

Zeitschrift: Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins
Herausgeber: Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätswerke
Band: 63 (1972)
Heft: 23

Artikel: Synchrone Linearmaschinen : Theorie und Anwendung
Autor: Rummich, E.
DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-915763>

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: 01.02.2025

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

Synchrone Linearmaschinen

Theorie und Anwendung

Von E. Rummich

621.313.32 : 621.313.282

Die synchrone Bauart von Linearmaschinen bietet sich vor allem im Bahnbetrieb, wegen der dort auftretenden grossen Luftspalte und dem damit verbundenen hohen Magnetisierungsbedarf, als Antriebsmittel an. Von den vielen Ausführungsformen zeichnet sich die Homopolarmaschine durch besonders einfachen Aufbau von Stator und Sekundärteil aus. Die Gleichfelddurchflutung wird von einer eigenen Erregerwicklung, die am Verbindungsloch der Statoren, also im Fahrzeug, angeordnet ist, aufgebracht. Es werden die Betriebseigenschaften erläutert, die verschiedenen Kenngrössen berechnet und anschliessend Zeigerdiagramme für diesen Maschinentyp angegeben.

La forme synchrone des machines linéaires est avantageuse comme moyen d'entraînement surtout dans le domaine des chemins de fer, à cause des grands entrefers et partant du grand appel de courant magnétisant qui s'y présentent. Parmi les nombreuses réalisations pratiques c'est en particulier la machine homopolaire qui se distingue par la simplicité d'exécution à la fois du stator et de la partie secondaire. Le flux à courant continu est produit par un enroulement d'excitation propre, disposé sur la culasse, donc dans le véhicule. Les propriétés d'exploitation sont décrites, les différentes caractéristiques calculées, enfin les diagrammes vectoriels concernant ce type de machines sont développés.

1. Allgemeines, Anwendung

Das grosse Interesse, mit dem heute an der Entwicklung von Höchstgeschwindigkeitsbahnen gearbeitet wird, bringt es mit sich, dass auch dem Antrieb solcher Fahrzeuge grosse Bedeutung zukommt. Sieht man von Turboantrieben und dergleichen ab, so ergibt sich, dass besonders der Linearmotor als Antrieb geeignet erscheint. Vor allem die berührungslose Kraftübertragung, der robuste Aufbau und die Abgas- und Lärmfreiheit tragen zu dieser Prioritätsstellung wesentlich bei. In den bisher vorgesehenen Projekten wird vor allem die asynchrone Linearmaschine als Antrieb erwogen [1; 2; 3]¹⁾.

In der Praxis zeigte sich, dass gerade im Bahnbetrieb extrem hohe Luftspalte aus fahrdynamischen und sicherheitstechnischen Gründen erforderlich sind. Dies wirkt sich umso mehr aus, als auch die Reaktionsschiene (Kupfer oder Aluminium) aus nichtferromagnetischem Material besteht. Dies bedingt extrem hohe Magnetisierungsströme, die dem Netz entnommen werden müssen, was einerseits zu schlechten Leistungsfaktoren und andererseits zu erhöhten Verlusten führt.

Es ist nun der Gedanke naheliegend, Linearmaschinen zu bauen, die ähnlich normalen Synchronmaschinen ihren Magnetisierungsbedarf selbst aufbringen, dies erfordert allerdings geeignet angeordnete Erregerwicklungen, die von Gleichstrom durchflossen werden und ein entsprechendes Feld aufbauen [4].

Entsprechend der Vielzahl von Ausführungsformen von rotierenden Synchronmaschinen existieren nun eine Reihe von Möglichkeiten, synchrone Linearmaschinen zu bauen. Aus Wirtschaftlichkeitsgründen sind natürlich nur jene für den Antrieb von Höchstgeschwindigkeitsfahrzeugen interessant, die einen unbewickelten Sekundärteil besitzen. Ausserdem muss dieser möglichst einfach aufgebaut und billig in der Herstellung und Verlegung sein.

Neben den heteropolaren Ausführungsformen und Ausführungsformen, bei denen der Sekundärteil einem abgewickelten Klauenpolläufer entspricht, sind es vor allem zwei Ausführungsformen, die sich durch einfachen Aufbau auszeichnen.

Hierher gehört die auf dem Reluktanzprinzip beruhende, synchron laufende Linearmaschine und die wahrscheinlich

wichtigste Ausführungsform, nämlich die synchrone Linearmaschine mit homopolarer Gleichfelderregung (Fig. 1). In beiden Fällen ist der Reaktionsteil (Sekundärteil) unbewickelt und besteht aus einzelnen ferromagnetischen Teilen, die entlang der Fahrtrasse, z. B. in Beton verlegt werden. Der Stator ist in beiden Fällen vom Kurzstator typ, bei der Homopolarmaschine trägt der Stator zusätzlich eine Gleichstromerregung.

