

Ueber die charakteristischen Kurven von Drehstrommotoren mit Stufenregelung der Umdrehungszahl für die Bedürfnisse der elektrischen Traktion

Autor(en): **Kummer, W.**

Objektyp: **Article**

Zeitschrift: **Schweizerische Bauzeitung**

Band (Jahr): **49/50 (1907)**

Heft 9

PDF erstellt am: **08.08.2024**

Persistenter Link: <https://doi.org/10.5169/seals-26771>

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Inhalten der Zeitschriften. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern.

Die auf der Plattform e-periodica veröffentlichten Dokumente stehen für nicht-kommerzielle Zwecke in Lehre und Forschung sowie für die private Nutzung frei zur Verfügung. Einzelne Dateien oder Ausdrucke aus diesem Angebot können zusammen mit diesen Nutzungsbedingungen und den korrekten Herkunftsbezeichnungen weitergegeben werden.

Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. Die systematische Speicherung von Teilen des elektronischen Angebots auf anderen Servern bedarf ebenfalls des schriftlichen Einverständnisses der Rechteinhaber.

Haftungsausschluss

Alle Angaben erfolgen ohne Gewähr für Vollständigkeit oder Richtigkeit. Es wird keine Haftung übernommen für Schäden durch die Verwendung von Informationen aus diesem Online-Angebot oder durch das Fehlen von Informationen. Dies gilt auch für Inhalte Dritter, die über dieses Angebot zugänglich sind.

Ueber die charakteristischen Kurven von Drehstrommotoren mit Stufenregelung der Umdrehungszahl für die Bedürfnisse der elektrischen Traktion.

Von Dr. W. Kummer, Ingenieur.

Für die unmittelbare Anwendung zur elektrischen Traktion eignet sich bekanntlich der gewöhnliche Drehstrommotor in geringerem Masse, als der Seriomotor für Gleichstrom oder Wechselstrom, wobei der besondere Verlauf der charakteristischen Kurven massgebend ist. Trotzdem, und obschon auch die Ausbildung der Stromzuführungsanlage neue Argumente gegen das Drehstromtraktionssystem hinzubringt, gibt es Fälle, bei denen die unmittelbare Anwendung von Drehstrommotoren für elektrische Bahnen wirtschaftlich der Anwendung von Gleichstrom- oder Einphasen-Wechselstrom-Motoren überlegen ist. Solche Fälle treten ein, wenn eine Nebenbahn für geringen Verkehr im Bereiche einer vorhandenen Drehstrom-Kraftverteilungsanlage für elektrischen Betrieb gebaut werden soll; in diesem Fall könnte die elektromotorische Umformung des vorhandenen Drehstroms in eine andere Stromart oder die Anlage einer eigenen Bahnzentrale unter Umständen den ganzen elektrischen Betrieb wirtschaftlich in Frage stellen; in diesem Fall wird daher notwendigerweise die Nebenbahn als Drehstrombahn zu bauen sein. Der Drehstrommotor kann indessen auch eine nur mittelbare Verwendung für die elektrische Traktion finden, wie dies vom Verfasser an anderer Stelle beschrieben wurde, und wobei der Drehstrommotor seine charakteristischen Kurven vollständig einbüsst, sodass dieser Fall hier nicht erörtert zu werden braucht.¹⁾

Ist man nun in einem bestimmten Falle zur unmittelbaren Anwendung des Drehstrommotors als Eisenbahnmotor genötigt, dann ist der Ausbildung der charakteristischen Motorkurven eine besondere Berücksichtigung zu widmen. Der Verfasser hat in einer neulichen Arbeit über die Betriebskurven der Seriomotoren für Gleichstrom und Wechselstrom²⁾ die Bedingungen, die das Problem der elektrischen Traktion an die mechanische Charakteristik, d. h. den Zusammenhang der Zugkraft und Geschwindigkeit von Eisenbahnmotoren stellt, in die zwei Thesen formuliert:

1. Möglichst konstante Geschwindigkeit für einen grossen Bereich der Zugkräfte zum Zwecke der Einhaltung eines konstanten Fahrplans für verschiedene Zugsgewichte.

2. Möglichkeit bei hohen Zugkräften kleinere Geschwindigkeiten zu entwickeln, als bei niedern Zugkräften zum Zwecke der Energieökonomie in besondern Umständen, wie beim Anfahren und beim Bergwärtsbefahren erheblicher Steigungen.

