteten und durch die Ankerdurchflutung erzeugten Feldes oder kurz die Leitfähigkeit in der Arbeitsachse verstanden, während ξ_e die analoge Leitfähigkeit in der Erregerachse bedeutet. Offenbar verhalten sich die beiden ideellen Leitfähigkeiten zueinander so, wie die Wicklungsfaktoren f_a und f_e der Anker- und der Erregerwicklung ($\xi_a : \xi_e = f_a : f_e$), weil die magnetischen Widerstände in den beiden Achsen praktisch genügend genau einander gleich sind. Als Wicklungsfaktor f bezeichnen wir wie gebräuchlich das Verhältnis des Spulenflusses zum Produkt aus Windungszahl und Polfluß oder also das Verhältnis des mittleren Windungsflusses zum Polfluß.

Der Minimumbedingung (17 a) kann schließlich mit Hilfe des für mittlere Verhältnisse gültigen Erfahrungswertes

$$\sigma = 14 \frac{\delta''}{\tau}, \quad (18a)$$

sowie mit Hilfe der Beziehungen

$$\begin{aligned} \Theta_e \sqrt{2} &= 0,8 B \delta'' p \\ \Theta_a &= A \tau p \end{aligned}$$

die für konzentrierte Erregerwicklungen ($f_e = 1$) und Gleichstromankerwicklungen mit sinusförmigem Ankerfeld ($f_a = 2/\pi$) gültige durchsichtige Form gegeben werden:

$$\frac{B}{A} = 2,6 \sqrt[3]{\frac{\tau}{\delta''}}. \quad (17b)$$

Es bleibt noch übrig, den Wert des minimalen Blindverbrauches selbst zu bestimmen, und zwar nicht nur den aus Gleichung (16 a) folgenden absoluten Blindverbrauch, sondern auch den auf das Drehmoment Eins, z. B. auf 1 kgm, bezogenen relativen Blindverbrauch.

Der kleinste absolute Blindverbrauch ist:

$$(N_B)_{\min} = 4 \pi \frac{\nu}{p} L_0 10^{-11} \Theta_e^2 \xi_e \text{ Kilovoltampere.} \quad (16b)$$

Das Drehmoment folgt aus der Leistung N (in Watt) bei der Drehzahl n zu:

$$T = \frac{N}{2 \pi \cdot \frac{n}{60} \cdot 9,81} \text{ Kilogrammter} \quad (19)$$

und kann nach einigen Umformungen mit Hilfe der Beziehungen

$$\begin{aligned} N &= E J_a \cos \varphi \\ E \cos \varphi &= 2 \sqrt{2} F W_a p \frac{n}{60} 10^{-8} \text{ Volt} \\ F &= J_e q_e \sqrt{2} \xi_e \frac{L_0}{f_e} \\ \Theta_a &= J_a W_a \\ \Theta_e &= J_e W_e = J_e q_e p \end{aligned} \quad (11)$$

auch in der Form geschrieben werden:

$$T = \frac{2 \cdot 10^{-8}}{9,81 \pi f_e} \Theta_a \Theta_e \xi_e L_0 \text{ Kilogrammter.} \quad (19a)$$

Das gesuchte Verhältnis — der kleinste auf das Drehmoment Eins bezogene Blindverbrauch — folgt nunmehr aus (16 b) und (19 a) zu:

$$K = \frac{(N_B)_{\min}}{T} = 2 \cdot 9,81 \cdot \pi^2 10^{-3} \frac{\nu}{p} f_e \frac{\Theta_e}{\Theta_a} \text{ kVA/kgm,} \quad (20)$$

oder mit Hilfe der Gleichung (17 a):

$$K = 2 \cdot 9,81 \cdot \pi^2 10^{-3} \frac{\nu}{p} \sqrt{f_e \cdot f_a} \sqrt{\sigma} \text{ kVA/kgm,} \quad (20a)$$

oder, für $f_c = 1$ und $f_a = 2/\pi$:

$$K \approx 0,16 \frac{\nu}{p} \sqrt{\sigma} \text{ kVA/kgm,} \quad (20 \text{ b})$$

oder mit Hilfe des Wertes (18 a):

$$K \approx 0,57 \frac{\nu}{p} \sqrt{\delta'' \tau} \text{ kVA/kgm,} \quad (20 \text{ c})$$

oder schließlich:

$$K \approx 0,36 \frac{\nu}{D} \cdot \sqrt{\delta'' \tau} \text{ kVA/kgm,} \quad (20 \text{ d})$$

wenn D der Ankerdurchmesser ist, wobei der Eintritt dieses Minimums (für $f_c = 1$ und für $f_a = 2/\pi$) an die Bedingung geknüpft ist:

$$\left(\frac{B}{A}\right)_{m=1} = 2,6 \sqrt{\frac{\tau}{\delta''}}. \quad (17 \text{ b})$$

Ist das Verhältnis $\frac{B}{A}$ im allgemeinen aber das m -fache dieses ausgezeichneten, mit $\left(\frac{B}{A}\right)_{m=1}$ bezeichneten Wertes

$$\frac{B}{A} = m \cdot \left(\frac{B}{A}\right)_{m=1}, \quad (17 \text{ c})$$

so wird der Blindverbrauch $M = \frac{m^2 + 1}{2m}$ fach größer.

Es bleibt noch übrig, den Betrag der Abweichung m und des Vergrößerungsfaktors M für praktische Ausführungen festzustellen.

Für mittlere Verhältnisse und z. B. für $\delta = 3 \text{ mm}$ und $\delta'' = 2 \delta = 6 \text{ mm}$ beim Anlauf, folgt aus Gleichung (17 b), daß für

$$\tau = \begin{cases} 150 \text{ mm} \\ 200 \text{ „} \\ 250 \text{ „} \\ 300 \text{ „} \\ 350 \text{ „} \\ 400 \text{ „} \\ 500 \text{ „} \\ 600 \text{ „} \end{cases} \quad \left(\frac{B}{A}\right)_{m=1} \approx \begin{cases} 13,0 \\ 15,0 \\ 16,8 \\ 18,4 \\ 19,8 \\ 21,2 \\ 23,7 \\ 26,0 \end{cases}$$

sein soll, damit der Blindverbrauch sein Minimum K erreiche.

Moderne Maschinen mit $B = 6000 - 8000$ cgs-Linien und $A = 350 - 500$ Amp/cm bei Vollast weisen aber einen Mittelwert von angenähert

$$\frac{B}{A} = \frac{7000}{400} \approx 17,5 \text{ bei Vollast}$$

und z. B. von

$$\frac{B}{A} = \frac{9000}{800} \approx 11,0 \text{ beim Anlauf}$$

mit 2,5-fachem Moment und ungeschwächtem Erregerfluß auf und weichen deshalb vom günstigsten rd. zwischen 12 und 25 liegenden Werte für $\left(\frac{B}{A}\right)_{m=1}$ um so mehr ab, je größer die Polteilung ist.

Noch größer wird die Abweichung, wenn man den Erregerfluß im Anlauf schwächt und dafür mit um so höherem Strombelag anlaufen läßt, z. B. mit $B = 5000$ und $A = 1400$ Amp/cm für ebenfalls 2,5-faches Moment, was

$$\frac{B}{A} = \frac{5000}{1400} = 3,6$$

ergäbe.

Danach ergibt sich, daß die Verwendung kleiner Polteilungen z. B. von $\tau = 150 - 200$ mm es möglich macht, sich dem Minimum K genügend zu nähern, wenn man mit vollem Erregerfluß anlaufen läßt, was ebenfalls in der Regel nur bei kleinen Polteilungen noch zulässig ist.

Denn kleine Polteilungen und entsprechend hohe Polzahlen gestatten die Verwendung so niedriger Transformatorspannungen, daß diese auch ohne Schwächung des Erregerflusses noch funkenfreien Anlauf geben können. Die kleinen Polteilungen ergeben aber nicht nur eine hinreichende Annäherung an das Minimum K , sie geben auch im Verhältnis der Wurzeln aus den Polteilungen kleinere Werte des Minimums selbst und wirken demnach dreifach im Sinne eines kleinen Blindverbrauchs.

