

Zeitschrift: Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins
Herausgeber: Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätswerke
Band: 63 (1972)
Heft: 25

Artikel: Der Sektormotor und seine theoretische Behandlung
Autor: Rummich, E.
DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-915775>

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. [Siehe Rechtliche Hinweise.](#)

Conditions d'utilisation

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. [Voir Informations légales.](#)

Terms of use

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. [See Legal notice.](#)

Download PDF: 18.03.2025

ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, <https://www.e-periodica.ch>

Der Sektormotor und seine theoretische Behandlung

Von E. Rummich

621.313: 621.313.282

Der Sektormotor stellt eine Hybridlösung von rotierenden und linearen Maschinen dar. Es werden die Verwendungsmöglichkeiten aufgezeigt, die Kraft-Geschwindigkeitskennlinien, die Ortskurven sowie die auftretenden Normalkräfte theoretisch hergeleitet und an Hand eines praktischen Beispiels die verschiedenen Kennlinien und Ortskurven errechnet.

Le moteur sectoral est une solution hybride d'une machine tournante et d'une machine linéaire. On indique les possibilités d'emplois et établit théoriquement les caractéristiques effort-vitesse, les diagrammes circulaires, ainsi que les efforts normaux qui se présentent. A l'aide d'un exemple pratique, les caractéristiques et les diagrammes circulaires sont calculés.

1. Aufbau, Wirkungsweise und Anwendung

Der Sektormotor gehört zur Gruppe der Wanderfeldmotoren, deren Hauptvertreter heute die Linearmotoren sind. Die Bezeichnung Linearmotor will zum Ausdruck bringen, dass der Motor elektrische Energie in translatorische Bewegungsenergie umwandelt, zum Unterschied von konventionellen Motoren, die elektrische Energie in Rotationsenergie umformen. Der Sektormotor stellt hier einen Mittelweg dar, er arbeitet auf dem Prinzip der Wanderfelder, dient jedoch zum Antrieb rotierender Massen.

Zwischen den Wanderfeldmaschinen und Drehfeldmaschinen bestehen relativ enge Beziehungen, die besonders beim Sektormotor deutlich zum Ausdruck kommen. Fig. 1 zeigt die prinzipielle Entstehung des Sektormotors. Schon der Name drückt aus, dass der Stator ein Stück (Sektor) eines normalen Drehstromständers ist.

Der Stator, Ständer oder Primärteil des Sektormotors – aus einzelnen Blechen aufgebaut – trägt in Nuten eine Drehstromwicklung und diese erzeugt bei Speisung mit einem symmetrischen Drehstromsystem ein Wanderfeld, das sich mit synchroner Wanderfeldgeschwindigkeit über den Umfang des Stators bewegt und im Rotor (Sekundärteil) Spannungen und Ströme induziert, die dann mit dem Wanderfeld zusammen eine Kraftwirkung ergeben. Der Rotor wird ähnlich dem einer Asynchronmaschine hinter dem Wanderfeld des Stators hergezogen, der Sektormotor weist also asynchrones Verhalten auf.

Prinzipiell wäre es auch möglich, den Rotor ähnlich wie bei Synchronmaschinen auszuführen und so ein synchrones Verhalten zu erzielen, doch sind solche Ausführungsformen für die Praxis uninteressant.

Der Rotor des Sektormotors kann nun genauso ausgeführt werden wie die Rotoren von Kurzschlussläufermotoren, doch zeigt sich, dass für jene Anwendungsfälle, für die ein Sektormotor geeignet erscheint, eine Ausführung aus massivem Eisen oder massivem Eisen mit dünner leitfähiger Auflage aus Kupfer oder Aluminium sinnvoller erscheint [1] ¹⁾.

Das Hauptanwendungsgebiet von Sektormotoren liegt im berührungslosen Direktantrieb von rotationssymmetrischen Körpern wie z. B. Schwungrädern. Der Antrieb von Schwungmassen, die bei plötzlichem Auftreten von Laststößen innerhalb kurzer Zeit ihre kinetische Energie abgeben müssen, ist über Getriebe nicht möglich. In solchen Fällen wird häufig über Reibräder oder Riemen angetrieben, die allerdings meist

größerem Verschleiss und grösserer Verschmutzung unterworfen sind.

Weitere Vorteile des Sektormotors sind in diesem Zusammenhang die absolute Verschleiss- und Wartungsfreiheit, Robustheit des Antriebssystems und einfacher mechanischer Aufbau. Ausserdem ist der Antrieb geräuschlos und abgasfrei.

Bei wirtschaftlichen Überlegungen über den Einsatz von Sektormotoren ist ferner zu berücksichtigen, dass der Sekundärteil (Schwungmasse) bereits ein Teil der Anlage ist, und dass die Anordnung des Stators meist weniger Platz in Anspruch nimmt als ein eigener Antriebsmotor mit Reibradgetriebe und dergleichen.

Bezüglich Drehzahländerungen, die aber in den genannten Anwendungsfällen kaum erforderlich sind, treten ähnliche Probleme wie bei normalen Asynchronmaschinen auf. Prinzipiell kann auch hier durch Polumschaltung bzw. durch Änderung der Frequenz und der speisenden Spannung die Synchrongeschwindigkeit des Wanderfeldes und damit die Umfangsgeschwindigkeit bzw. Drehzahl des Rotors geändert werden. Während bei normalen Asynchronmaschinen die Synchrondrehzahl von der Frequenz und der Polzahl abhängt, ist die synchrone Geschwindigkeit des Wanderfeldes von Frequenz und Polteilung abhängig ($v_s = 2 f \tau_p = f \lambda$). Die Polzahl hat auf die Drehzahl nur insoweit Einfluss, als bei höherer Polzahl die erzeugte Kraft grösser ist und sich damit bei gegebener Belastung ein kleinerer Schlupf einstellt. Eine fixe Zuordnung zwischen Polteilung, Polzahl und Rotordurchmesser besteht beim Sektormotor nicht.