Diesen beiden Thesen hat nun auch der Drehstrommotor zu entsprechen. Wie bekannt, genügt jedoch der gewöhnliche Drehstrommotor nur der ersten der zwei Thesen, wodurch eben seine Minderwertigkeit gegenüber den Seriomotoren für Gleichstrom und Wechselstrom begründet liegt. Der gewöhnliche Drehstrommotor muss daher, um als Eisenbahnmotor überhaupt ernstlich in Frage zu kommen, hinsichtlich der mechanischen Charakteristik verbessert werden, was mittels der sog. Stufenregelung der Umdrehungszahl erfolgt. Vom Standpunkt der mechanischen Charakteristik aus leisten zwar die Methoden der Stufenregelung nicht mehr, als was auch mittels der Widerstandsregulierung im Sekundärkreis des Motors erreicht werden kann; diese letztere Methode hat jedoch, wie bekannt, einen unzulässig schlechten Wirkungsgrad. Von den Methoden mittels Stufenregelung, über welche in der elektrotechnischen Literatur eine vollständige Uebersicht zu finden ist³⁾ kommen jedoch für die Anwendung auf elektrischen Fahrzeugen nur die sog. Polumschaltung und die sog. Kaskadenschaltung praktisch in Betracht, von denen die

Polumschaltung, welche in neuester Zeit durch die Anwendung bei den Simplonlokomotiven, in den Vordergrund des Interesses gerückt ist, die wertvollere ist, wie noch gezeigt werden wird.

Die Aufstellung und Beurteilung der charakteristischen Kurven von Drehstrommotoren mit Stufenregelung erledigen wir nun in gleicher Weise, wie wir dies unlängst für die charakteristischen Kurven von Seriomotoren für Gleichstrom und Wechselstrom taten, indem wir für bestimmte, zulässige Abstraktionen auf Grund des Begriffes der nominellen Motorleistung und der nominellen Geschwindigkeit diese Kurven analytisch festlegten. Als eine solche Abstraktion gehen wir auch hier vom geradlinig magnetisierten Motor aus; ferner vernachlässigen wir alle Verluste mit Ausnahme des sekundären Kupferverlustes. Indem wir dann alle Vorgänge vorerst nur auf den Sekundärkreis des Drehstrommotors beziehen, wobei wir, wie meist oder stets üblich, den Sekundärkreis mit dem rotierenden Teil des Motors zusammenfallen lassen, bekommen wir die analytischen Grundlagen für die Aufstellung und Beurteilung der gewünschten charakteristischen Kurven. Beim idealen, sinusförmig abgeschatteten Drehfeld kann die in Volt gemessene und auf den Sekundärkreis bezogene elektromotorische Kraft E_2 des Motors in die beiden Komponenten $E_2 \cos \varphi_2$ und $E_2 \sin \varphi_2$, in die sog. Wattkomponente und wattlose Komponente, mittels Einführung des Begriffes des sekundären Phasenwinkels φ_2 , zerlegt werden. Bei irgend einer sekundlichen Winkelgeschwindigkeit ω des Motors, die mit der sekundlichen Winkelgeschwindigkeit ω_0 des Drehfeldes und der sog. Schlüpfung s für den gewöhnlichen Drehstrommotor durch die Beziehung

$$\frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0} = s \dots \dots \dots (1)$$

wobei $\omega \leq \omega_0$ sein kann, festgelegt ist, und wobei

$$\omega_0 = \frac{4 \pi \cdot \nu}{P} \dots \dots \dots (2)$$

durch die sekundliche Periodenzahl ν des speisenden Dreiphasenwechselstroms und durch die Polzahl P des Motors bestimmt ist; ist dann die wattlose Spannungskomponente $E_2 \sin \varphi_2$ lediglich durch den in Ampère gemessenen veränderlichen sekundären Motorstrom I_2 und die veränderliche sekundäre Motorreaktanz x_2 gegeben, während die Wattkomponente $E_2 \cos \varphi_2$ der Spannung nach Massgabe des unveränderlichen sekundären effektiven Widerstandes w_2 aus dem sekundären Stromwärmeverlust und der nutzbaren mechanischen Leistung pro Einheit des Sekundärstromes zusammengesetzt ist. Für $\omega = 0$, welcher Belastungspunkt dem Stillstand oder Kurzschlusspunkt entspricht, ist dann:

$$\omega = 0, (s)_k = 1 = tg (\varphi_2)_k \cdot E_2$$

$$E_2 \cos (\varphi_2)_k = w_2 \cdot (I_2)_k$$

wobei der Kurzschlusspunkt durch den Index k angedeutet sein möge, und wobei ferner:

$$E_2 \sin (\varphi_2)_k = x_2 (I_2)_k$$

$$tg (\varphi_2)_k = \frac{x_2}{w_2}$$

Für jeden andern Betriebszustand mit $0 < \omega \leq \omega_0$ folgt:

$$0 < \omega \leq \omega_0, s = \frac{E_2 tg \varphi_2}{E_2 tg (\varphi_2)_k} = \frac{tg \varphi_2}{tg (\varphi_2)_k} = \frac{\omega_2}{x_2} \cdot tg \varphi_2$$

$$E_2 \sin \varphi_2 = x_2 I_2$$

$$E_2 \cos \varphi_2 = D \cdot \omega_0 \frac{1}{m \cdot I_e} \cdot 9,81,$$

wobei mit D das Drehmoment des Rotors in Meterkilogramm und mit m die sekundäre Phasenzahl bezeichnet sein mögen. Die letzte Gleichung ist durch die allgemeine Drehmomentbestimmung aus magnetischem Kraftfluss und Stromstärke erhältlich. Die Elimination von I_2 aus den zwei letzten Gleichungen und die Einsetzung von

$$tg \varphi_2 = s \cdot \frac{x_2}{w_2}$$

liefert:
$$D \left[1 + s^2 \cdot \left(\frac{x_2}{w_2} \right)^2 \right] = \frac{m E_2^2}{w_2 \cdot \omega_0} \cdot s \cdot \frac{1}{9,81}$$

woraus:
$$D = \frac{m}{\omega_0} E_2^2 \cdot \frac{\omega_2 s}{w_2^2 + x_2^2 s^2} \cdot \frac{1}{9,81}$$

1) Elektrische Kraftbetriebe und Bahnen 1906, Seite 309.

2) Schweiz. Bauzeitung 1907. Band II, Seite 247.

3) Elektrotechnische Zeitschrift 1906, Seite 531.

Weil D ein Maximum besitzt, für welches:

$$s/D_{max} = s_m = \frac{\omega_2}{x_2},$$

sodass: $D_{max} = \frac{m}{2 \omega_0} E_2^2 \cdot \frac{1}{x_2} \cdot \frac{1}{9,81} \dots \dots \dots (3)$

kann man schliesslich schreiben:

$$D = 2 D_{max} \cdot s_m \cdot \frac{s}{s^2 + s_m^2} \dots \dots \dots (4)$$

Damit hat man bereits die mechanische Charakteristik aus der nominellen Leistung und der nominellen Geschwindigkeit analytisch festgelegt, indem man die nominelle Leistung und Geschwindigkeit mittels des durch D_{max} und $s_m = (s)_{D_{max}}$ festgelegten Betriebszustandes definieren kann, worauf noch zurückzukommen ist.

Da die Grösse: $s_m = \frac{\omega_2}{x_2} = \cotg(\varphi_2)_k$

durch den Kurzschlussversuch des Motors als äusserst wichtige Motorkonstante gegeben sein muss und da:

$$D_{max} = \frac{m}{2 \omega_0} E_2^2 \cdot \frac{1}{x_2} \cdot \frac{1}{9,81},$$

wie noch gezeigt wird, die wichtigsten Motordimensionen enthält, so weist die Gleichung 4 der mechanischen Charakteristik tatsächlich ausser den Variablen D und s lauter Motorkonstante auf, die auf einfache Weise aus den nominellen Motordaten erhältlich sind. Wird diese Gleichung nach s aufgelöst, so folgt:

$$s = s_m \frac{D_{max}}{D} \left[1 \pm \sqrt{1 - \left(\frac{D}{D_{max}}\right)^2} \right].$$