Niedrige Polzahlen und entsprechend hohe Polteilungen dagegen zwingen in der Regel zur Verwendung hoher Transformatorspannungen, die für funkenfreien Anlauf geschwächt werden müssen. Die Schwächung des Erregerflusses beeinflusst aber in praktisch vorliegenden Verhältnissen den Blindverbrauch recht ungünstig und doppelt ungünstig bei hohen Polteilungen. Der Blindverbrauch beträgt deshalb bei hohen Polteilungen und bei

Schwächung des Erregerflusses ein Mehrfaches des praktisch möglichen Minimums, das schon an sich höher als bei kleineren Polteilungen ist. In diesem Sinne wirken große Polteilungen dreifach erhöhend auf den Blindverbrauch.

Beispiel 12.

1250 PS-Reihenmotor der Maffei-Schwartzkopf-Werke,
16²/₃ Per./Sek.

(Entworfen vom Verfasser. Vgl. Beispiel 1, S. 7; 10, S. 51; 18, S. 81.)

$2p = 2a = 40$ Ankerdurchmesser $D = 2400$ mm $\tau = 189$ mm
 $\delta = 3,5$ mm.

Vollast: 2400 kgm dauernd.

$B = 7000$ $A = 350$ Amp/cm $e_T = 1,85$ Volt.

Anlauf mit ungeschwächtem Erregerfluß: 7000 kgm $\delta'' = 1,9\delta = 6,6$ mm
 $B = 10000$ $A = 720$ Amp/cm $e_T = 2,6$ Volt.

Beim Anlauf ist also

$$\frac{B}{A} = \frac{10000}{720} = 14$$

und sollte sein

$$\left(\frac{B}{A}\right)_{m=1} = 2,6 \sqrt{\frac{\tau}{\delta''}} = 13,9 \quad (\text{Gl. 17 b}).$$

Daher ist $m = 1$ und $M \approx 1$. Der Motor wird fast mit dem Minimum des Blindverbrauchs anlaufen. Sein Wert ist

$$K = 0,57 \frac{\nu}{p} \sqrt{\frac{\delta''}{\tau}} = 0,089 \text{ kVA/kgm.} \quad (20 c)$$

Die Messung auf dem Versuchsstand ergab: 9000 kgm, 4550 Amp, 190 Volt — also 0,096 kVA/kgm.

Der absolute Blindverbrauch (in kVA) beim Anlauf wird zwar durch den auf die Motorwelle bezogenen relativen Blindverbrauch (in kVA/kgm) entscheidend beeinflusst, in letzter Linie aber erst durch die Größe der Treibräder und ihre Antriebsart bestimmt.

Ein Motor z. B. mit 0,12 kVA/kgm an der Motorwelle ergibt beim Einbau in eine Lokomotive

	Mit direktem Antrieb		Mit Zahnradantrieb
Treibraddurchmesser mm	1050	1600	1350
Übersetzung	1 : 1	1 : 1	1 : 3,25
Am Radumfang kVA/kg	0,063	0,096	0,025
Motordrehzahl bei 30 km/h Min ⁻¹	150	100	380

d. h. für gleichen absoluten Blindverbrauch beim Anlauf darf der spezifische Blindverbrauch (kVA/kgm) an der Motorwelle um so größer sein, je höher die auf gleiche Fahrzeuggeschwindigkeit bezogene Motordrehzahl ist.

Aus

$$K = 0,36 \frac{\nu}{D} \sqrt{\delta'' \tau} \text{ kVA/kgm} \quad (20 \text{ d})$$

folgt der auf den Radumfang bezogene Blindverbrauch

$$K' = 0,36 \frac{R}{D} \nu \sqrt{\delta'' \tau} = 0,18 \nu \frac{v_F}{v_A} \sqrt{\tau \delta''} \text{ kVA/kg,} \quad (21)$$

wenn $2R$ den Treibrad- und D den Ankerdurchmesser, v_F die Fahrzeug- und v_A die Ankergeschwindigkeit bedeutet.

Diese Beziehung gestattet, den Blindverbrauch verschiedener Fahrzeuge unabhängig von der Antriebsart und der Größe der Treibräder miteinander zu vergleichen. Mit Motorsystemen oder Antriebsarten, die die höchsten Ankergeschwindigkeiten zulassen, wird deshalb der geringste Blindverbrauch zu erzielen sein.

Zusammengefaßt ergibt sich etwa folgendes:

1. Für sonst gleiche Verhältnisse sinkt der Blindverbrauch mit wachsendem Ankerdurchmesser, also angenähert mit der Wurzel aus der Leistung.

Bei gleichem Ankerdurchmesser sinkt der Blindverbrauch mit der Wurzel aus der Polzahl und steigt mit der Wurzel aus der Polteilung.

2. Es gibt stets einen bestimmten Wert für das Verhältnis der Feld- zur Ankerdurchflutung oder für das Verhältnis $\frac{B}{A}$, für das der Blindverbrauch bei den gegebenen Verhältnissen ein Minimum erreicht.

Der Blindverbrauch kommt diesem Minimum um so näher, je stärker der Erregerfluß beim Anlauf ist. Schwächungen des Erregerflusses wirken in der Regel ungünstig auf den Blindverbrauch und sind nach Möglichkeit zu vermeiden. Deshalb soll die Transformatorspannung so niedrig gewählt werden, daß auch noch mit verstärktem Erregerfluß funkenfreier Anlauf gewährleistet bleibt.

Es ist empfehlenswert, die Polzahl so hoch zu wählen, als praktische und konstruktive Rücksichten es zulassen. Polteilungen von $\tau \approx 150$ mm dürften etwa die untere Grenze für Motoren von über 500 PS bilden. Günstige Entwürfe werden im allgemeinen mit $\tau \approx 200$ mm erhalten werden können.

3. Wenn hohe Transformatorspannungen angewendet werden müssen und Schwächungen des Erregerflusses deshalb beim Anlauf nicht zu umgehen sind, dann ist es vorteilhaft, Wellenwicklungen mit $a < p$ und hoher Polzahl zu verwenden.

Mit $\frac{p}{a} > 1$ sind überdies auch schmale Kollektoren möglich.

4. Niedrige Polzahl, funkenfreier Anlauf und geringer Blindverbrauch sind im allgemeinen einander widersprechende Bedingungen.
5. Der auf das Drehmoment Eins an der Motorwelle bezogene Blindverbrauch (in kVA/kgm) ist kein absolutes Kriterium für den Eisenbahnbetrieb. Für diesen ist der auf die Zugkraft Eins am Haken bezogene Blindverbrauch (in kVA/kg) maßgebend, der durch die Wahl von Zahnrädern oder kleinen Treibrädern entscheidend beeinflußt werden kann und um so kleiner ist, je höher die Ankergeschwindigkeit im Vergleich zur Fahrzeuggeschwindigkeit gewählt wird.

Beispiel 13.

350 PS-Winter-Eichberg-Zahnradmotor der Oranienburger Versuchslokomotive. (Vgl. Beispiel 4, S. 17.)

350 PS Stundenleistung, 500 U. p. M., 500 kgm Stundendrehmoment. 25 Per./Sek., 800 Volt am Ständer, 300 Volt am Anker.

Übersetzung Ständer/Anker = $800/300 \approx 2,65$.

Ankerdurchmesser 795 mm, 6 Pole, Polteilung 415 mm, $\delta = 2,5$ mm, $\delta'' \approx 1,6 \delta = 4$ mm, $\sigma = 14 \delta''/\tau = 0,135$.

a) Anlauf mit ganzem Anker.

Volle Erregung (Abb. 68, Schalter 1 geschlossen, Schalter 2 geöffnet).

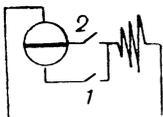


Abb. 68.