Die Drehrichtungsumkehr geschieht durch Vertauschen zweier Statorphasen.

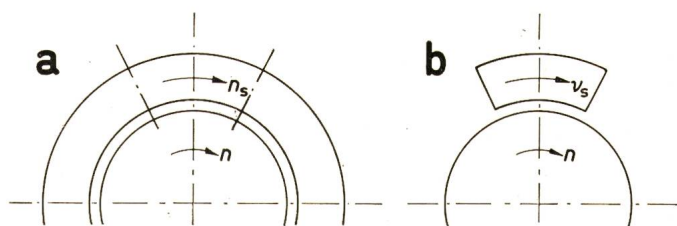


Fig. 1

Entstehung des Sektormotors

- a Drehstrommotor mit Drehfeld
- b Sektormotor mit Wanderfeld
- n Rotordrehzahl
- n_s synchrone Drehzahl
- v_s synchrone Wanderfeldgeschwindigkeit

¹⁾ Siehe Literatur am Schluss des Aufsatzes.

Drehfelder und reine Wanderfelder sind periodisch fortschreitende Induktionswellen, die beim Drehfeld in sich geschlossen, beim Wanderfeld theoretisch ohne Anfang und Ende sind. In den Anfangs- und Endbereichen des Stators des Sektormotors treten Randstörungen auf, die Erzeugung eines reinen Wanderfeldes ist theoretisch nur bei unendlich langem Stator, die von «praktischen» Wanderfeldern bei Stator mit mehreren Polteilungen und hier nur im Mittelbereich (Bereich ohne Anfangs- und Endpol) möglich [2].

2. Mathematische Behandlung des Sektormotors

Es werden nun an Hand eines allgemeinen Maschinenmodells (Fig. 2) – der Eisenrotor trägt zusätzlich eine leitende Schicht aus Kupfer oder Aluminium – die Gleichungen für die Felder und Kräfte (Drehmomente) sowie die Beziehungen für die Reaktanzen der Maschine und die Ortskurve des Primärstromes hergeleitet.

Bei den praktischen Anwendungsfällen ist der Bohrungsradius (Radius der Schwungmasse) sehr gross, so dass es ohne weiteres zulässig ist, eine ebene Anordnung von Stator und Rotor zu betrachten. Ausserdem ist der Luftspalt sehr klein (ähnlich wie bei normalen Asynchronmaschinen), so dass diese Näherung selbst bei Vorhandensein einer dünnen Kupfer- oder Aluminiumschicht zutrifft.

Ausgehend von den Maxwell'schen Gleichungen für elektromagnetische Felder und bei Verwendung der folgenden Zusammenhänge, die zwischen der Induktion \mathbf{B} , den magnetischen und elektrischen Feldstärken \mathbf{H} und \mathbf{E} , der dielektrischen Verschiebung \mathbf{D} und der Stromdichte \mathbf{J} im homogenen isotropen Medium gelten

$$\begin{aligned} \mathbf{B} &= \mu \mathbf{H} \\ \mathbf{D} &= \varepsilon \mathbf{E} \\ \mathbf{E} &= \frac{1}{\varkappa} \mathbf{J} \end{aligned} \quad (1)$$

mit $\mu = \mu_0 \mu_r$ Permeabilität,
 $\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r$ Dielektrizitätszahl,
 \varkappa elektrische Leitfähigkeit

und unter Beachtung der Tatsache, dass $\text{div } \mathbf{B} = 0$, kann nach Einführung eines Vektorpotentials \mathbf{V} auf Grund der Beziehung

$$\mathbf{B} = \text{rot } \mathbf{V} \quad (2)$$

für das Vektorpotential ganz allgemein die folgende Gleichung hergeleitet werden [3]:

$$\Delta \mathbf{V} - \mu \varkappa \frac{d\mathbf{V}}{dt} = 0 \quad (3)$$

(Δ Laplaceoperator)

Dabei wurde die Verschiebungsstromdichte vernachlässigt und ein von Raumladungen freier Raum angenommen.

Für die weitere Rechnung wird angenommen, dass das Wanderfeld von einer unendlich dünnen Stromschicht hervorgerufen wird und in x -Richtung läuft und sich mit Hilfe der Grundwelle A_{s1} des Ankerstrombelages wie folgt beschreiben lässt:

$$A(x, t) = A_{s1} \cos(\omega t - ax) \quad (4)$$

Hierin ist ω die Kreisfrequenz der Statorspannung, $a = \frac{\pi}{\tau_p} = \frac{2\pi}{\lambda}$ die Wellenzahl, τ_p die Polteilung und λ die Wellenlänge.