Das Fahrzeug bewegt sich mit der synchronen Wanderfeldgeschwindigkeit:

$$V_s = 2f\tau_p \quad (1)$$

wobei f die Frequenz der erregenden Statorströme der Wanderfeldwicklung und τ_p deren Polteilung bedeuten. Eine Geschwindigkeitsänderung ist nur durch eine Frequenzänderung zu erzielen. Dies bereitet bei Anwendung der modernen Thyristortechnik keinerlei Schwierigkeiten. Weit problematischer ist das Anfahren. Es muss hier mit kleinsten Frequenzen — theoretisch von Null beginnend — angefahren werden, wobei grosse Anfahrströme auftreten, was noch einige Probleme seitens der Stromrichtertechnik aufwirft. Man kann die Probleme des Anfahrens dadurch verringern, dass man asynchron hochfährt. Dies geht dann, wenn die, zwischen den ferromagnetischen Teilen befindlichen Abschnitte des Reaktionssystems aus elektrisch leitendem Material (Kupfer oder Aluminium) ausgeführt sind. In der Praxis wäre dies nur für die Haltestellenbereiche erforderlich. Das Problem des Anfahrens mit kleinsten Frequenzen bleibt aber für den Notfall — Anfahren auf freier Strecke, bedingt durch vorherigen Stromausfall usw. — bestehen. In vielen anderen Eigenschaften sind diese Linearmaschinen den rotierenden Synchronmaschinen sehr ähnlich.

Die Reluktanz-Linearmaschine zeichnet sich durch extrem einfachen Aufbau aus; der Reaktionsteil besteht aus einzelnen, in Abständen von einer Polteilung verlegten ferromagnetischen Teilen, die einfach in Beton eingebettet werden. Der Stator gleicht jenen von normalen asynchronen Linearmaschinen. Ein Nachteil ist, dass die entstehenden Schubkräfte relativ klein sind, und dass der Magnetisierungsstrom — dieser ist wesentlich kleiner als bei asynchronen Linearmaschinen — dem Netz entnommen wird (eine eigene Gleichfelderregung besteht nicht).

¹⁾ Siehe Literatur am Schluss des Aufsatzes.

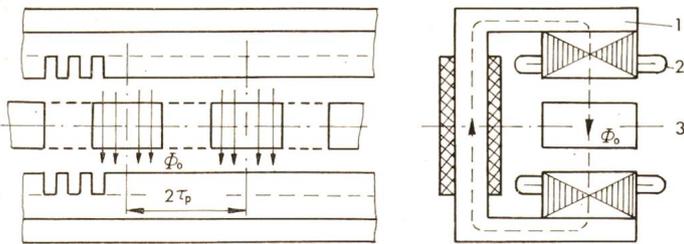


Fig. 1

Prinzipieller Aufbau der Synchronlinearmaschine mit Homopolarerregung

- 1 Verbindungsjoch mit Homopolarwicklung
- 2 Wanderfeldwicklung
- 3 Reaktionsteil
- Φ_0 Homopolarfeld
- τ_p Polteilung der Wanderfeldwicklung

Für den industriellen Einsatz ist die asynchrone Linearmaschine wegen des problemlosen Anfahrens und des einfachen Sekundärteiles günstiger. Ausserdem fallen bei den durchwegs kleinen Leistungen die schlechteren Leistungsfaktoren nicht allzusehr ins Gewicht.

Im folgenden soll nun die wichtigste synchrone Bauart, nämlich die Homopolarmaschine theoretisch untersucht werden.

2. Synchronlinearmaschine mit Homopolarerregung

Wie bereits erwähnt, soll aus wirtschaftlichen Gründen der Sekundärteil unbewickelt sein. Die Erzeugung des Gleichfeldes kann daher nur im Stator erfolgen. Will man komplizierte Formen von Reaktionsteil und Stator vermeiden, so ist die einfachste und wirtschaftlichste Lösung die der Homopolarmaschine. Fig. 1 zeigt den prinzipiellen Aufbau.

Der Reaktionsteil trägt einzelne ferromagnetische Abschnitte, die wegen der Homopolarfelderregung in Abständen von $2\tau_p$ verlegt sind. Würde man sie im Abstand τ_p verlegen, so käme man zur Reluktanzlinearmaschine, das homopolare Gleichfeld hätte keinen Einfluss auf die Schubkraftbildung und wäre daher sinnlos.

Die Statoren, als Kurzstatorotyp ausgeführt, tragen normale Wanderfeldwicklungen, die sich hinsichtlich ihrer magnetischen Wirkung auf den Sekundärteil unterstützen. Zum Unterschied von der asynchronen Linearmaschine sind hier die beiden Statoren mit einem ferromagnetischen Verbindungsjoch versehen, das die erforderliche Gleichstromerregung zur Erzeugung des Homopolarflusses trägt. Bei mittiger Anordnung des Sekundärteiles tritt keinerlei magnetische Kraftwirkung normal zur Bewegungsrichtung auf.