Weil mit dem ganzen Ständerstrom vom ganzen Anker aus erregt wird, so verhält sich die Erreger- zu der Ankerdurchflutung so wie die Windungszahlen von Ständer und Anker, also

$$\frac{\Theta_e}{\Theta_a} = \frac{1}{2,65} = 0,38.$$

Der kleinste Blindverbrauch würde aber auftreten für das Verhältnis

$$\left[\frac{\Theta_e}{\Theta_a} \right]_{m=1} = \sqrt{\sigma} \approx 0,37. \quad (17 a)$$

Daher

$$\begin{aligned} m &= \frac{0,38}{0,37} \approx 1, \\ M &= 1, \\ K &= \frac{0,57}{1,25} \frac{25}{3} \sqrt{\frac{4}{415}} \approx 0,37 \text{ kVA/kgm}^1). \end{aligned} \quad (20 c)$$

Gemessen (Abb. 19, S. 20): 500 kgm, 520 Volt, 360 Amp., 187 kVA, d. i.

$$\frac{187}{500} = 0,37 \text{ kVA/kgm.}$$

b) *Anlauf mit halbem Anker.*

Halbe Erregung (Abb. 68, Schalter 1 geöffnet, Schalter 2 geschlossen.)

$$\begin{aligned} \frac{\Theta_e}{\Theta_a} &= \frac{0,5}{2,65} = 0,19. \\ m &= \frac{0,19}{0,37} = 0,51. \\ M &= 1,23. \\ K &= 0,37 \text{ kVA/kgm.} \\ N_B &= K M = 0,37 \times 1,23 = 0,45 \text{ kVA/kgm.} \end{aligned}$$

Gemessener Mittelwert (Abb. 19, S. 20): 700 kgm, 475 Volt, 600 Amp, 285 kVA, 0,41 kVA/kgm.

c) *Anlauf mit 0,22 facher Erregung:*

$$\begin{aligned} \frac{\Theta_e}{\Theta_a} &= \frac{0,22}{2,65} = 0,083. \\ m &= \frac{0,083}{0,37} = 0,225. \\ M &= 2,35. \\ N_B &= K M = 0,37 \times 2,35 = 0,87 \text{ kVA/kgm.} \end{aligned}$$

Die nachstehende Zusammenstellung zeigt, wie unter dem Einfluß der Schwächung des Erregerflusses der funkenfreie Anlauf auf Kosten des Blindverbrauchs erreicht wird und umgekehrt (vgl. Beispiel 4, S. 17).

Übersetzung	0,22	0,5	1
Transformatorspannung	3,9	5,9	8,4 Volt
Anlaufstrom	700	465	330 Amp.
Vollaststrom	400	400	400 Amp.
Anlaufstrom in Proz. des Vollaststromes	175	116	82,5 Proz.
Blindverbrauch	0,87	0,45	0,37 kVA/kgm

¹⁾ Der Faktor 1,25 im Nenner berücksichtigt die Ankererregung ($f_e = 2/\pi$ in Gleichung 20 a, S. 69).

Beispiel 14.

Betriebsergebnisse mit den Lötschberg-Lokomotiven:

1. Oerlikon-2000 PS-Zahnradlokomotiven.

(Vgl. Beispiele 2, S. 7; 11, S. 54; 17, S. 81.)

15 Per./Sek.

1350 mm Treibraddurchmesser, Zahnradvorgelege 1:3,25.

Pro Lokomotive 2 Reihenmotoren je 1000 PS bei $v_F = 42$ km/h.

1140 mm Ankerdurchmesser, $v_A = 115$ km/h.

$2p = 12$ Pole, $\tau = 300$ mm, $d = 3$ mm, d'' beim Anfahren $\approx 1,7 d = 5$ mm angenommen.

Blindverbrauch an der Motorwelle $= 0,57 \frac{15}{6} \sqrt{\frac{5}{300}} = 0,184$ kVA/kgm (20c)

„ „ „ Vorgelegewelle $= 0,184/3,25 = 0,057$ kVA/kgm.

„ am Radumfang $= 0,057 \times 0,675 = 0,0385$ kVA/kg.

Der letzte Wert kann auch unmittelbar erhalten werden aus

$$K' = 0,18 \times 15 \times \frac{42}{115} \sqrt{0,005 \times 0,300} = 0,0385 \text{ kVA/kg,} \quad (21)$$

was $\frac{1}{0,0385} = 26$ kg/kVA gibt.

Anfahrversuche auf der Strecke Spiez-Frutigen ergaben im Augenblick des Anfahrens eines Zuges von insgesamt 560 t auf 15,5‰ Steigung eine Gesamtaufnahme von 400 kVA bei 11000 kg Zugkraft, also 27,5 kg/kVA. (Schweiz. Bauzeitung vom 12. August 1911, E. u. M., Wien, 1911, S. 781 und 1913, S. 632).

2. Zum Vergleich wurden Anfahrversuche mit einer

1600 PS - A. E. G. - Lokomotive

vorgenommen:

Treibräder 1270 mm Durchmesser.

Direkter Kurbelstangenantrieb.

Pro Lokomotive 2 Winter-Eichberg-Motoren je 800 PS bei $v_F = 40$ km/h.

Die Versuche ergaben bei der Anfahrt eines Zuges von insgesamt 490 t auf ebenfalls 15,5‰ Steigung eine Gesamtaufnahme von 1700 kVA oder mehr als das 4fache der Oerlikon-Lokomotive.

Nimmt man den Ankerdurchmesser des Motors zu rd. 1600 mm an, so ist bei $v_F = 40$ km/h die Ankergeschwindigkeit $v_A = 50$ km/h. Das Ver-

hältnis der Geschwindigkeiten $\frac{v_F}{v_A} = \frac{40}{50}$ ist also mehr als 2,2 mal so hoch als

bei der Oerlikon-Lokomotive und würde für sonst gleiche Verhältnisse auch den 2,2fachen Blindverbrauch ergeben.

Diese Betrachtung zeigt die Überlegenheit des Zahnradantriebes, die in der Möglichkeit liegt, unabhängig von der Lokomotivgeschwindigkeit hohe Ankerumfangsgeschwindigkeiten anzuwenden.

Der Umstand, daß der Blindverbrauch aber noch mehr als das 2,2fache der Oerlikon-Lokomotive betrug, deutet darauf hin, daß nicht mit dem geringsten Blindverbrauch angefahren worden ist.

Obwohl die Überlegenheit des Reihenmotors mit Zahnradantrieb über jedem Zweifel steht, wird sich ein gerechter Vergleich seiner Anfahr-

verhältnisse mit denen des direkt antreibenden Motors doch nur gewinnen lassen, wenn auch dieser — durch die Verwendung hoher Polzahlen — für die Anfahrt mit kleinstem Blindverbrauch bemessen ist. Ein geeignetes Vergleichsbeispiel bietet die A. E. G. - Lokomotive Wien-Preßburg.

Beispiel 15.

A. E. G. - Lokomotive Wien-Preßburg.
(EKB 1914, S. 580. Vgl. Beispiel 8, S. 35.)

Die Lokomotive ist mit einem 24-poligen Winter-Eichberg-Motor von 750 PS Dauerleistung bei $v_F = 39$ km/h Lokomotivgeschwindigkeit ausgerüstet.

Treibräder 1034 mm Durchmesser.
15 Per./Sek.

Die Leistung des Motors ist also angenähert derjenigen des A. E. G.-Lötschberg-Motors gleich. Nimmt man deshalb den Ankerdurchmesser ebenfalls zu 1600 mm an, dann ist die Polteilung rd. 210 mm und die Anker-
geschwindigkeit $v_A = 60$ km/h, das Verhältnis beider $\frac{v_F}{v_A} = \frac{39}{60}$, also 1,8 mal so hoch wie bei der Zahnradlokomotive von Oerlikon, deren Polteilung 300 mm beträgt.

Der Blindverbrauch ist daher $1,8 \sqrt{\frac{210}{300}} = 1,5$ mal so groß wie bei der Oerlikon-Lokomotive.

Die Messung ergab 8 kgm/kVA oder bei 1034 mm Treibraddurchmesser rd. 15,5 kg/kVA, gegenüber 27,5 kg/kVA für die Oerlikon-Lokomotive.

Zusammengefaßt, ergibt ein Vergleich zwischen dem Oerlikon-Zahnradmotor und dem A. E. G. - Motor Wien-Preßburg angenähert folgendes:

Der direkt antreibende Motor hat doppelte Polzahl, $\frac{2}{3}$ der Polteilung und angenähert halbe Ankerumfangsgeschwindigkeit bei 1,5-fachem Blindverbrauch.

Beispiel 16.

A. E. G. - Mittenwald-Lokomotive.
(EKB 1913, S. 137. Vgl. Beispiel 5, S. 21.)

Treibräderradius 1034 mm — 15 Per./Sek.

Die Lokomotive ist mit einem 12-poligen Winter-Eichberg-Motor mit Ankerkurzschluß und Ankererregung ausgerüstet (Schaltungschema Abb. 22, S. 21).

Die Motorleistung von 800 PS bei $v_F = 30$ km/h ist angenähert gleich derjenigen der A. E. G.-Lötschberg-Motoren und der Motoren der Lokomotiven Wien-Preßburg. Bei gleichem Ankerdurchmesser von 1600 mm würde daher die Ankergeschwindigkeit $v_A = 46$ km/h und die Polteilung 415 mm betragen.