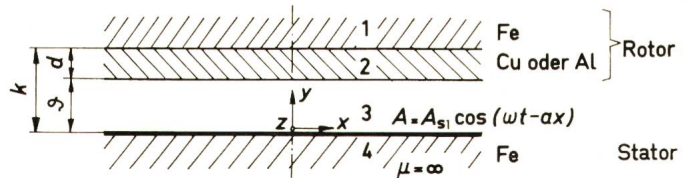


Fig. 2

Betrachtete allgemeine Anordnung des Sektormotors

k	$= g + d$	für Magnetisierung massgebende Spaltstärke
g		Luftspalt
d		Stärke der Kupfer- oder Aluminiumschicht
A		Ankerstrombelag
$1, 2, 3, 4$		verschiedene betrachtete Abschnitte (Medien) des Sektormotors

Weitere Bezeichnungen siehe im Text

Für die synchrone Wanderfeldgeschwindigkeit v_s folgt aus Gl. (4)

$$v_s = \frac{dx}{dt} = \frac{\omega}{a} = f \lambda = 2 f \tau_p \quad (5)$$

Wird angenommen, dass die Ströme im Stator und Rotor nur in z -Richtung fließen, so weist das beschreibende Vektorpotential nur eine z -Komponente auf. Es gilt dann

$$\begin{aligned} \underline{V}_z &= V_z \mathbf{e}_z \\ V_z &= V_z(x, y, t) \end{aligned} \quad (6)$$

(\mathbf{e}_z Einheitsvektor in z -Richtung)

Wird ferner angenommen, dass ein sinusförmiges Wanderfeld vorliegt [Gl. (4)] – es wird ein Stator mit mehreren Polteilungen betrachtet, die Randstörungen werden nicht berücksichtigt –, so kann man auf die komplexe Schreibweise übergehen. Es ist dann sinnvoll, auch für das Vektorpotential einen komplexen Ansatz zu machen und man erhält auf Grund von Gl. (4) und (6):

$$\underline{A}(x, t) = A_{s1} e^{j(\omega t - ax)} \quad (7)$$

$$\underline{V}_z(x, y, t) = \underline{\hat{V}}_z(y) e^{j(\omega t - ax)} \quad (8)$$

Für Gl. (3) erhält man nun eine Differentialgleichung zweiter Ordnung für die komplexe Amplitude $\underline{\hat{V}}_z$ des Vektorpotentials

$$\frac{\partial^2 \underline{\hat{V}}_z(y)}{\partial y^2} - \alpha^2 \underline{\hat{V}}_z(y) = 0 \quad (9)$$

mit der komplexen Konstanten

$$\alpha^2 = a^2 + j \varkappa \mu s \omega \quad (10)$$

Hierin bedeuten \varkappa die elektrische Leitfähigkeit des betreffenden Materials, μ dessen Permeabilität und s den Schlupf des Mediums (Rotors) gegenüber der synchronen Wanderfeldgeschwindigkeit des erregenden Stators.

$$s = \frac{v_s - v_x}{v_s} \quad (11)$$

Die allgemeine Lösung für das komplexe Vektorpotential \underline{V}_z lautet

$$\underline{V}_z(x, y, t) = (\underline{C} e^{\alpha y} + \underline{D} e^{-\alpha y}) e^{j(\omega t - ax)} \quad (12)$$

wobei die komplexen Konstanten \underline{C} und \underline{D} aus den Randbedingungen für die magnetischen Felder zu ermitteln sind.

Aus Gl. (2) folgt für die komplexen Komponenten der Induktion:

$$\begin{aligned} \underline{B}_x &= \frac{\partial V_z}{\partial y} \\ \underline{B}_y &= -\frac{\partial V_z}{\partial x} \end{aligned} \quad (13)$$

Für die Berechnung der Kraftdichte geht man von der Gleichung $\underline{f} = \underline{J} \times \underline{B}$ aus. Übergang auf komplexe Grössen

$$\begin{aligned} \underline{i}_z &= \underline{i}_z e^{j(\omega t - ax)} \\ \underline{B}_x &= \underline{\hat{B}}_x(y) e^{j(\omega t - ax)} \\ \underline{B}_y &= \underline{\hat{B}}_y(y) e^{j(\omega t - ax)} \end{aligned}$$

liefert im zeitlichen Mittel für die Komponenten der Kraftdichte

$$\begin{aligned} f_x &= -\frac{1}{2} \operatorname{Re} (\underline{i}_z \underline{\hat{B}}_y^*) \\ f_y &= \frac{1}{2} \operatorname{Re} (\underline{i}_z \underline{\hat{B}}_x^*) \end{aligned} \quad (14)$$

(Der Stern deutet die konjugiert komplexen Grössen an.) Die Berechnung der Stromdichte \underline{J}_z kann nach der Beziehung (1) erfolgen.

$$\underline{J}_z = \kappa \underline{E}_z = -\kappa \frac{\partial V_z}{\partial t} \quad (15)$$

2.1 Berechnung der Kraft-Geschwindigkeits(Drehzahl-)kennlinie

In Fig. 2 wird die felderzeugende Statorwicklung als dünne, an der Oberfläche des Stators liegende Schicht betrachtet und das Wanderfeld durch Gl. (4) beschrieben.