Vor der Quadratwurzel braucht nur das negative Vorzeichen berücksichtigt zu werden, wenn man, wie dies für das motorische Verhalten der Asynchronmaschine zutrifft, nur zwischen 0 und ± 1 liegende Schlüpfungen zulässt. Indem ferner die Winkelgeschwindigkeit ω wieder eingeführt wird, folgt:

$$\omega = \omega_0 \left\{ 1 - s_m \cdot \frac{D_{max}}{D} \left[1 - \sqrt{1 - \left(\frac{D}{D_{max}}\right)^2} \right] \right\} \dots (5)$$

als Zusammenstellung zwischen Winkelgeschwindigkeit und Drehmoment für den gewöhnlichen Drehstrommotor, welchen Zusammenhang die Abbildung 1 im rechtwinkligen Koordinatensystem als Schaulinie darstellt. Für den Betrieb ist nun die Kurve nach Abbildung 1 nicht in ihrem ganzen Verlauf verwendbar, sondern nur zwischen $D=0$ und $D=D_1$ infolge der Werte, welche die Stromstärke I_2 und der Leistungsfaktor $\cos \varphi_2$ annehmen. Den Verlauf von I_2 und $\cos \varphi_2$ als Funktionen von D erhält man folgenderweise.

Es ist: $\tg \varphi_2 = s \cdot \frac{x_2}{\omega_2} = \frac{s}{s_m}$

$$\cos \varphi_2 = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{s}{s_m}\right)^2}} = \frac{D_{max}}{D} \cdot \frac{1}{\sqrt{2 \left[1 - \sqrt{1 - \left(\frac{D}{D_{max}}\right)^2} \right]}}$$

und:

$$I_2 = \frac{D \omega_0}{E_2 m \cos \varphi_2} \cdot 9,81 = \frac{\omega_0 D_{max}}{m \cdot E_2 \cdot \sqrt{2 \left[1 - \sqrt{1 - \left(\frac{D}{D_{max}}\right)^2} \right]}} \cdot 9,81$$

$$= \frac{\omega_0 \cdot D_{max}}{m \cdot E_2} \cdot \sqrt{2 \left[1 - \sqrt{1 - \left(\frac{D}{D_{max}}\right)^2} \right]} \cdot 9,81$$

Durch Aufzeichnung der Kurven $\cos \varphi_2$ und I_2 als Funktionen von D , wobei noch E_2 nach Gleichung 3 durch D_{max} auszudrücken ist, kann man sich ohne weiteres von der Richtigkeit der Behauptung überzeugen, die Kurve der Abbildung 1 sei nur zwischen $D=0$ und $D=D_1$ zulässig. Es kann daher die Kurve der Abbildung 1 auch nicht unverändert für das Anfahren benutzt werden, welches vom Werte $D=D_a$ bei $\omega=0$ ausgehend über den Punkt B für $D=D_{max}$ nach dem Punkte A für $D=D_1$ bei $\omega=\omega_1$ zu erfolgen hätte. Die besondere Form der

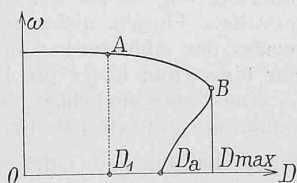


Abb. 1.

Abbildung 1, bei welcher Anfahren und Fahren gemäss einer und derselben ω -Linie erfolgen könnten, kann analytisch aus dem Ansatz

$$s_m = 1, \quad \omega_2 = s_2$$

gebildet werden, wobei: $D_a = D_{max}$ und wobei:

$$\omega = \omega_0 \left[1 - \frac{D_{max}}{D} \left(1 - \sqrt{1 - \left(\frac{D}{D_{max}}\right)^2} \right) \right]$$

wird und in Abbildung 2 veranschaulicht ist. Leider befriedigen aber für diese Lösung die Werte von I_2 und $\cos \varphi_2$ erst recht nicht, obschon vom Standpunkt der

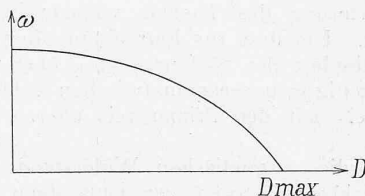


Abb. 2.

mechanischen Charakteristik aus der Verlauf der Abbildung 2 der für die Traktion wünschbare wäre, der der zweiten der oben gestellten Thesen ohne weiteres und der ersten bei Einrichtung eines variablen E_2 ebenfalls genügen würde.