Der Luftspalt kann wie üblich zu 3 mm, der äquivalente Luftspalt daher zu 5 mm angenommen werden.

Das Minimum des Blindverbrauchs ist sonach

$$\frac{0,18}{1,25} 15 \frac{30}{46} \sqrt{0,005 \times 0,415} = 0,066 \text{ kVA/kg} \quad (21)$$

$$\text{oder } \frac{1}{0,066} = 15 \text{ kg/kVA.}$$

Der Faktor 1,25 im Nenner berücksichtigt die Ankererregung.

Gemessen wurden: 12 kg/kVA, d. i. ein um rd. 25 Proz. erhöhter Blindverbrauch, offenbar infolge einer Schwächung des Erregerflusses beim Anfahren.

5. Der Leistungsfaktor.

Hoher Leistungsfaktor kann auf zweierlei Art erhalten werden. Man kann entweder — präventiv — den Motor so bemessen, daß die in seinen Feldern aufgespeicherte magnetische Energie gering ist, oder — repressiv — die zum Unterhalt der Felder erforderliche Blindleistung im Motor selbst erzeugen, so daß sie nicht dem Netz entzogen werden muß.

Der ersten Art sind alle Maßnahmen dienlich, die geringen Blindverbrauch auch beim Anfahren geben und die bereits be-

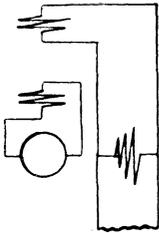


Abb. 69.

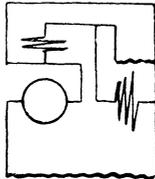


Abb. 70.

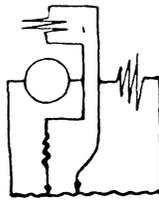


Abb. 71.

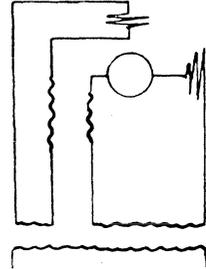


Abb. 72.

trachtet worden sind, z. B. Kompensation des Ankerfeldes und die Verwendung hoher Polzahlen, zur zweiten Art gehören eine große Reihe von Schaltungen, die in der Regel durch Bewegung des Ankers in phasenverspäteten Feldern phasenvoreilende EMKE zur Verbesserung des Leistungsfaktors geben.

Atkinson verwendet z. B. eine besondere an konstanter Spannung liegende Hilfserregerwicklung, deren Feld der Netzspannung um 90° nacheilt (Abb. 69), während Alexanderson die Phase des Erregerfeldes selbst (im nacheilenden Sinne) beeinflusst, entweder durch eine zur Kompensation in induktiver Beziehung stehende Wicklung, die der Erregerwicklung parallel geschaltet ist (Abb. 70) oder durch eine in Reihe mit der Erregerwicklung an konstante Spannung angelegte Drosselspule (Abb. 71), ähnlich wie dies schon vorher von den F.G.L.-Werken angegeben

worden ist (Fig. 72), die dem Erregerfeld eine Komponente aufdrücken, die gegen den Läuferstrom phasenverspätet ist.

In diesen Beispielen erscheint die phasenvoreilende EMK an den Arbeitsbürsten, weil phasenverspätete Felder verwendet werden, die in der Erregerachse liegen. Winter und Eichberg verwenden dagegen zur Verbesserung des Leistungsfaktors das in der Arbeitsachse vorhandene phasenverspätete Querfeld und bedürfen deshalb besonderer Bürsten in der Erregerachse, an denen die voreilende EMK in Erscheinung treten kann. Die Erregerbürsten dienen zugleich auch dazu, das Hauptfeld vom Anker aus zu erregen (vgl. S. 15).

Vollkommene Kompensation des Leistungsfaktors ist indes in allen Fällen nur für eine Drehzahl möglich, wenn man nicht die Felder regeln und bei Ankererregung überdies noch Vorkehrungen für die Kommutierung unter den Erregerbürsten treffen will.

Das Streben nach Einfachheit im Aufbau des Motors und der Ausrüstung in Verbindung mit der Möglichkeit, allein durch zweckentsprechende Bemessung des Motors auch ohne besondere Hilfsmittel genügend hohe Werte des Leistungsfaktors zu erhalten, hat indes dazu geführt, auf Einrichtungen zur Verbesserung des Leistungsfaktors in der Regel zu verzichten. Der Frage, welchen Höchstwert der Leistungsfaktor ohne Kompensationseinrichtungen erreichen kann, kommt daher besondere Bedeutung zu.

Aus dem Blindverbrauch

$$N_B/T = KM = 2.9,81 \cdot 10^{-3} \pi^2 \frac{\nu}{p} \sqrt{f_e f_a} M \sqrt{\sigma} \text{ kVA/kgm}$$

(vgl. Gleichung 20 a, S. 69)

und aus der Nutzleistung

$$N = 2.9,81 \cdot 10^{-3} \pi \left(\frac{n}{60}\right) \cdot T \text{ Kilowatt} \quad (19)$$

folgt für die Drehzahl n , wenn man mit

$$\ddot{u} = \frac{\left(\frac{pn}{60}\right)}{\nu}$$

den Grad des Übersynchronismus einführt, der Phasenverschiebungswinkel φ aus:

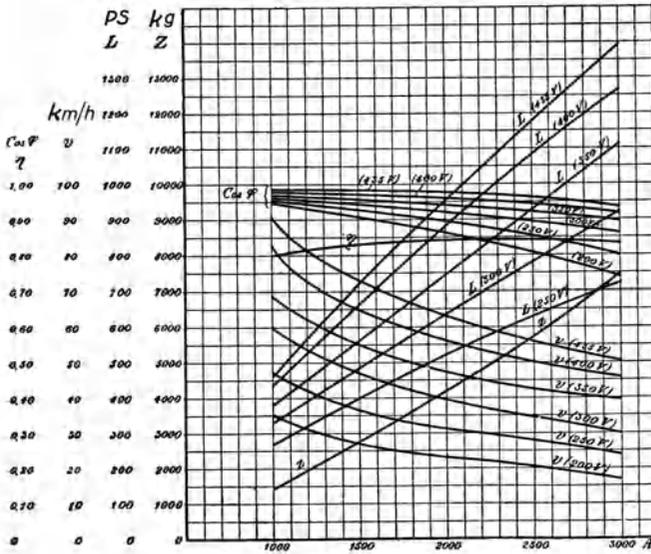
$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{N_B}{N} = \frac{\pi}{\ddot{u}} M \sqrt{f_e f_a} \sqrt{\sigma}. \quad (22)$$

Für konzentrierte Erregerwicklungen (Ständererregung) mit $f_e = 1$ und $f_a = \frac{2}{\pi}$ wird also

$$\cos \varphi \approx \frac{1}{1 + \left(\frac{M}{\ddot{u}}\right)^2 \pi \sigma} \quad (23)$$

und für verteilte Erregerwicklungen (Ankererregung) und $f_e = f_a = \frac{2}{\pi}$

$$\cos \varphi \approx \frac{1}{1 + \left(\frac{M}{\ddot{u}}\right)^2 2 \sigma} \quad (23a)$$



Kennlinien des 1000 PS-Oerlikon-Motors.

Abb. 73.

Der Leistungsfaktor ist also um so größer, je höher der Übersynchronismusgrad \ddot{u} ist, und erreicht bei jeder Drehzahl ein Maximum, wenn

$$M = \frac{m^2 + 1}{2m} = 1,$$

also wenn

$$\frac{\omega_e}{\omega_a} = \sqrt{\frac{f_a}{f_e}} \cdot \sqrt{\sigma} \quad (17a)$$

ist.

Für gleichartig verteilte Arbeits- und Erregerwicklungen mit $f_e = f_a = \frac{2}{\pi}$ nehmen die Bedingungsgleichung für den maximalen Leistungsfaktor

$$\frac{\Theta_e}{\Theta_a} = \sqrt{\sigma} \quad (17a)$$

und die Gleichung für den maximalen Leistungsfaktor bei Synchronismus ($\ddot{u} = 1$)

$$(\cos \varphi)_{\max} = \frac{1}{1 + 2\sigma} \quad (23b)$$

die für Asynchronmotoren bekannten Formen an.

Beispiel 17.

2000 PS-Oerlikon-Lötschberg-Lokomotive.

(Vgl. Beispiele 2, S. 7; 11, S. 54; 14, S. 76.)

Reihenmotor mit Ständererregung 15 Per./Sek.