Bereits bei stromlosen Wanderfeldwicklungen der Statoren erzeugt die Gleichstromerregung ein magnetisches Feld im Luftspalt und dieses ist durch die periodisch wechselnde magnetische Leitfähigkeit des

Reaktionssystems ein Wanderfeld mit überlagertem Gleichanteil (siehe Abschnitt 2.3). Der Gleichanteil trägt nichts zur Schubkraft bei, er muss lediglich wegen der zusätzlichen magnetischen Zahnbeanspruchung der Statoren bei der Maschinenauslegung berücksichtigt werden.

2.1 Berechnung der Schubkraft

Die Berechnung der Schubkraft kann auf Grund des allgemeinen Energiesatzes für elektromagnetische Wandler erfolgen, und es gilt die Beziehung bei konstant angenommenem Strom:

$$F = \left. \frac{dW_m}{dx} \right|_{i = \text{konst.}} \quad (2)$$

Die Schubkraft ergibt sich also aus der Änderung der magnetischen Energie mit der Ortskoordinate. Die Änderung der magnetischen Energie dient zur Deckung der mechanischen Energie. Es ist zur Schubkraftberechnung notwendig, die im Luftspalt der Maschine gespeicherte magnetische Energie zu ermitteln.

Dabei sei ein symmetrischer Aufbau angenommen (Sekundärteil befindet sich in der Mitte der beiden Statoren), so dass es genügt, die Betrachtungen für eine Maschinenhälfte anzustellen (Fig. 2). In Fig. 2 sind nun die für die Berechnung notwendigen Grössen im bezogenen System $\xi = ax$ ($a = \pi/\tau_p$) eingezeichnet. Θ_0 stellt die Homopolarerregung für eine Maschinenhälfte dar, die gesamte Gleichstromdurchflutung beträgt also $2\Theta_0$ und muss von der Erregerwicklung am Verbindungsjoch aufgebracht werden.

Für die resultierende Durchflutungswelle gilt:

$$\Theta(\xi) = \Theta_0 + \Theta_1 \sin \xi \quad (3)$$

wobei Θ_1 die Grundwelle der Wanderfelddurchflutung darstellt. Diese ergibt sich für eine m -phasige Wicklung, mit der Windungszahl w je Polpaar und Phase, einem Wicklungsfaktor ξ_1 für die Grundwelle und einem erregenden Strom I_1 (Effektivwert) zu

$$\Theta_1 = \frac{m\sqrt{2}}{\pi} I_1 w \xi_1 \quad (4)$$

Die differentielle magnetische Energie eines Volumenelementes ist

$$dW_m = \frac{1}{2} H(\xi) B(\xi) dV \quad (5)$$

mit

$$dV = b g'(x) dx = b g'(\xi) \frac{1}{a} d\xi$$

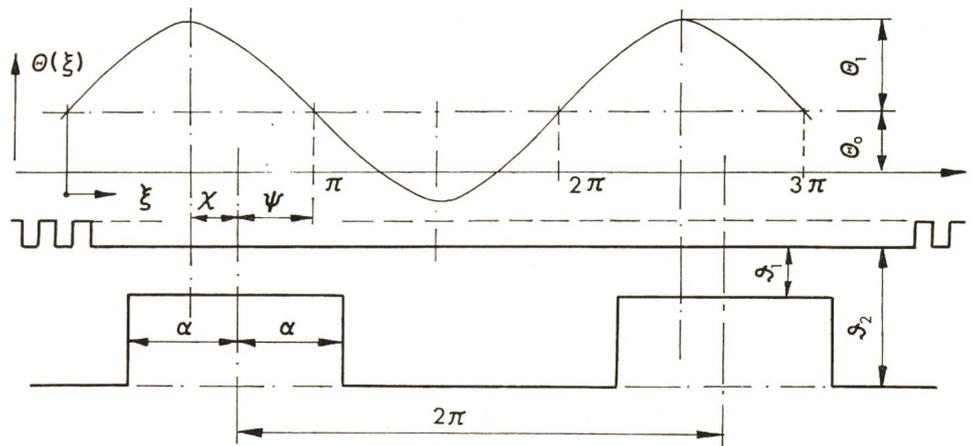


Fig. 2

Anordnung der Synchronlinearmaschine zur Berechnung der Schubkraft
Bezeichnungen siehe im Text

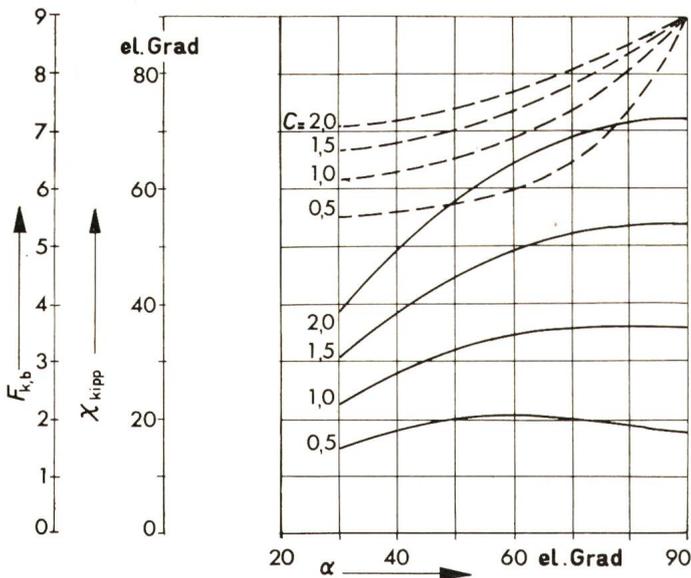


Fig. 3
Kippwinkel χ und bezogene Kippkraft $F_{k,b}$ als Funktion von α für $k = 10$ und verschiedene C -Werte