Da also von einer mechanischen Charakteristik nach Abbildung 2 Abstand genommen und die Charakteristik nach Abbildung 1 gemäss der Gleichung 5 in Betracht gezogen werden muss, so sind nun für das Anfahren zwischen den Werten $\omega=0$ und $\omega=\omega_1$ bei Punkt A Lösungen mit variablem Widerstand ω_2 oder variabler Spannung E_2 zu verwenden.

Betrachten wir also zunächst die Anfahrt bei konstantem E_2 und veränderlichem ω_2 .

Für irgend ein D der Abbildung 1, also z. B. für $D=D_1$ kann man durch Aenderung von ω_2 für alle ω zwischen 0 und ω_1 den Wert $D=D_1$ unverändert halten, d. h. in Abbildung 1 die Vertikale $D_1 A$ als Anfahrgerade herzustellen. Das Gesetz dieser Aenderung von ω_2 folgt aus:

$$D = D_1 = \frac{1}{9,81} \frac{m E_2^2}{\omega_0} \cdot \frac{\omega_2 \cdot s}{\omega^2 + x_2^2 \cdot s^2} = \text{konstant}$$

und führt auf die Bedingung, dass ω_2 und s sich proportional ändern müssen. Soll die Abhängigkeit des Anfangswertes D_1 bei $\omega=0$ und also bei $s=1$ veranschaulicht werden, so führt dies auf die Bedingungsgleichung:

$$D_1 = \frac{1}{9,81} \frac{m \cdot E_2^2}{\omega_0} \cdot \frac{\omega_2}{x_2^2 + \omega_2^2} = \text{konstant}$$

und ergibt als Schaubild die Regulierkurve Abbildung 3.

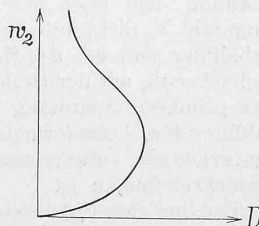


Abb. 3.

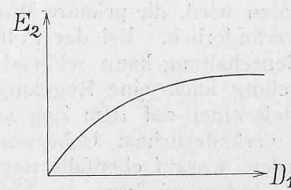


Abb. 4.

Man kann durch Aenderung von ω_2 selbstverständlich auch andere Bedingungen als $D=D_1 = \text{konstant}$ verwirklichen, auf die wir nicht weiter eingehen.

Was nun die Anfahrereinrichtung für unveränderliches ω_2 und veränderliches E_2 betrifft, so ist zu bemerken, dass man für jedes bestimmte E_2 eine Kurve nach Gleichung 5 oder Abbildung 1 bekommt, wie diese durch den nach Massgabe der Gleichung 1 bedingten Zusammenhang von E_2 und D_{max} bestimmt ist. Den Zusammenhang aller Punkte D_1 für $\omega=0$ und $s=1$, welche für ein konstantes ω_2 bei variablem E_2 zu erhalten sind, kann man nun bestimmen aus:

$$D_1 = \frac{m E_2^2}{\omega_0} \cdot \frac{\omega_2}{x_2^2 + \omega_2^2} \cdot \frac{1}{9,81}$$

woraus folgt: $E_2 = \sqrt{\frac{D_1 \cdot \omega_0}{m} \cdot \frac{x_2^2 + \omega_2^2}{\omega_2}} \cdot 9,81$

als Zusammenhang zwischen E_2 und D_1 , den wir in Abbildung 4 durch ein Kurvenbild darstellen.

$$\text{Dabei ist: } I_2 = \sqrt{\frac{D_1 \cdot \omega_0}{m \cdot \omega_2}} \cdot 9,81$$

$$\text{und: } \cos \varphi_2 = \frac{\omega_2}{\sqrt{x_2^2 + \omega_2^2}} = \text{konstant.}$$

Selbstverständlich lassen sich auch Anfahrbeziehungen dadurch herstellen, dass sowohl E_2 wie ω_2 veränderlich gemacht werden, doch soll hierauf nicht weiter eingetreten werden.

Bisher haben wir von der Stufenregelung noch keinen Gebrauch gemacht und die Verhältnisse der gewöhnlichen Drehstrommotoren beleuchtet, welche Verhältnisse mit Rücksicht auf die weitere Erörterung des Themas vollständig behandelt werden mussten. Um nun zur Betrachtung der Leistungsfähigkeit der Methoden der Stufenregelung überzugehen, haben wir gleichzeitig in unserer analytischen Entwicklung vom Sekundärkreis auf den Primärkreis überzugehen.