1000 PS bei rd. 540 U. p. M.

12 Pole, Polteilung $\tau = 300$ mm, $\delta = 3$ mm, $\delta'' \approx 4$ mm angenommen.

$$\sigma = 14 \frac{\delta''}{\tau} \approx 0,19.$$

Synchrone Geschwindigkeit ≈ 150 U. p. M.

Übersynchronismus = $540/150 = 3,6$.

$$(\cos \varphi)_{\max} \text{ bei } 540 \text{ U. p. M.} = \frac{1}{1 + \frac{\pi\sigma}{3,6^2}} = 0,95. \quad (23)$$

Die Kurvenscharen (Abb. 73) zeigen die gemessenen Werte des Leistungsfaktors.

Beispiel 18.

1250 PS-Motor der Maffei-Schwarzkopf-Werke.

(Vgl. Beispiele 1, S. 7; 10, S. 51; 12, S. 72.)

Reihenmotor mit Ständererregung, $16\frac{2}{3}$ Per./Sek., 1250 PS.

400 U. p. M., $2p = 40$, $\tau = 189$ mm, $\delta = 3,5$ mm, $\delta'' = 4,5$ mm,

$$\sigma = 14 \frac{\delta''}{\tau} = 0,335.$$

Synchrone Drehzahl = 50 U. p. M.

200 U. p. M., $\ddot{u} = 4$, $\cos \varphi \approx 0,93$.

400 " $\ddot{u} = 8$, " $\approx 0,99$.

(In guter Übereinstimmung mit gemessenen Werten.)

Beispiel 19.

Repulsionsmotor, 15 Per./Sek., 300 U. p. M., $2p = 8$, $\tau = 600$ mm,

$$\delta = 3 \text{ mm, } \delta'' = 4 \text{ mm, } \sigma = 14 \frac{\delta''}{\tau} = 0,093.$$

Synchrone Drehzahl = 225 U. p. M.

$$\left. \begin{aligned} 75 \text{ U. p. M. } \ddot{u} = 1/3, \cos \varphi &= \frac{1}{1 + 2\left(\frac{3}{1}\right)^2 \sigma} = 0,37 \\ 150 \text{ " } \ddot{u} = 2/3, \text{ " } &= \frac{1}{1 + 2\left(\frac{3}{2}\right)^2 \sigma} = 0,71 \\ 225 \text{ " } \ddot{u} = 1, \text{ " } &= \frac{1}{1 + 2\sigma} = 0,84 \end{aligned} \right\} \quad (23a)$$

Bei derselben Drehzahl ist der Leistungsfaktor des Repulsionsmotors bedeutend schlechter als der des Reihenmotors. Das kommt daher, daß der Reihenmotor in hohem Übersynchronismus arbeitet, was dem an den Synchronismus gebundenen Repulsionsmotor nicht möglich ist.

Man kann den Leistungsfaktor des Repulsionsmotors freilich noch über die Werte des Reihenmotors hinaus verbessern, wenn man nach Winter-Eichberg-Latour dem Motor Ankererregung gibt. Es ist aber bemerkenswert, daß der Repulsionsmotor durch die Kompensation der Phasenverschiebung schließlich nur die Wunden heilt, die er selbst dem Leistungsfaktor schlägt, und daß Motoren, die an den Synchronismus nicht gebunden sind — durch hohe Polzahlen —, auch ohne besondere Hilfsmittel der Einheit nahe kommende Leistungsfaktoren erreichen können.

Von den Verlusten und von der Sättigung abgesehen, ist der Leistungsfaktor nur zugleich mit der Drehzahl veränderlich, von der Belastung und der Höhe der Speisespannung aber unabhängig. Das kann an Kurvenscharen (Abb. 73) nachgeprüft werden. Diese ergeben für gleiche Drehzahlen stets annähernd gleiche Leistungsfaktoren.

Das ist darin begründet, daß sich im EBM — so wie in jedem Hauptstrommotor — das Feld proportional mit der Belastung ändert, und daß deshalb die Verhältnisse B/A und $m = \frac{B/A}{(B/A)_{m=1}}$ und $M = \frac{(m^2 + 1)}{2m}$ — von der Sättigung abgesehen — konstant bleiben.

Nur durch Veränderung des *Verhältnisses* von Strom und Erregerfluß (B/A), z. B. mit Hilfe eines Erregertransformators, kann auch der Leistungsfaktor trotz konstanter Drehzahl geändert werden.

Motoren mit Nebenschlußcharakteristik dagegen (z. B. alle Asynchronmotoren) verändern das Verhältnis B/A abhängig von der Last zwischen Leerlauf und Kurzschluß. Daher sind auch die Verhältniszahlen m und M mit der Last veränderlich. Die Beziehung

$$\cos \varphi \approx \frac{1}{1 + \left(\frac{M}{\frac{u}{i}}\right)^2 2\sigma} \quad (23a)$$

gibt dann den Leistungsfaktor als Funktion der Last. Diese Beziehung nimmt im Synchronismus die auch für Asynchronmotoren geltende Form

$$\cos \varphi \approx \frac{1}{\left(1 + 2\sigma \frac{m^2 + 1}{2m}\right)^2} \quad (23c)$$

(mit einem Maximum bei $m = 1$) an.

Aus $M = \frac{(m^2 + 1)}{2m}$ folgt, daß es für jeden Leistungsfaktor 2 Wurzeln m_1 und m_2 gibt, und daß

$$m_1 \cdot m_2 = 1$$

ist.

In Asynchronmotoren ist das Verhältnis der Erreger- zur Arbeits-Durchflutung gleich dem Verhältnis des Erregerstroms zum Arbeitsstrom:

$$\frac{\Theta_e}{\Theta_a} = \frac{J_e W_e}{J_a W_a} = \frac{J_e}{J_a},$$

weil die Erreger- und die Arbeits-Windungen am Ständer identisch sind ($W_e = W_a$).

Bezeichnet man den für konstante Spannung ebenfalls konstanten Erregerstrom mit J_μ und den Arbeitsstrom mit J , so folgt aus

$$\frac{\Theta_e}{\Theta_a} = m \sqrt{\sigma} : \quad (17d)$$

$$\frac{J_\mu}{J} = m \sqrt{\sigma}$$

bzw.

$$\frac{J_\mu}{J_1} = m_1 \sqrt{\sigma} \quad \text{und} \quad \frac{J_\mu}{J_2} = m_2 \sqrt{\sigma}$$

und mit Rücksicht auf $m_1 \cdot m_2 = 1$:

$$J_1 \cdot J_2 = \frac{J_\mu^2}{\sigma} = \text{konst.}$$

Das heißt, daß jedem Leistungsfaktor unter seinem Maximalwert zwei verschiedene Arbeitsströme J_1 und J_2 zugeordnet sind, deren Produkt $= J_\mu^2 / \sigma$ ist. Für $\cos \varphi = 0$ sind offenbar der Leerlaufstrom ($J_0 \approx J_\mu$) und der Kurzschlußstrom (J_k) einander zugeordnet:

$$\begin{aligned} J_0 J_k &\approx J_\mu J_k = J_\mu^2 / \sigma \\ \frac{J_0}{J_k} &\approx \frac{J_\mu}{J_k} = \sigma. \end{aligned}$$

Die Endpunkte der von einem Pol aus in Richtung der Phasenverschiebungswinkel aufgetragenen Stromvektoren liegen auf einem Kreis. Das folgt einerseits aus

$$J_1 \cdot J_2 = \text{konst.},$$

andererseits aus der aus der Abb. 74 abgeleiteten Beziehung:

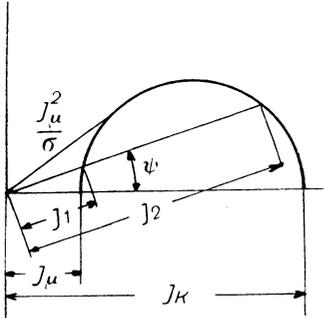


Abb. 74.

$$\cos \psi = \frac{J_1 + J_2}{\frac{J_u}{\sigma}} = \frac{1}{J_1 \cdot J_k} \cdot \frac{J_1^2 + J_1 J_2}{2},$$

oder für

$$J_1 = \frac{J_u}{m_1 \sqrt{\sigma}}$$

und für

$$J_1 \cdot J_2 = \frac{J_u^2}{\sigma}$$

gesetzt:

$$\cos \psi = \frac{J_u^2}{J_1 J_k} \cdot \frac{1 + m_1^2}{m_1^2 \sigma (1 + \sigma)} = \frac{1 + m_1^2}{m_1} \cdot \frac{\sqrt{\sigma}}{1 + \sigma} \approx 2 M \sqrt{\sigma},$$

$$\sin \psi = \sqrt{1 - 4 M^2 \sigma} \approx \frac{1}{1 + 2 M^2 \sigma}.$$

Nach früherem war

$$\cos \varphi = \frac{1}{1 + 2 M^2 \sigma}, \quad (23c)$$

daher muß

$$\psi = 90^\circ - \varphi$$

sein.