Ausgehend von den Ansätzen für das Vektorpotential in den Bereichen 1 bis 3 (im Bereich 4 wird $\mu = \infty$ angenommen - trifft für Dynamoblech in erster Näherung zu -, ausserdem ist in diesem Bereich $\alpha = a$, $\kappa = 0$, durch die Blechung können keine Ströme in z-Richtung fließen)

$$\begin{aligned} \underline{V}_{z1} &= (\underline{C}_1 e^{\alpha_1 y} + \underline{D}_1 e^{-\alpha_1 y}) e^{j(\omega t - ax)} \\ \underline{V}_{z2} &= (\underline{C}_2 e^{\alpha_2 y} + \underline{D}_2 e^{-\alpha_2 y}) e^{j(\omega t - ax)} \\ \underline{V}_{z3} &= (\underline{C}_3 e^{\alpha_3 y} + \underline{D}_3 e^{-\alpha_3 y}) e^{j(\omega t - ax)} \end{aligned} \quad (16)$$

und Beachtung der Randbedingungen des magnetischen Feldes an den Grenzflächen der einzelnen Medien, ergeben sich die Vektorpotentiale in den einzelnen Bereichen schliesslich zu

$$\begin{aligned} \underline{V}_{z1} &= \frac{A_{s1}}{N} e^{-\alpha_1 (y-k)} e^{j(\omega t - ax)} \\ \underline{V}_{z2} &= \frac{A_{s1}}{N} \left[\operatorname{ch} \alpha_2 (k-y) + \frac{\alpha_1 \mu_2}{\alpha_2 \mu_1} \operatorname{sh} \alpha_2 (k-y) \right] e^{j(\omega t - ax)} \\ \underline{V}_{z3} &= \frac{A_{s1}}{N} \left[\operatorname{ch} \alpha_2 d \cdot \operatorname{ch} \alpha_3 (\vartheta - y) + \frac{\alpha_1 \mu_3}{\alpha_3 \mu_1} \operatorname{ch} \alpha_2 d \cdot \operatorname{sh} \alpha_3 (\vartheta - y) + \frac{\alpha_1 \mu_2}{\alpha_2 \mu_1} \operatorname{sh} \alpha_2 d \cdot \operatorname{ch} \alpha_3 (\vartheta - y) + \frac{\alpha_2 \mu_3}{\alpha_3 \mu_2} \operatorname{sh} \alpha_2 d \cdot \operatorname{sh} \alpha_3 (\vartheta - y) \right] e^{j(\omega t - ax)} \end{aligned} \quad (17)$$

wobei

$$\begin{aligned} \underline{N} &= \left(\frac{\alpha_3}{\mu_3} \operatorname{sh} \alpha_3 \vartheta + \frac{\alpha_1}{\mu_1} \operatorname{ch} \alpha_3 \vartheta \right) \operatorname{ch} \alpha_2 d + \\ &+ \left(\frac{\alpha_1 \alpha_3 \mu_2}{\alpha_2 \mu_1 \mu_3} \operatorname{sh} \alpha_3 \vartheta + \frac{\alpha_2}{\mu_2} \operatorname{ch} \alpha_3 \vartheta \right) \operatorname{sh} \alpha_2 d \end{aligned} \quad (18)$$

Mit Hilfe der Gl. (17) ist es nun möglich, die zur Berechnung der Schubkraft notwendigen Grössen \underline{i}_z und $\underline{\hat{B}}_y$ in den einzelnen Bereichen zu berechnen.

Bereich 1:

$$\begin{aligned} \underline{i}_{z1} &= -j s \omega \kappa_1 \frac{A_{s1}}{N} e^{-\alpha_1 (y-k)} \\ \underline{\hat{B}}_{y1} &= j a \frac{A_{s1}}{N} e^{-\alpha_1 (y-k)} \end{aligned} \quad (19)$$

Bereich 2:

$$\begin{aligned} \underline{i}_{z2} &= -j s \omega \kappa_2 \frac{A_{s1}}{N} \cdot \frac{1}{\alpha_2 \mu_1} [\alpha_2 \mu_1 \cdot \operatorname{ch} \alpha_2 (k-y) + \\ &+ \alpha_1 \mu_2 \cdot \operatorname{sh} \alpha_2 (k-y)] \\ \underline{\hat{B}}_{y2} &= j a \frac{A_{s1}}{N} \cdot \frac{1}{\alpha_2 \mu_1} [\alpha_2 \mu_1 \cdot \operatorname{ch} \alpha_2 (k-y) + \\ &+ \alpha_1 \mu_2 \cdot \operatorname{sh} \alpha_2 (k-y)] \end{aligned} \quad (20)$$

Unter Einführung der folgenden Beziehung für α_1 [Gl. (10)]

$$\alpha_1 = \beta_1 + j\gamma_1$$

mit

$$\begin{aligned} \beta_1 &= \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{a^4 + (s \omega \kappa_1 \mu_1)^2 + a^2} \\ \gamma_1 &= \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{a^4 + (s \omega \kappa_1 \mu_1)^2 - a^2} \end{aligned}$$

erhält man mit den Gl. (19) und (20) die folgenden Ausdrücke für die Kräfte in x-Richtung unter Berücksichtigung der Formel

$$F_{x,i} = \int_0^L dx \int_0^b dz \int_{y_i}^{y_{i+1}} f_{x,i} dy$$

wobei L die Gesamtlänge der Maschine und b deren Breite ist.