Indem wir zunächst die magnetischen Widerstände und den Einfluss der Wicklungsfaktoren vernachlässigen, können wir schreiben: $\frac{E_1}{E_2} = \frac{N_1}{N_2}$

indem wir mit E_1 und E_2 die primäre und sekundäre elektromotorische Kraft und mit N_1 und N_2 die primäre und sekundäre Windungszahl pro Phase bezeichnen. Infolge der Vernachlässigung des primären Widerstandes fallen dann die Begriffe Spannung und elektromotorische Kraft zusammen. Das in die Gleichung der mechanischen Charakteristik einzusetzende Maximaldrehmoment schreibt sich nun in der Form:

$$D_{max} = \frac{m \cdot E_1^2}{2 \omega_0 x_2} \cdot \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 \cdot \frac{1}{9,81} \quad (6)$$

welche an Stelle der Gleichung 3 tritt. Für die beiden zu erörternden Methoden der Stufenregelung, nämlich die Methode der Polumschaltung und die Methode der Kaskadenschaltung, sind auch die Winkelgeschwindigkeit ω_0 des Drehfeldes und damit auch die Gleichungen 1 und 2 neu zu definieren. Zu diesem Zweck ist für die Polumschaltung der Umschaltmodul α und für die Kaskadenschaltung der Umschaltmodul β einzuführen, worauf besonders zurückzukommen ist. Was den Einfluss dieser beiden Methoden der Stufenregelung auf die sekundären Grössen anbelangt, so ist zu bemerken, dass bei allen möglichen Stufenregelungen mittels Polumschaltung oder Kaskadenschaltung das in der Gleichung 6 auftretende Verhältnis: $\frac{N_2^2}{x_2}$ sowie die Grösse m unverändert bleiben und ebenso die in den Gleichungen 4 und 5 auftretende Grösse s_m . Andererseits ist bei der Polumschaltung, wie noch gezeigt werden wird, die primäre Windungszahl N_1 nicht unbedingt unveränderlich. Bei der Polumschaltung und bei der Kaskadenschaltung kann schliesslich gleichzeitig mit der Stufenregelung auch eine Regelung der primären Spannung E_1 mittels eines auf dem Zug mitzuführenden Transformators mit veränderlichem Übersetzungsverhältnis vorgenommen werden, worauf ebenfalls noch zurückzukommen ist.

Indem wir nun die Verhältnisse bei der Polumschaltung ins Auge fassen, müssen wir festsetzen, es sei der Umschaltmodul α derart definiert, dass $\alpha_{max} P$ die höchste, αP irgendeine und P die niedrigste Polzahl für einen Drehstrommotor mit umschaltbarer Polzahl sei. Es kann dabei $\alpha \cdot P$ nur eine ganze und gerade Zahl sein. Ist $P = 2$, so ist α der Reihe nach $= 1, = 2, = 3, \dots$. Ist $P = 4$, so kann α der Reihe $= 1, = 1,5, = 2, = 2,5, = 3, \dots$ sein, usw.

Wenn dann für die niederste Polzahl P die Gleichung 2:

$$\omega_0 = \frac{4 \pi \nu}{P}$$

gilt, so folgt für irgendeine Polzahl $\alpha \cdot P$:

$$(\omega_0)_\alpha = \frac{\omega_0}{\alpha} = \frac{4 \pi \nu}{\alpha P}$$

und besteht der Zusammenhang:

$$\frac{(\omega_0)_{\alpha max}}{(\omega_0)_\alpha} = \frac{\alpha}{\alpha_{max}}$$

Die Polzahlumschaltung kann nun entweder derart vorgenommen werden, dass die primäre Windungszahl für alle Stufen unverändert und gleich N_1 ist, oder derart, dass

die primäre Windungszahl veränderlich und für die dem Modul α entsprechende Stufe gleich $\left(\frac{\alpha}{\alpha_{max}} \cdot N_1\right)$ ist.

Unter der Voraussetzung einer für alle Stufen unveränderlichen Windungszahl N_1 nimmt dann Gleichung 6 die Form an:

$$(D_{max})_\alpha = \frac{m E_1^2}{2 x_2 \cdot (\omega_0)_{\alpha max}} \cdot \frac{\alpha}{\alpha_{max}} \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 \cdot \frac{1}{9,81}$$

woraus folgt, dass $(D_{max})_\alpha$ dem Modul α proportional ist. Die Anwendung der Gleichung 5 ergibt dann bei konstantem E_1 für alle Stufen ein Schaubild, das für $\alpha = 2, = 3, = 4, = 6$ aus Abbildung 5 zu entnehmen ist.