So folgt aus den für den Leistungsfaktor von EBMen geltenden Beziehungen, wenn man sie auf Asynchronmotoren anwendet, der Heylandsche Kreis.

III. Ausführungsbeispiele.

Eine große Reihe im praktischen Betrieb erprobter EBMen sind durch Veröffentlichungen bekannt geworden. Die folgenden Beispiele mögen als charakteristische Vertreter der verschiedenen Ausführungsformen das weite Feld andeuten, das der vorteilhaften Bemessung des EBMs offensteht.

Die Ankerdimensionen werden sich bei gut ausgenützten Motoren zwar nur innerhalb enger Grenzen bewegen, die Polzahl und die Transformatorspannung aber werden im allgemeinen in weiten Grenzen beliebig gewählt werden können. Es wird in der Regel möglich sein, denselben Motor mit niedriger oder mit hoher Transformatorspannung und in letzterem Falle überdies noch mit großer oder kleiner Polzahl zu entwerfen. Das gibt eine dreifache Reihe verschiedener Ausführungsmöglichkeiten:

1. Niedrige Transformatorspannung und deshalb hohe Polzahl (Typus: Reihenmotor).
2. Hohe Transformatorspannung und hohe Polzahl (Typus: Motor mit Doppelspeisung).
3. Hohe Transformatorspannung und niedere Polzahl (Typus: Repulsionsmotor).

Hohe Polzahlen ergeben kleinen Blindverbrauch, besonders in Verbindung mit niedrigen Transformatorspannungen, während hohe Transformatorspannungen den Blindverbrauch erhöhen, aber zu hohen Spannungen am Anker führen und deshalb die Verwendung von Regeleinrichtungen für kleine Stromstärken gestatten können. Niedrige Transformatorspannungen andererseits erfordern zwar Schaltapparate für hohe Stromstärken, können aber besondere Hilfseinrichtungen zur Kompensation der Transformatorspannung entbehren und zu einfachen Schaltausrüstungen führen. Die Verwendung niedriger Polzahlen schließlich kann die Ausführung von Repulsionsmotoren möglich machen, die zwar geringes Regelbereich und großen Blindverbrauch besitzen, doch in besondern Fällen wegen ihrer sonstigen Vorzüge (Einfachheit und hohe Speisespannung) am Platz sein können.

Letzten Endes läuft eben der Entwurf des EBMs mehr als jeder andern elektrischen Maschine auf eine Reihe von Kompromissen hinaus. Das kommt daher, daß die Wechselstromkommutierung selbst nur auf dem Wege des Kompromisses lösbar ist, weil es unmöglich ist, die Transformatorspannung in ähnlich vollkommener Weise wie die Wendespannung zu beherrschen.

Sieht man genauer zu, so reduziert sich die ganze Frage der verschiedenen Systeme wesentlich auf die Wahl des einen oder andern Kompromisses, um den die Wechselstromkommutierung nun einmal nimmermehr herumkommt. Patentfragen erleichtern

und bestimmen freilich häufig die Entscheidung, die überdies noch durch die Wahl der Antriebsart des Fahrzeugs erheblich beeinflußt werden kann. Ein klares Bild in jedem Einzelfalle gibt nur die Durchrechnung.

Folgendes Beispiel wird am besten Aufschluß darüber geben, bis zu welchem Grade die den Entwurf beherrschenden Fragen oft einander widerstreiten und wie mit dem gewählten Kompromiß zugleich auch über das zu wählende System und umgekehrt entschieden wird.

Ein EBM für $16\frac{2}{3}$ Per./Sek. sei für eine Lokomotive bestimmt, die folgenden Bedingungen zu genügen habe:

- rd. 5000 kg Stundenzugkraft bei rd. 40 km/h,
- max. 10000 kg Anzugskraft,
- max. rd. 70 km/h.

Es sei direkter Kurbelstangenantrieb und alternativ Zahnradantrieb vorzusehen:

	Direkter Antrieb	Zahnradantrieb
Treibraddurchmesser	1060	1350 mm
Übersetzung	1 : 1	1 : 3,25
Stundenleistung N	800	800 PS
Drehzahl	200	510 U. p. M.
Ankerdurchmesser, angenommen	1600	1150 mm
Ankergeschwindigkeit, v_A	16,7	30,5 m/Sek.
Strombelag A , angenommen	500	500 Amp/cm
Av_A	0,835	$1,525 \times 10^{-6} \frac{\text{Amp}}{\text{Sek.}}$
Spezifische Leistung S (Gleichg. 13) . . rd.	20	40 PS/Volt
$N/S = ae_T$	40	20 Volt
$a = N/(Se_T)$	$40/e_T$	$20/e_T$

Die Transformatorspannung e_T kann nunmehr zwischen angenähert 2 und 5 Volt angenommen, danach die kleinste Zahl der parallelen Kreise a berechnet und schließlich je nach der Wahl von p/a auch über die Polzahl entschieden werden.

Der 2 Volt-Motor wird noch als reiner Reihenmotor ohne jedes Hilfsmittel zur Aufhebung oder Schwächung der Transformatorspannung gebaut werden können. Ein 3 Volt-Motor wird schon eines phasenverschobenen Hilfsfelds an der Wendestelle oder aber Widerstandsverbindungen bedürfen. Bei noch höheren Transformatorspannungen wird bereits die Regelung eines Hilfs-

feldes oder eines z. B. durch Doppelspeisung erzeugten Querfeldes erforderlich werden. Über angenähert 5 bis 6 Volt Transformatorspannung noch hinauszugehen, wird aus Rücksicht auf die starke Schwächung des Erregerflusses beim Anlauf und den hohen Blindverbrauch im allgemeinen nicht empfehlenswert sein.

Wählt man daher die Transformatorspannung angenähert zu $e_T = 2, 3, 4, 5$ und 6 Volt, so sind u. a. folgende Entwürfe möglich:

1. Direkter Antrieb:

Entwurf	A	B	C	D	E	F
e_T	2,2	3,3	4,45	5	6,6	6,6 Volt
$a = 40/e_T$	18	12	9	8	6	6
$2a$	36	24	18	16	12	12
p/a	1	1	1	2	1	2
$2p$	36	24	18	32	12	24

2. Zahnradantrieb:

Entwurf	G	H	J	K	L	M
e_T	1,8	2,75	3,7	3,7	5,5	5,5 Volt
$a = 20/e_T$	12	8	6	6	4	4
$2a$	24	16	12	12	8	8
p/a	1	1	1	2	1	2
$2p$	24	16	12	24	8	1

Die Polzahl kann also zwischen 12 und 36 Polen für direkten Antrieb und zwischen 8 und 24 Polen für Zahnradantrieb variieren.

Aus obigen 12 Entwurfsmöglichkeiten A bis M seien zum Vergleich folgende charakteristische Beispiele ausgewählt:

1. Für den direkten Antrieb:

- I. Entwurf A. Reiner Reihenmotor ohne Hilfsmittel für die Wechselstromkommutierung. 2,2 Volt Transformatorspannung. 36 Pole, 36 parallele Kreise, $2a = 2p$.
- II. Entwurf D. Motor mit Doppelspeisung zur Kompensation der Transformatorspannung von 5 Volt, 32 Pole, 16 parallele Kreise.

III. Entwurf E. Repulsionsmotor in Winter-Eichberg-Schaltung. Transformatorspannung 6,6 Volt. — 12 Pole. — Synchrone Drehzahl 167 U. p. M. Der Motor wird in dieser Schaltung mit keiner höheren Drehzahl als mit 250 bis 300 U. p. M. entsprechend 1,5- bis 1,8-fachem Synchronismus betrieben werden dürfen.

2. Für Zahnradantrieb:

IV. Entwurf J. Reihenmotor mit phasenverschobenem Hilfsfeld zur Kompensation der Transformatorspannung von 3,7 Volt. $2a = 2p = 12$.