$$F_{x1} = \frac{1}{4} L b a s \omega \kappa_1 \frac{A_{s1}^2}{N N^*} \cdot \frac{1}{\beta_1} \quad (21)$$

$$\begin{aligned} F_{x2} &= \frac{1}{4} L b a s \omega \kappa_2 \frac{A_{s1}^2}{N N^*} \cdot \\ &\cdot \frac{1}{\mu_1^2 (\beta_2^2 + \gamma_2^2)} \left\{ \frac{1}{2} \left[\frac{\operatorname{sh} 2 \beta_2 d}{\beta_2} [\mu_2^2 (\beta_1^2 + \gamma_1^2) + \right. \right. \\ &+ \mu_1^2 (\beta_2^2 + \gamma_2^2)] + \frac{\sin 2 \gamma_2 d}{\gamma_2} \cdot [\mu_1^2 (\beta_2^2 + \gamma_2^2) - \\ &- \mu_2^2 (\beta_1^2 + \gamma_1^2)] \left. \right] + \mu_1 \mu_2 \left[\frac{\beta_1 \gamma_2 - \beta_2 \gamma_1}{\gamma_2} (1 - \cos 2 \gamma_2 d) + \right. \\ &+ \left. \frac{\beta_1 \beta_2 + \gamma_1 \gamma_2}{\beta_2} (\operatorname{ch} 2 \beta_2 d - 1) \right] \left. \right\} \end{aligned} \quad (22)$$

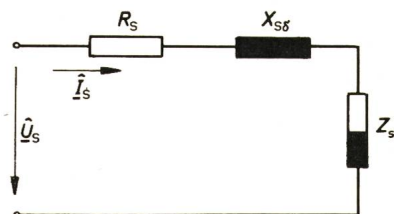


Fig. 3
Ersatzschaltbild des Sektormotors

\hat{U}_s Statorspannung
 R_s Statorwiderstand
 $X_{s\sigma}$ Statorstreureaktanz
 Z_{sh} Statorhauptfeldimpedanz

Die Gesamtkraft F_x ergibt sich aus der Summe von F_{x1} und F_{x2} .

Auf Grund der Beziehungen (21) und (22) ist es nun möglich, bei gegebenem Strombelag A_{s1} (Grundwelle) den Kraft-Geschwindigkeitsverlauf und damit auch die Drehmoment-Drehzahlkennlinie des Motors zu berechnen.

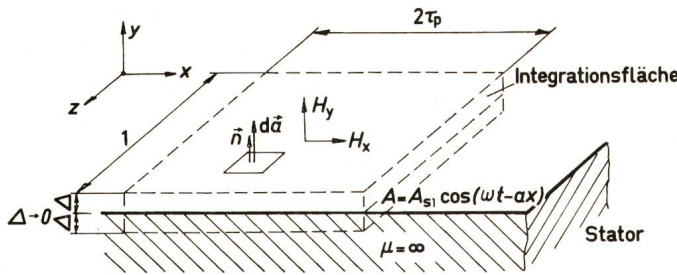


Fig. 4
Zur Berechnung der Normalkraftkomponente f_y

A	Ankerstrombelag
a	Flächenelement
n	Normaleneinheitsvektor
H	magnetische Feldstärke
τ_p	Polteilung

2.2 Impedanzen und Ortskurve der Maschine

Statorspannung \hat{U}_s und Statorstrom \hat{I}_s stehen in dem einfachen Zusammenhang

$$\hat{U}_s = (R_s + jX_{s\sigma}) \hat{I}_s + \hat{U}_{sh} \quad (23)$$

wobei R_s und $X_{s\sigma}$ den Statorwiderstand und die Statorstreu-reaktanz darstellen, \hat{U}_{sh} ist die Statorhauptfeldspannung. Diese ergibt sich zu

$$\hat{U}_{sh} = j \omega w_s \xi_s \hat{\Phi}_{sh} \quad (24)$$

wobei w_s die Windungszahl je Statorphase und ξ_s der Wicklungsfaktor der Statorwicklung bedeuten.

Zwischen dem in den Stator eintretenden Fluss $\hat{\Phi}_{sh}$ und dem Vektorpotential besteht die Beziehung:

$$\hat{\Phi}_{sh} = 2b \hat{V}_{z3} |_{y=0} \quad (25)$$

Die Grundwelle des Ankerstrombelages einer Drehstromwicklung mit m_s Phasen und einer Polpaarzahl p errechnet sich zu:

$$A_{s1} = \frac{m_s w_s \xi_s}{p \tau_p} \left| \hat{I}_s \right| \quad (26)$$

Setzt man für A_{s1} und \hat{V}_{z3} die Gl. (26) und (17) in die Beziehungen (25) und (24) ein, so ergibt sich unter Beachtung der Tatsache, $\hat{U}_{sh} = \underline{Z}_{sh} \hat{I}_s$ für die Hauptfeldimpedanz \underline{Z}_{sh} :

$$\underline{Z}_{sh} = j X_{sh} \frac{a^2}{\mu_3} \vartheta \cdot \frac{1}{N} \left[\text{ch } \alpha_2 d \cdot \text{ch } \alpha_3 \vartheta + \frac{\alpha_1 \mu_3}{\alpha_3 \mu_1} \text{ch } \alpha_2 d \cdot \text{sh } \alpha_3 \vartheta + \frac{\alpha_1 \mu_2}{\alpha_2 \mu_1} \text{sh } \alpha_2 d \cdot \text{ch } \alpha_3 \vartheta + \frac{\alpha_2 \mu_3}{\alpha_3 \mu_2} \text{sh } \alpha_2 d \cdot \text{sh } \alpha_3 \vartheta \right] \quad (27)$$

wobei

$$X_{sh} = \mu \omega L b m_s \left(\frac{w_s \xi_s}{p\pi} \right)^2 \cdot \frac{1}{9} \quad (28)$$

die Hauptfeldreaktanz einer normalen Drehstromasynchronmaschine mit einer Länge $L = 2 p \tau_p$ in Umfangsrichtung und einem Luftspalt ϑ ist.