--- χ_{kipp}
— $F_{k,b}$
 α halbe Polbreite (bezogenes System)
 $k = \frac{\vartheta_2'}{\vartheta_1'}$
 $C = \frac{\Theta_0}{\Theta_1}$
Weitere Bezeichnungen siehe im Text

wobei $\vartheta' = k_c \vartheta$ ($k_c \dots$ Carterfaktor, berücksichtigt Stator-
nungung) der effektive Luftspalt und b die Breite der Maschine
sind.

Die Feldstärke $H(\xi)$ und die Induktion $B(\xi)$ ergeben sich
aus der Durchflutung und für die Annahme, dass $\mu_{Fe} = \infty$ in
den Stator- und Eisenteilen, erhält man für die differentiale
magnetische Energie aus Gl. (5):

$$dW_m = \frac{1}{2} \cdot \frac{b}{a} \mu_0 \frac{\Theta^2(\xi)}{\vartheta'(\xi)} d\xi \quad (6)$$

Wird nun über ein Polpaar integriert, wobei $\vartheta'(\xi)$ in den
einzelnen Integrationsabschnitten als konstant angesehen
wird, so erhält man die magnetische Energie pro Polpaar:

$$W_{m,p} = \frac{1}{2} \cdot \frac{b}{a} \mu_0 \left\{ \Theta_1^2 \left(\frac{\alpha}{\vartheta_1'} + \frac{\pi - \alpha}{\vartheta_2'} \right) + \right. \\ \left. + \frac{1}{2} \Theta_1^2 \cos 2\chi \sin 2\alpha \left(\frac{1}{\vartheta_1'} - \frac{1}{\vartheta_2'} \right) + \right. \\ \left. + 4 \Theta_1 \Theta_0 \cos \chi \sin \alpha \left(\frac{1}{\vartheta_1'} - \frac{1}{\vartheta_2'} \right) + \right. \\ \left. + \Theta_0^2 \left(\frac{2\alpha}{\vartheta_1'} + \frac{2\pi - 2\alpha}{\vartheta_2'} \right) \right\} \quad (7)$$

Auf Grund der Beziehung (2) erhält man für den Betrag
der gesamten Schubkraft (2p-polige Maschine)

$$F = p \frac{1}{2} b \mu_0 \frac{\Theta_1^2}{\vartheta_1'} \left(1 - \frac{1}{k} \right) \left(\sin 2\chi \sin 2\alpha + 4 C \sin \chi \sin \alpha \right) \quad (8)$$

wobei zur Abkürzung die Grössen C und k eingeführt wurden.

$$C = \frac{\Theta_0}{\Theta_1}; \quad k = \frac{\vartheta_2'}{\vartheta_1'} \quad (9)$$

Der erste Schubkraftanteil entspricht der Reluktanzkraft,
der zweite und wichtige Term enthält die Gleichstromdurch-
flutung Θ_0 und entsteht infolge des Homopolarfeldes. Die
Kraft ist umso grösser, je grösser Θ_0 , Θ_1 und k sind und je
kleiner der Luftspalt ϑ_1 ist.

Die Kippkraft F_{kipp} als Funktion der Polbreite 2α (im be-
zogenen System) kann aus dem Kippwinkel χ_{kipp} ermittelt
werden. Dieser bestimmt sich aus der Bedingung $\partial F / \partial \chi = 0$.

Damit erhält man für χ_{kipp} :

$$\chi_{kipp} = \arccos \left\{ - \frac{C}{4 \cos \alpha} \left(\pm \sqrt{\frac{C^2}{16 \cos^2 \alpha} + \frac{1}{2}} \right) \right\} \quad (10)$$

Für die beiden Extremfälle von $C = 0$ und $C = \infty$ ergeben
sich die beiden Grenzkippwinkel

$$C = 0 \dots \dots \chi_{kipp} = \frac{\pi}{4} \quad (11)$$

$$C = \infty \dots \dots \chi_{kipp} = \frac{\pi}{2}$$

Mit Hilfe der Beziehungen (10) und (8) lassen sich die Kipp-
winkel und die Kippkräfte in Abhängigkeit von der bezogenen
Polbreite 2α berechnen.