V. Entwurf M. Motor mit Doppelspeisung. 5,5 Volt Transformatorspannung, 16 Pole, 8 parallele Kreise.

Nachstehend seien die Vergleichsentwürfe angedeutet:

	Direkter Antrieb			Zahnradantrieb	
	I	II	III	IV	V
e_T	2,2	5	6,6	3,7	5,5 Volt
$2p$	36	32	12	12	16
$2a$	36	16	12	12	8
Ankerdurchmesser	1600	1600	1600	1150	1150 mm
Kollektordurchmesser	1500	1500	1500	800	800 mm
Lamellenzahl	936	952	936	504	492
Nutenzahl	234	238	234	168	164
Leiter pro Nut	8	8	8	6	6
Leiterzahl in Reihe Z	52	119	156	84	123
Drehzahl n	200	200	200	510	510 Min ⁻¹
Frequenz der Drehung $pn/60$	60	53	20	51	63 Sek ⁻¹
Fluß pro Pol: $F = e_T/4,44v(p/a)10^{-8}$; $F \cdot 10^{-6}$	3	3,4	8,9	5	3,7
Anker EMK $E = 1,41 FZ(pn/60) \cdot 10^{-8}$	132	300	390	300	435 Volt
Klemmenspannung = rd. $1,1 E = E_k$	145	330	430	330	480 Volt
Stundenleistung	800	800	800	800	800 PS
Zugeführte Scheinleistung: N_s	720	720	720	720	720 kVA
Stundenstrom $J = N_s/E_k$	5000	2200	1700	2200	1500 Amp
Spindelzahl	36	32	12	12	16
Strom pro Spindel	280	140	280	370	190 Amp
Bürstenzahl pro Spindel	5	3	5	6	3
„ insgesamt	180	96	60	72	48
Strombelag A rd.	520	520	520	520	520 Amp/cm
Polteilung τ	139	156	416	300	225 mm
Wirksame Kernlänge L_0	360	360	360	285	285 mm
Luftquerschnitt $Q = 0,7 L_0 \tau$	350	390	1050	600	450 cm ²

	Direkter Antrieb			Zahnradantrieb	
	I	II	III	IV	V
Luftinduktion rd. F/ϱ	8500	8500	8500	8500	8500 cgs
Luftspaltbreite δ	3	3	3	3	3 mm
Äquivalente Luftspaltbreite δ''	4,5	4,5	4,5	4,5	4,5 mm
Fahrzeuggeschwindigkeit v_F	40	40	40	40	40 km/h
Ankergeschwindigkeit v_A	60	60	60	110	110 km/h
Kleinster Blindverbrauch k' $= 0,18 \nu \frac{v_F}{v_A} \sqrt{\delta'' \tau}$,050	,053	,086	,040	,035 kVA/kg

Zusammengefaßt ergibt sich etwa folgendes:

$2p$	36	32	12	12	16
$2a$	36	16	12	12	8
Ankerspannung	145	330	430	330	480 Volt
Vollaststrom	5000	2200	1700	2200	1500 Amp
Strom pro Spindel	280	140	280	470	190 Amp
Kollektorbreite in Prozenten	100	50	100	132	68
Transformatorspannung beim Anlauf mit Vollastmoment	2,2	5	6,6	3,7	5,5 Volt
Kleinster Blindverbrauch (reziprok)	20	19	12	25	28,5 kg/kVA

Die Kommutierung kann — vom Anlauf abgesehen — für alle Entwürfe als gleich vollkommen vorausgesetzt werden. Während dies aber beim Reihenmotor (Entwurf I) ohne besondere Hilfsmittel erreicht wird, weil die Transformatorspannung 2,2 Volt nicht übersteigt, erfordern die übrigen Entwürfe besondere Anordnungen, Regeleinrichtungen und Schalter für die Hilfsfelder oder für die Doppelspeisung, um die Transformatorspannung über große Regulierbereiche bis auf noch zulässige Funkenspannungsreste zu kompensieren.

Im Anlauf hat der Reihenmotor die beste Kommutierung bei gleichzeitig kleinstem Blindverbrauch. Um die Kommutierung der Repulsionsmotoren und Motoren mit Doppelspeisung beim Anlauf zu verbessern, müßte ihr Erregerfluß mit Hilfe weiterer Regelorgane und überdies auf Kosten einer weitem Erhöhung des Blindverbrauchs geschwächt werden, wodurch zugleich die im allgemeinen niedrigeren Anlaufströme sich den höhern Strömen des Reihenmotors nähern würden.

Eine besondere Stellung nimmt der reine Repulsionsmotor ein. Sein Regulierbereich ist zwar begrenzt, doch nähert er sich in der Einfachheit der Regelung dem Reihenmotor und kann

überdies mit beliebiger Spannung gespeist werden. Z. B. wären bei 900 Volt Speisespannung nur 800 Amp. zu schalten, gegenüber 5000 Amp. im reinen Reihenmotor (Entwurf I).

Typische Ausführungsbeispiele, die den Entwurfsbeispielen I bis IV angenähert entsprechen, sind folgende:

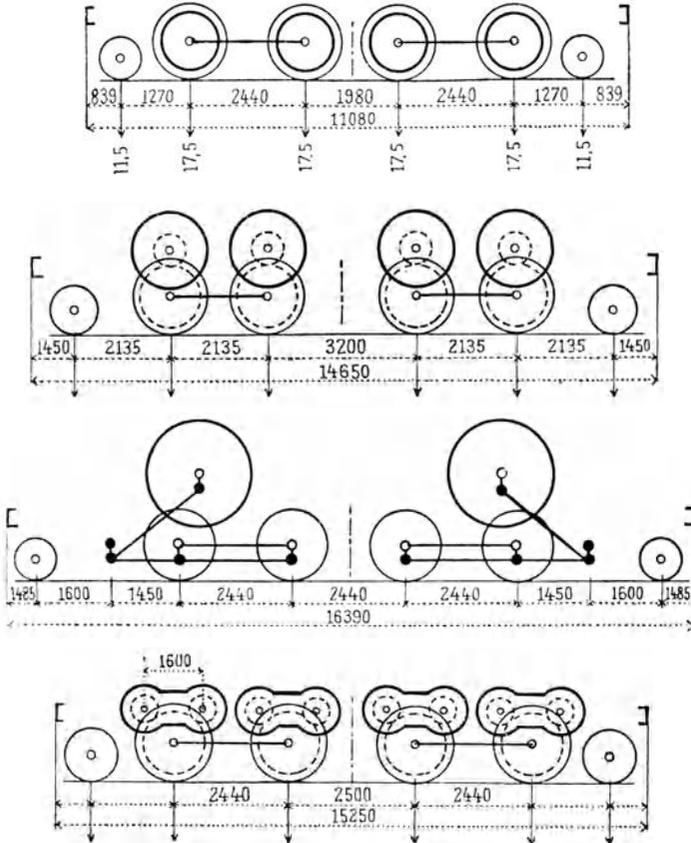
1. Die Schnellzuglokomotive Halle der Maffei-Schwarzkopff-Werke mit vielpoligem reinen Reihenmotor für direkten Antrieb, entsprechend Entwurf I, jedoch für größere Leistung, vgl. Beispiele 1, 10, 12 und 18.
2. Die Lokomotive Wien—Preßburg mit vielpoligem Motor mit Doppelspeisung und direktem Antrieb, entsprechend Entwurf II, jedoch für 24 Pole, vgl. Beispiele 8 und 15.
3. Die AEG-Mittenwald-Lokomotive mit wenigpoligem Winter-Eichberg-Repulsionsmotor für direkten Antrieb, entsprechend Entwurf III, vgl. Beispiele 5 und 16.
4. Die Oerlikon—Lötschberg-Lokomotive mit hochliegenden Zahnradreihenmotoren mit phasenverschobenem Hilfsfeld, Entwurf IV, vgl. Beispiele 2, 11, 14 und 17.

Eine weitere Reihe von Entwurfsmöglichkeiten würde aus der Verteilung der Fahrzeugleistung auf mehrere Motoren folgen, z. B. dadurch, daß man auf den Achsen sitzende Zahnradmotoren verwendet. Für diese Ausführungsform ist die älteste preußische Wechselstromlokomotive, die Oranienburger Versuchslokomotive, typisch, deren vier Achsen von je einem nach Art der Straßenbahnmotoren aufgehängten Zahnradmotor angetrieben werden. Die Motoren dieser Lokomotive besitzen die größte Leistung (350 PS Stunden- und 250 PS Dauerleistung bei rd. 450 U. p. M.), die mit tiefhängenden Zahnradmotoren innerhalb des verfügbaren Raumes bei 1400 mm Treibrädern noch untergebracht werden kann¹⁾ (vgl. Beispiele 4 u. 13).