Die Gesamtimpedanz \underline{Z}_s ergibt sich zu

$$\underline{Z}_s = R_s + j\sigma X_{sh} + \underline{Z}_{sh} \quad (29)$$

wobei der fiktive Streukoeffizient

$$\sigma = \frac{X_{s\sigma}}{X_{sh}} \quad (30)$$

eingeführt wurde. Der $\cos \varphi$ berechnet sich zu

$$\cos \varphi = \frac{\text{Re} \{ \underline{Z}_s \}}{|\underline{Z}_s|} \quad (31)$$

Den Statorstrom \hat{I}_s erhält man nun endgültig aus der Beziehung

$$\hat{I}_s = \frac{\hat{U}_s}{\underline{Z}_s} \quad (32)$$

Auf Grund der Gl. (32) ergibt sich das in Fig. 3 dargestellte Ersatzschaltbild des Sektormotors.

Mit Hilfe der Gl. (27), (29) und (32) ist es nun möglich, die Ortskurve des Sektormotors punktweise für verschiedene Schlupfwerte zu berechnen.

Die zugeführte Leistung der Maschine beträgt

$$P_{zug} = m_s \cdot \frac{1}{2} \text{Re} \{ \hat{U}_s \hat{I}_s^* \} \quad (33)$$

und die Luftspaltleistung

$$P_L = m_s \cdot \frac{1}{2} \left[\text{Re} \{ \hat{U}_s \hat{I}_s^* \} - R_s \hat{I}_s^2 \right] = F_x v_s \quad (34)$$

Die theoretisch abgegebene mechanische Leistung ist

$$P_{ab, theor.} = F_x (1 - s) v_s = F_x v_x = P_L (1 - s) \quad (35)$$

Die Differenz zwischen theoretisch abgegebener Leistung und Luftspaltleistung, also der Betrag sP_L , entspricht ähnlich wie bei Asynchronmaschinen den im Rotor in Wärme umgesetzten Verlusten. Die praktisch abgegebene Leistung erhält man nach Abzug der Reibungsverluste.

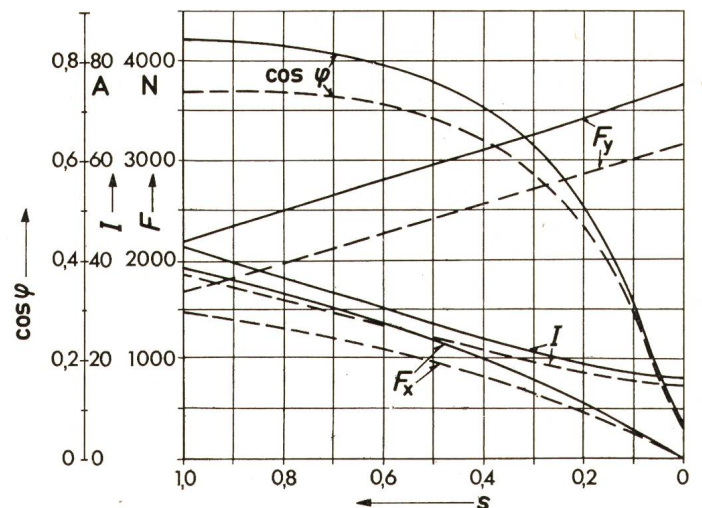


Fig. 5
Kennlinien eines Sektormotors mit Eisenläufer und Kupferauflage

- $\sigma = 0,05$
- - - $\sigma = 0,1$
- F Kraft
- s Schlupf
- $\cos \varphi$ Leistungsfaktor
- I Stromstärke

2.3 Berechnung der auftretenden Normalkraft

Der magnetische Zug in elektrischen Maschinen ist nur dann von Bedeutung, wenn die Rotorachse exzentrisch in der Statorbohrung angeordnet ist (z.B. bei Durchbiegung der Welle, schlechter Lagerung usw.). In diesen Fällen treten grosse Kräfte auf, die zu Rüttelerscheinungen Anlass geben können. Bei normalen symmetrisch angeordneten Maschinen ist die resultierende magnetische Zugkraft auf den Rotor gleich Null.

Prinzipiell anders liegen die Verhältnisse beim Sektormotor. Wird hier, wie in den meisten Anwendungsfällen nur ein Statorsegment angeordnet, so tritt eine Normalkraft auf den Rotor auf, die ganz beträchtliche Ausmasse erreichen kann und bei der Dimensionierung der Schwungradwelle berücksichtigt werden muss. Selbstverständlich lassen sich durch geeignete Anordnung mehrerer Statorsegmente die magnetischen Zugkräfte aufheben. Interessant ist in diesem Zusammenhang auch die Tatsache, dass durch die im Rotor induzierten Ströme bei grossen Schlupfwerten in Zusammenarbeit mit dem Statorfeld die Normalkraft vermindert wird.

Die Berechnung der auftretenden Kraft senkrecht zur Statoroberfläche kann mit Hilfe des Maxwellschen Spannungstensors T_{mn} [4] erfolgen.