Fig. 3 zeigt den Kippwinkel χ_{kipp} und die bezogene Kipp-
kraft

$$F_{k,b} = \frac{F_{kipp}}{\left(p \frac{b}{2} \mu_0 \frac{\Theta_1^2}{\vartheta_1'} \right)} \quad (12)$$

in Abhängigkeit von α für verschiedene C -Werte und für
 $k = 10$.

In Fig. 4 sind Verläufe der bezogenen Schubkraft

$$F_b = \frac{F}{\left(p \frac{b}{2} \mu_0 \frac{\Theta_1^2}{\vartheta_1'} \right)} \quad (13)$$

in Abhängigkeit von χ für verschiedene α - und C -Werte bei
 $k = 10$ dargestellt. Erwähnt sei noch, dass man die Schubkraft
auch aus der folgenden Beziehung errechnen kann.

$$F = p b \int_x^{x+2\tau_p} A(x) \cdot B(x) dx = p \frac{b}{a} \int_{\xi}^{\xi+2\pi} A(\xi) \cdot B(\xi) d\xi \quad (14)$$

wobei für den Ankerstrombelag $A(\xi)$ gilt:

$$A(\xi) = a \frac{d\Theta(\xi)}{d\xi} \quad (15)$$

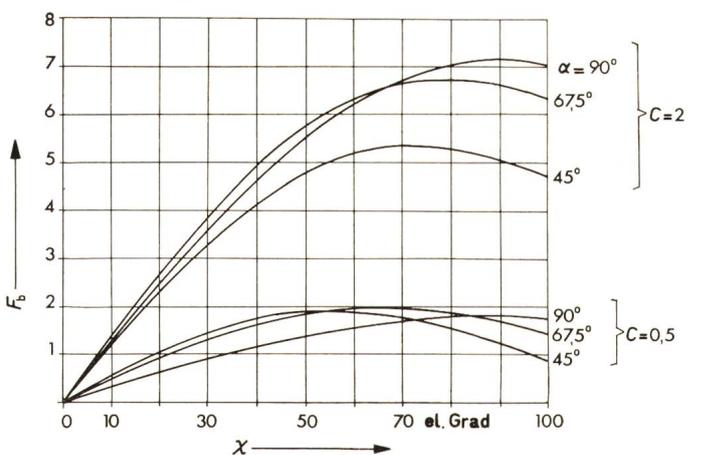


Fig. 4
Bezogene Schubkraft F_b in Abhängigkeit von χ
für verschiedene α - und C -Werte bei $k = 10$
Bezeichnungen siehe Fig. 3

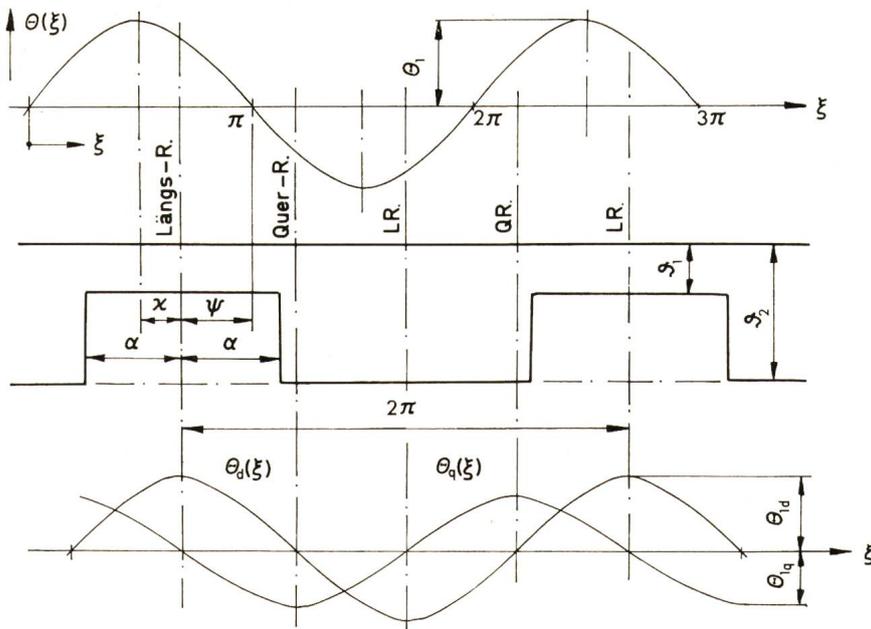


Fig. 5
Verhältnisse in Längs- und Querrichtung
 Φ_1 Statordurchflutung
 Φ_d, Φ_q Längs- und Querdurchflutung des Stators
Weitere Bezeichnungen siehe im Text

Aus der Beziehung

$$E_{\Phi, h} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} p w f \xi_1 \Phi_{1, h} = X_h I_1 \quad (17)$$

ergibt sich die Hauptfeldreaktanz

$$X_h = \frac{4}{\pi} m \mu_0 p w^2 \xi_1^2 f \tau_p b \frac{1}{g'} \quad (18)$$

Die Verhältnisse in Längsrichtung zeigt Fig. 6a.