Diese den tiefhängenden Zahnradmotoren gezogenen Leistungsgrenzen waren es, die in Verbindung mit dem Bau von Motoreinheiten wachsender Größe, sowie allgemeinen Erwägungen über Lauffähigkeit der Lokomotive, günstige Schwerpunktlage und Verringerung der unabgefederten Massen dazu geführt haben, die Motoren hochzulegen und im abgefederten Lokomotivrahmen zu lagern.

¹⁾ Anmerkung: Für 1000 mm Triebräder besitzen die Motoren der Triebwagen Blankenese-Ohlsdorf mit 200 PS Stundenleistung und 100 PS Dauerleistung bei 500 U. p. M. die Grenzleistung.

Die angedeuteten Vergleichsentwürfe und die typischen Ausführungsbeispiele aus der Praxis zeigen gleicherweise, daß für sonst gleiche Verhältnisse der Zahnradmotor im Blindverbrauch und in der Höhe der zu beherrschenden Motorströme dem direkt antreibenden



Lokomotiven der New-York-, New-Haven- und Hartford-Bahn.
(E. u. M., Wien, vom 19. April 1914.)

Abb. 75.

Motor überlegen ist, was aus der höhern Ankergeschwindigkeit des Zahnradmotors folgt, daß aber — unabhängig von der Antriebsart — die verschiedenen Motorsysteme einander angenähert ebenbürtig sind.

Der Einfachheit des Reihemotors und seinen günstigen Anlaufverhältnissen stehen die niedrigen Ankerströme der Motoren

mit hohen Transformatorspannungen und mit Quersfeldregelung gegenüber, während andererseits die hierfür erforderliche große Zahl der Schalter aufgewogen wird durch die Größe der Schalter zur Beherrschung der hohen Ankerströme der Reihenmotoren.

Vereinigt man indes die Vorzüge des Zahnradmotors mit denen des Reihenmotors, verleiht also dem Reihenmotor durch den Zahnradantrieb erhöhte Ankergeschwindigkeit und deshalb erhöhte Ankerspannung bei gleichzeitig verminderten Motorströmen, dann kann der Reihenmotor die Vorteile des Zahnradantriebs, dieser aber die Vorteile des Reihenmotors voll zur Geltung bringen. Zahnradantrieb und Reihenmotor verbürgen einander derart gegenseitig die Überlegenheit, wo sie gemeinsam zur Anwendung gelangen, und überragen besonders dann alle andern Lösungen, wenn zugleich mit der Verwendung von Zahnradreihenmotoren auch noch zur Verteilung der Lokomotivleistung auf mehrere Motoren und damit zum Einzelantrieb der Achsen geschritten wird.

Eine Entwicklung in dieser Richtung kommt in den von Wittfeld angeregten neuesten Ausführungen der Preußischen Staatsbahnen zum Ausdruck, die die Tendenz verraten, vom direkten Kurbelstangenantrieb wieder zum Zahnradantrieb, und zwar mittels federnder Zahnräder, bei gleichzeitiger möglicher Unterteilung der Leistung und zum Einzelantrieb der Achsen durch Zahnradmotoren wieder überzugehen und die Wiederannäherung an die erste Preußische Wechselstromlokomotive, die Oranienburger Versuchslokomotive, zu vollziehen.

Es ist bemerkenswert, daß die Entwicklung des Lokomotivtriebs auch in Amerika einen ähnlichen Verlauf genommen hat. Typisch hierfür sind die Lokomotiven der New-York–New-Haven-Bahn (Abb. 75), die vom direkten Aufbau des Ankers auf den Achsen mit Hilfe von Hohlwellen und federnder Kupplungen ausgegangen und zum Einzelantrieb der Achsen mittels Zahnradmotoren und schließlich zu hochliegenden Motoren für direkten Parallelkurbelantrieb übergegangen sind, um endlich zum Einzelantrieb der Achsen durch Zahnradmotoren wieder zurückzukehren, darüber aber hinaus die Unterteilung der Leistung noch auf das Doppelte der angetriebenen Achsenzahls zu steigern und jede Achse durch zwei, zu einer Einheit verbundene Zwillingsmotoren anzutreiben.

Bisher erschienene Hefte der „Sammlung Vieweg“.

- Heft 1. Dr. Robert Pohl und Dr. P. Pringsheim-Berlin: *Die lichtelektrischen Erscheinungen*. Mit 36 Abbildungen. M. 3,—.
- Heft 2. Dr. C. Freiherr von Girsewald-Berlin-Halensee: *Peroxyde und Persalze*. M. 2,40.
- Heft 3. Diplomingenieur Paul Béjeuhr-Charlottenburg: *Der Blériot-Flugapparat und seine Benutzung durch Pégoud vom Standpunkte des Ingenieurs*. Mit 26 Abbildungen. M. 2,—.
- Heft 4. Dr. Stanislaw Loria-Krakau: *Die Lichtbrechung in Gasen als physikalisches und chemisches Problem*. Mit 3 Abbildungen und 1 Tafel. M. 3,—.
- Heft 5. Professor Dr. A. Gockel-Freiburg i. d. Schweiz: *Die Radioaktivität von Boden und Quellen*. Mit 10 Abbildungen. M. 3,—.
- Heft 6. Ingenieur D. Sidersky-Paris: *Brennereifragen: Kontinuierliche Gärung der Rübensäfte. — Kontinuierliche Destillation und Rektifikation*. Mit 24 Abbildungen. M. 1,60.
- Heft 7. Hofrat Professor Dr. Ed. Donath und Dr. A. Gröger-Brünn: *Die flüssigen Brennstoffe, ihre Bedeutung und Beschaffung*. Mit 1 Abbildung. M. 2,—.
- Heft 8. Geh. Reg.-Rat Professor Dr. Max B. Weinstein-Berlin: *Kräfte und Spannungen. Das Gravitations- und Strahlenfeld*. M. 2,—.
- Heft 9/10. Geh. Reg.-Rat Professor Dr. O. Lummer-Breslau: *Verflüssigung der Kohle und Herstellung der Sonnentemperatur*. Mit 50 Abbildungen. M. 5,—.
- Heft 11. Dr. E. Przybyllok: *Polhöhen-Schwankungen*. Mit 8 Abbildungen. M. 1,60.
- Heft 12. Professor Dr. Albert Oppel-Halle a. S.: *Gewebekulturen und Gewebepflege im Explantat*. Mit 32 Abbildungen. M. 3,—.
- Heft 13. Dr. Wilhelm Foerster-Berlin: *Kalenderwesen und Kalenderreform*. M. 1,60.
- Heft 14. Dr. O. Zoth-Graz: *Über die Natur der Mischfarben auf Grund der Undulationshypothese*. Mit 3 Textfiguren und 10 Kurventafeln. M. 2,80.
- Heft 15. Dr. Siegfried Valentiner-Clausthal: *Die Grundlagen der Quantentheorie in elementarer Darstellung*. Mit 8 Abbild. M. 2,60.
- Heft 16. Dr. Siegfried Valentiner-Clausthal: *Anwendung der Quantenhypothese in der kinetischen Theorie der festen Körper und der Gase. In elementarer Darstellung*. Mit 4 Abbildungen. M. 2,60.
- Heft 17. Dr. Hans Witte-Wolfenbüttel: *Raum und Zeit im Lichte der neueren Physik*. Eine allgemeinverständliche Entwicklung des raumzeitlichen Relativitätsgedankens bis zum Relativitätsprinzip der Trägheitssysteme. Mit 18 Abbild. 2. Aufl. M. 2,80.
- Heft 18. Dr. Erich Hupka-Tsingtau: *Die Interferenz der Röntgenstrahlen*. Mit 33 Abbildungen und 1 Doppeltafel in Lichtdruck. M. 2,60.
- Heft 19. Prof. Dr. Robert Kremann-Graz: *Die elektrolytische Darstellung von Legierungen aus wässrigen Lösungen*. Mit 20 Abbildungen. M. 2,40.
- Heft 20. Dr. Erik Liebreich-Berlin: *Rost und Rostschutz*. Mit 22 Abbildungen. M. 3,20.