Für die Komponenten der Kraftdichte gilt

$$f_m = \oint_A T_{mn} n_n da \quad (36)$$

mit dem Spannungstensor

$$T_{mn} = \mu_0 \begin{bmatrix} \frac{1}{2} (H_x^2 - H_y^2 - H_z^2) & H_x H_y & H_x H_z \\ H_x H_y & \frac{1}{2} (H_y^2 - H_x^2 - H_z^2) & H_y H_z \\ H_x H_z & H_y H_z & \frac{1}{2} (H_z^2 - H_x^2 - H_y^2) \end{bmatrix} \quad (37)$$

Es ist dabei immer über eine geschlossene Fläche zu integrieren und unter den Gegebenheiten der Fig. 4 ergibt sich für die Kraftdichte f_y :

$$f_y = \frac{\mu_0}{4} \int_0^{2\tau_p} \operatorname{Re} \{ \hat{H}_y \hat{H}_y^* - \hat{H}_x \hat{H}_x^* \} dx \quad (38)$$

Die Feldstärken \hat{H}_x und \hat{H}_y im Bereich 3 (nur dieser braucht für die Berechnung des Oberflächenintegrals berücksichtigt zu werden) ergeben sich aus dem Vektorpotential \underline{V}_{z3} an der Stelle $y = 0$ zu:

$$\begin{aligned} \underline{H}_{x3} &= \frac{1}{\mu} \cdot \frac{\partial V_z}{\partial y} \Big|_{y=0} = \hat{H}_{x3} e^{j(\omega t - ax)} \\ \underline{H}_{y3} &= -\frac{1}{\mu} \cdot \frac{\partial V_z}{\partial x} \Big|_{y=0} = \hat{H}_{y3} e^{j(\omega t - ax)} \end{aligned} \quad (39)$$

Mit Hilfe der Beziehungen (38) und (39) ist es nun möglich, die auftretende Normalkraft beim Sektormotor zu berechnen.

Die abgeleiteten Formeln können nun leicht den verschiedenen Rotorformen angepasst werden – z.B. für reinen Eisenläufer ist $k = \vartheta$, $d = 0$, $F_{x2} = 0$.

3. Berechnete Kennlinien

Für die Berechnung der verschiedenen Kennlinien wurde ein einheitlicher Stator zugrunde gelegt, um die einzelnen Läufertypen leichter miteinander vergleichen zu können. Die für

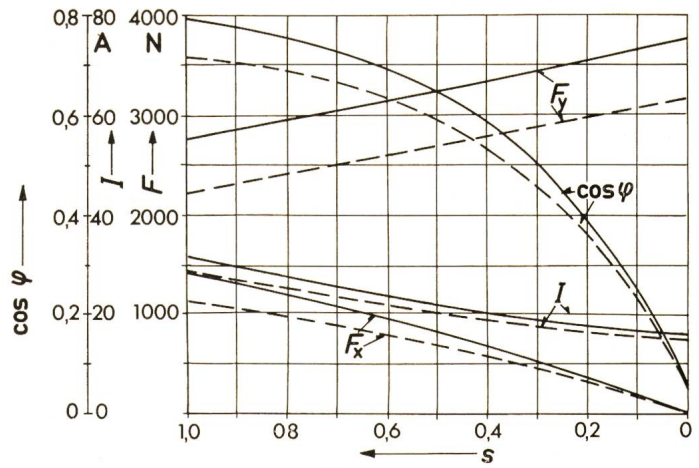


Fig. 6

Kennlinien eines Sektormotors mit Eisenläufer und Aluminiumauflage

— $\sigma = 0,05$
- - - $\sigma = 0,1$

Bezeichnungen siehe Fig. 5

die Berechnung notwendigen Daten des Sektormotorstators sind:

Länge	$L = 0,4 \text{ m}$
Breite	$b = 0,2 \text{ m}$
Polzahl	$2p = 8$
Polteilung	$\tau_p = 0,05 \text{ m}$
Windungszahl je Phase	$w_s = 144$
Statorphasenwiderstand	$R_s = 0,4 \Omega$

Die Rotorbreite wird gleich der Statorbreite angenommen. Weiters werden die bereits gemachten Voraussetzungen (zweidimensionale Betrachtungsweise, Rotorradius sehr gross gegenüber Eindringtiefe des Magnetfeldes, keine Berücksichtigung der Eisensättigung und der Randeffekte) beibehalten. Die errechneten Schubkräfte stellen also obere Grenzwerte dar. Die relative Permeabilität des Eisens wurde mit $\mu_r = 1000$ angenommen.

Die Leitfähigkeiten betragen für	Kupfer	$57 \cdot 10^6 \text{ S/m}$
	Aluminium	$36 \cdot 10^6 \text{ S/m}$
	Eisen	$7 \cdot 10^6 \text{ S/m}$

3.1 Eisenläufer mit dünner Kupfer- oder Aluminiumauflage

Fig. 5 und 6 zeigen die Betriebskennlinien von Sektormotoren mit einem Luftspalt $\vartheta = 1 \text{ mm}$ und einer Kupfer- bzw. Aluminiumstärke $d = 1 \text{ mm}$, bei einer angelegten Phasenspannung von 110 V in Abhängigkeit vom Schlupf. Es wurden jeweils zwei Kurven, für verschiedene fiktive Streukoeffizienten σ [Gl. (30)], eingezeichnet. Die in Abschnitt 2.3 erwähnte Tatsache, dass durch die im Rotor induzierten Ströme bei grösseren Schlupfwerten eine Normalkraftminderung auftritt, ist deutlich am Verlauf von F_y zu erkennen. Fig. 7 zeigt die Stromortskurven bei einer Statorphasenspannung von 110 V für verschiedene Verhältnisse d/ϑ , wobei für alle Kurven ein Luftspalt von $\vartheta = 1 \text{ mm}$ zu Grunde gelegt wurde. Die Kurven