B_{d1} und B_{d2} sind die Amplituden der Induktionsverläufe in Längsrichtung zufolge der Durchflutung Θ_{1d} bei konstanten Luftspalten g_1 und g_2 . Es gilt

$$B_{d1} = \mu_0 \frac{\Theta_1 \sin \psi}{g_1'} \quad (19)$$

$$\psi = 90 - \chi$$

$$B_{d2} = \mu_0 \frac{\Theta_1 \sin \psi}{g_2'}$$

Aus den Beziehungen (14) und (15) ergibt sich wiederum die Gl. (8) für die Gesamtschubkraft.

2.2 Berechnung der Hauptfeldreaktanzen in Längs- und Querrichtung

Ähnlich einer normalen Synchronmaschine existieren auch hier zwei Richtungen (Längs- und Querrichtung), die um 90 elektrische Grade versetzt sind und sich für die praktische Beschreibung der Maschine als sehr günstig erweisen.

Die Längsachse liegt wiederum in Polmitte, die Querachse ist zu dieser um 90 elektrische Grade versetzt, nur fällt hier die Querachse keinesfalls mit der Pollückenmitte (wie bei Synchronmaschinen) zusammen, vielmehr entspricht die Pollückenmitte wieder der Längsrichtung.

Die Berechnung der Reaktanzen erfolgt analog jener bei einer normalen Synchronmaschine. In Fig. 5 sind die Verhältnisse für Längs- und Querachse dargestellt sowie die Zerlegung der Statordurchflutung in eine Längs- und Querkomponente (Θ_{1d} und Θ_{1q}).

Die Hauptfeldreaktanz und Drehfeldreaktanz einer normalen Asynchronmaschine oder Vollpol-Synchronmaschine errechnet sich wie folgt:

Ausgehend von der Grundwelle der Statordurchflutung Θ_1 [Gl. (4)], erhält man für die Induktion und den Fluss

$$B_{1, h} = \mu_0 \frac{\Theta_1}{g'} = \mu_0 \frac{m \sqrt{2}}{\pi} I_1 w \xi_1 \frac{1}{g'} \quad (16)$$

$$\Phi_{1, h} = \frac{2}{\pi} B_{1, h} \tau_p b$$

B_{1d} ist die Amplitude der Grundwelle des Induktionsverlaufes in Längsrichtung beim tatsächlichen Luftspaltverlauf und ergibt sich auf Grund einer Fourieranalyse zu:

$$B_{1d} = \mu_0 \frac{\Theta_1 \sin \psi}{g_1'} \cdot \frac{2}{\pi} \left[\left(\frac{\alpha}{2} + \frac{\sin 2\alpha}{4} \right) \left(1 - \frac{1}{k} \right) + \frac{1}{k} \cdot \frac{\pi}{2} \right] \quad (20)$$

Für die Hauptfeldlängsreaktanz folgt damit unmittelbar bei Beachtung der Gl. (16), (17), (18):

$$X_{hd} = X_h \frac{2}{\pi} \left[\left(\frac{\alpha}{2} + \frac{\sin 2\alpha}{4} \right) \left(1 - \frac{1}{k} \right) + \frac{1}{k} \cdot \frac{\pi}{2} \right] \quad (21)$$