Diese Art der Regulierung liefert somit Motoren mit einem maximalen Drehmoment, das für jede Stufe der entsprechenden synchronen Tourenzahl umgekehrt proportional ist, d. h. Motoren mit konstanter Maximalleistung für alle Stufen.

Unter der Voraussetzung einer Polumschaltung mit einer Windungszahl $\left(\frac{\alpha}{\alpha_{max}} N_1\right)$ für die beliebige, dem Modul α entsprechende Stufenzahl nimmt dann Gleichung 6 die Form an:

$$\begin{aligned} (D_{max})_\alpha &= \frac{m \cdot E_1^2}{2 x_2 (\omega_0)_{\alpha max}} \cdot \frac{\alpha}{\alpha_{max}} \left(\frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{\alpha_{max}}{\alpha}\right)^2 \cdot \frac{1}{9,81} \\ &= \frac{m \cdot E_1^2}{2 x_2 (\omega_0)_{\alpha max}} \cdot \frac{\alpha_{max}}{\alpha} \cdot \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 \cdot \frac{1}{9,81} \end{aligned}$$

woraus folgt, dass $(D_{max})_\alpha$ dem Modul α verkehrt proportional ist. Die Anwendung der Gleichung 5 ergibt dann bei konstantem E_1 für alle Stufen ein Schaubild, das für $\alpha = 2, = 3, = 4, = 6$ aus Abbildung 6 zu entnehmen ist.

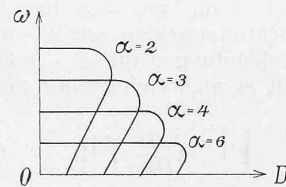


Abb. 5.

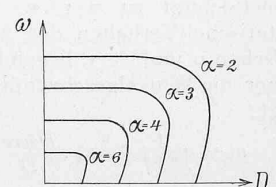


Abb. 6.

Diese Art der Regulierung liefert somit Motoren mit einem maximalen Drehmoment, das für jede Stufe der entsprechenden synchronen Tourenzahl direkt proportional ist, also Motoren, deren maximale Leistungen sich verhalten wie die Quadrate der synchronen Tourenzahlen der entsprechenden Stufe.

Prüfen wir nun die beiden Stufenregelungsverfahren entsprechend den Abbildungen 5 und 6 hinsichtlich der beiden Thesen, die wir am Eingang für die mechanische Charakteristik von Traktionsmotoren aufgestellt haben, so ist zu bemerken, dass das der Abbildung 5 zugrunde liegende Verfahren die beiden Thesen befriedigt, dasjenige der Abbildung 6 dagegen nicht. Indem jedoch bei einer Schaltanordnung gemäss Abbildung 6 gleichzeitig eine Regelung der primären Spannung E_1 vorgenommen wird, können gleichwohl die Kurven der Abbildung 5 erreicht werden; es muss dann E_1 so reguliert werden, dass $\frac{E_1}{\alpha}$ dem Werte α proportional oder E_1 dem Werte α^2 proportional geregelt wird. Selbstverständlich kann auch sowohl für diese Schaltordnung der Polumschaltung, wie auch für die andere irgend ein anderes Gesetz der Spannungsänderung angewandt werden, wobei man jedoch die aufgestellten Thesen nicht besser befriedigen wird, als dies gemäss der Abbildung 5 der Fall ist. Für den Konstrukteur bietet nun leider die Polumschaltung mit konstantem N_1 eine Unbequemlichkeit insofern, als hier die magnetische Induktion proportional $(E_1 \cdot \alpha)$ ist, während sie für die Polumschaltung mit einer durch $\left(\frac{\alpha}{\alpha_{max}} N_1\right)$ dargestellten Windungszahl einfach proportional E_1 ist. Für den Konstrukteur ist daher die Ausführung von Drehstrommotoren mit Polumschaltung nach Abbildung 6 eine angemessenere als diejenige nach Abbildung 5, die den Bedürfnissen der Traktion entspricht. (Schluss folgt.)