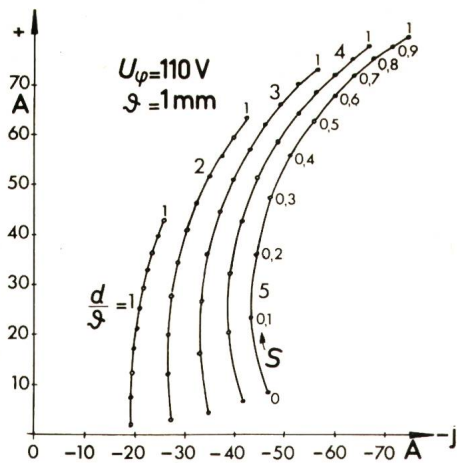


Fig. 7
Ortskurven des Statorstromes bei Eisenläufern
mit verschiedenen starken Kupferauflagen
Bezeichnungen siehe im Text

sind für $\sigma = 0,05$ gezeichnet. Man erkennt deutlich das rasche Anwachsen des Primärstromes bei Vergrößerung der Kupferstärke; die einzelnen Schlupfwerte sind eingetragen.

Die Ortskurven für den Eisenläufer mit Aluminiumauflage decken sich mit jenen der Fig. 7, die Schlupfskalierung ist jedoch eine andere. (Kurzschlusspunkt rückt näher zum Leerlaufpunkt.) Bei Synchronlauf stimmen die Ströme überein.

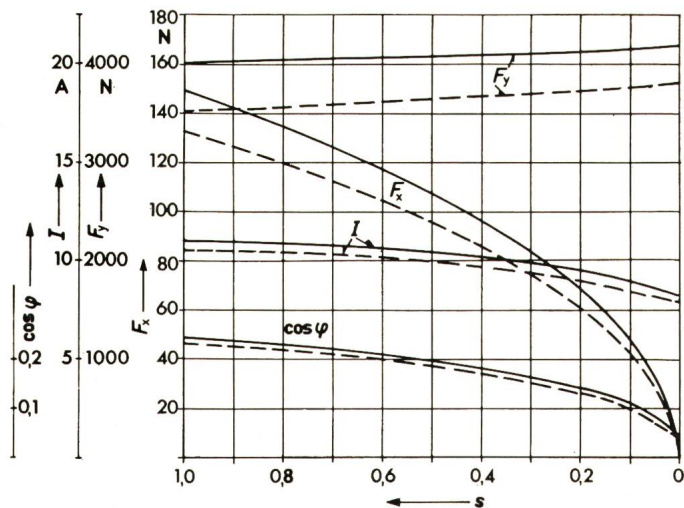


Fig. 8
Kennlinien des Sektormotors mit Eisenläufer
— $\sigma = 0,05$
- - - $\sigma = 0,1$
Bezeichnungen siehe Fig. 5

3.2 Eisenläufer

Die Kennlinien des Sektormotors mit Eisenläufer sind in Fig. 8 dargestellt, unter Beachtung der gleichen Voraussetzung wie bei den beiden anderen Läufertypen. Da hier der tatsächliche Luftspalt $g = 1$ mm ist – bei Kupfer- oder Aluminiumauflage beträgt der für die Magnetisierung massgebliche Spalt $(g + d)$ –, ist der benötigte Magnetisierungsstrom klein, ausserdem ist der Rotorstrom zufolge des hohen spezifischen Widerstandes von Eisen gering, was zu einem kleinen Statorstrom führt. Die Normalkraftverminderung ist selbst bei grossen Schlupfwerten äusserst gering.

Fig. 9 zeigt die Stromortskurven des Sektormotors mit Eisenläufer bei verschiedenen Luftspalten ($U_\phi = 110$ V, $\sigma = 0,05$). Der durchlaufene Bereich der Ortskurve ist zufolge des

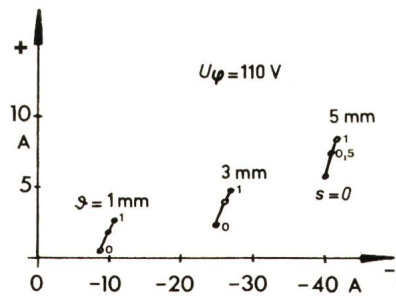


Fig. 9
Stromortskurven des Sektormotors mit Eisenläufer

hohen spezifischen Rotorwiderstandes klein. (Kurzschlusspunkt rückt nahe an Synchronpunkt heran.)

Aus dem Vergleich der einzelnen Kennlinien ergibt sich, dass eine dünne Kupfer- oder Aluminiumauflage recht günstig ist. Allerdings ist hiebei zu beachten, dass beim Eisenläufer viel kleinere Statorströme auftreten, wodurch der Motor mit höheren Spannungen betrieben werden könnte, womit aber die Schubkraft entsprechend ansteigt.

Literatur

- [1] H.-J. Gutt: Wanderfeldmotoren im Vergleich zu Drehfeldmaschinen herkömmlicher Bauart. ETZ-A 92(1971)6, S. 342...347.
- [2] Das magnetische Feld eines Planstators. Elektrie 23(1969)3, S. 116...118.
- [3] E. Rummich: Linearmotoren und ihre Anwendung. E und M 89(1972)2, S. 60...69.
- [4] H. H. Woodson and J. R. Melcher: Electromechanical Dynamics. 3 volumes. New York, John Wiley, 1968.

Adresse des Autors:

Dipl.-Ing., Dr. techn. Erich Rummich, Hochschulassistent am Institut für Elektrische Maschinen der Technischen Hochschule Wien, Gusshausstr. 25, A-1040 Wien.