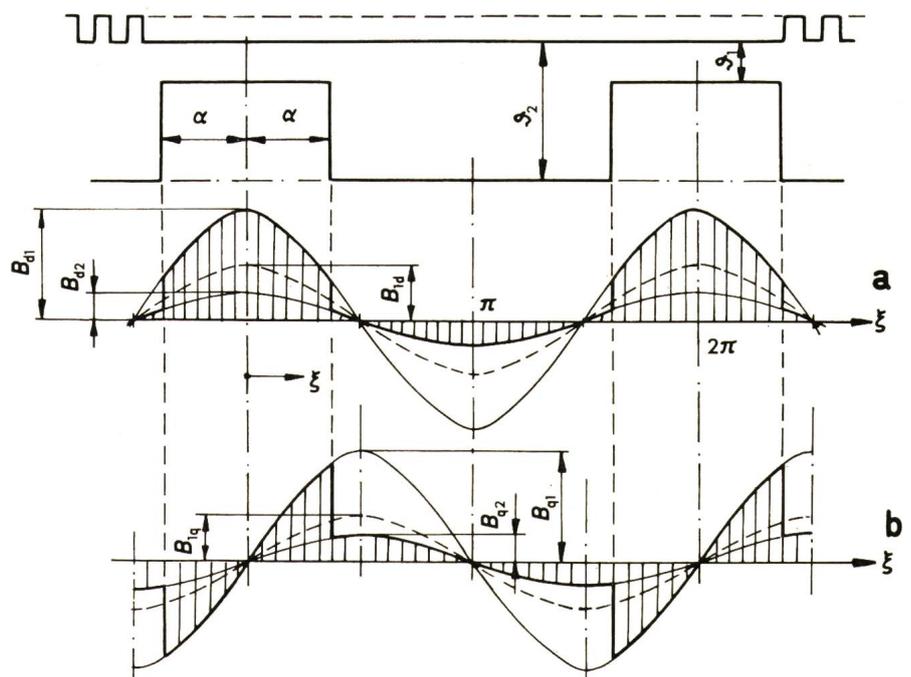


Fig. 6
Induktionsverteilung
a in Längsrichtung
b in Querrichtung

Bezeichnungen siehe im Text

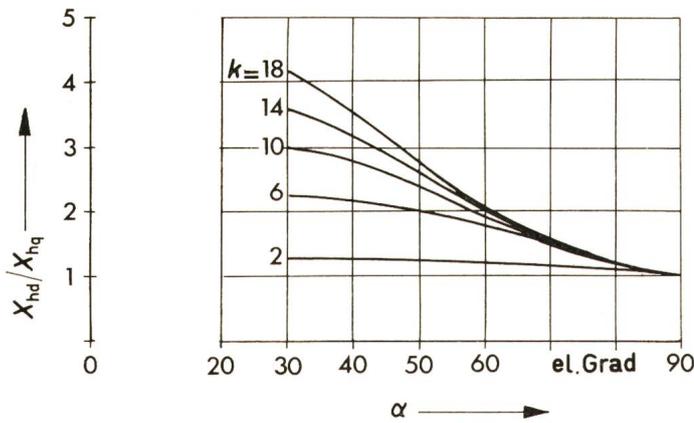


Fig. 7
 X_{hd}/X_{hq} in Abhängigkeit von α für verschiedene k -Werte
 Bezeichnungen siehe im Text

Fig. 6b zeigt die Verhältnisse in Querrichtung. B_{q1} und B_{q2} sind die Amplituden der Induktionsverteilung in Querrichtung zufolge der Stator durchflutung Θ_{1q} bei den konstanten Luftspalten g_1 und g_2 . Es gilt:

$$B_{q1} = \mu_0 \frac{\Theta_1 \cos \psi}{g_1'} \quad (22)$$

$$B_{q2} = \mu_0 \frac{\Theta_1 \cos \psi}{g_2'}$$

B_{1q} ist die Amplitude der Grundwelle der Induktionsverteilung in Querrichtung beim tatsächlichen Luftspaltverlauf und ergibt sich analog zu B_{1d} aus der Fourieranalyse.

$$B_{1q} = \mu_0 \frac{\Theta_1 \cos \psi}{g_1'} \cdot \frac{2}{\pi} \left[\left(\frac{\alpha}{2} - \frac{\sin 2\alpha}{4} \right) \left(1 - \frac{1}{k} \right) + \frac{1}{k} \cdot \frac{\pi}{2} \right] \quad (23)$$

Für die Hauptfeldquerreaktanz folgt damit unmittelbar die Beziehung:

$$X_{hq} = X_h \frac{2}{\pi} \left[\left(\frac{\alpha}{2} - \frac{\sin 2\alpha}{4} \right) \left(1 - \frac{1}{k} \right) + \frac{1}{k} \cdot \frac{\pi}{2} \right] \quad (24)$$

$$B_L(\xi) = \frac{2}{\pi} \mu_0 \frac{\Theta_0}{g_1'} \left\{ \frac{\alpha}{2} + \frac{\pi - \alpha}{2k} + \left(1 - \frac{1}{k} \right) \sum_{v=1}^{\infty} \frac{\sin v \alpha}{v} \cos v \xi \right\} \quad (33)$$

Die Größen X_{hd} und X_{hq} können auch auf Grund folgender Überlegungen gefunden werden:

Die magnetische Energie eines Feldes, das von m -symmetrischen Strömen erregt wird, die gegeneinander die zeitliche Phasenverschiebung $2\pi/m$ haben und unter der Annahme einer räumlich symmetrischen Anordnung der Wicklung ergibt sich zu:

$$W_m = \frac{m}{2} L I^2 \quad (25)$$

Für eine Drehfeldmaschine ($m = 3$) errechnet sich daraus die (Drehfeld-) Induktivität L :

$$L = \frac{2 W_m}{m I^2} \quad (26)$$

und mit $X = \omega L$ die (Drehfeld-) Reaktanz pro Phase zu:

$$X = 4 \pi f \frac{W_m}{m I^2} \quad (27)$$

Setzt man in die Gl. (27) die Gesamtenergie W_m nach Gl. (7) ein und setzt $\Theta_0 = 0$, so ergeben sich für $\chi = 0$ und $\chi = \pi/2$ die gleichen Beziehungen für X_{hd} und X_{hq} , wie sie die Gl. (21) und (24) darstellen.

Fig. 7 zeigt den Verlauf von X_{hd}/X_{hq} in Abhängigkeit von α für verschiedene k -Werte und Fig. 8 die Verläufe von X_{hd}/X_h und X_{hq}/X_h für verschiedene k -Werte als Funktion von α .

2.3 Spannungsinduktion zufolge des homopolaren Gleichfeldes

In Fig. 9 ist der theoretische Verlauf der Luftspaltinduktion zufolge des homopolaren Gleichfeldes in einem mitlaufenden bezogenen Koordinatensystem dargestellt. Für die Extremwerte B_1 und B_2 gilt

$$B_1 = \mu_0 \frac{\Theta_0}{g_1'} \quad (28)$$

$$B_2 = \mu_0 \frac{\Theta_0}{g_2'}$$

Die Funktion $B_L(\xi)$ lässt sich also als gerade Funktion darstellen und mit Hilfe der Fourier-Reihe kann nun der Induktionsverlauf in der Form

$$B_L(\xi) = \frac{a_0}{2} + \sum_{v=1}^{\infty} a_v \cos v \xi \quad (29)$$

mit

$$a_v = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\xi) \cos v \xi d\xi \quad (30)$$

dargestellt werden. Für die Amplituden $a_v = B_{Lv}$ erhält man

$$B_{Lv} = \frac{2}{\pi} \mu_0 \frac{\Theta_0}{g_1'} \left(1 - \frac{1}{k} \right) \frac{\sin v \alpha}{v} \quad (31)$$

Für den Gleichanteil $B_{L0} = a_0/2$ ergibt sich

$$B_{L0} = \frac{1}{\pi} \mu_0 \frac{\Theta_0}{g_1'} \left[\alpha + \frac{\pi - \alpha}{k} \right] \quad (32)$$

Damit kann $B_L(\xi)$ in der Form geschrieben werden:

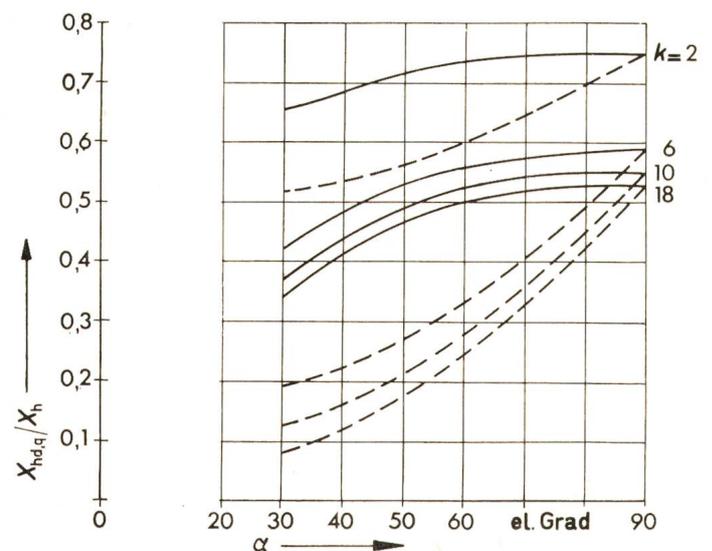


Fig. 8
 Hauptfeldreaktanzen $X_{hd,q}/X_h$
 in Abhängigkeit von α für verschiedene k -Werte
 ——— X_{hd}/X_h
 - - - X_{hq}/X_h
 Bezeichnungen siehe im Text

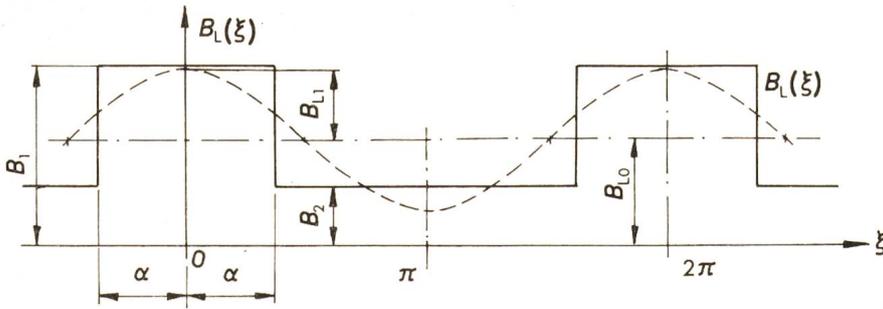


Fig. 9
Induktionsverteilung im Luftspalt zufolge des homopolaren Gleichfeldes
 B_1 Maximalwert der Induktion
 B_2 Minimalwert der Induktion
 $B_L(\xi)$ Luftspaltinduktion
 Bezeichnungen siehe im Text

Bewegt sich der Sekundärteil relativ zum Stator, so werden in diesem — durch die Induktionswellen B_{Lv} , die alle die gleiche Relativgeschwindigkeit zum Stator besitzen — Spannungen $E_{\varphi v}$ induziert. Der Gleichanteil induziert nichts.

Für die Grundwelle

$$B_{L1} = \frac{2}{\pi} \mu_0 \frac{\Theta_0}{g_1'} \left(1 - \frac{1}{k}\right) \sin \alpha \quad (34)$$

ergibt sich der Spannungsanteil:

$$\begin{aligned} E_{\varphi 1} &= \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f w p \xi_1 \Phi_{L1} \\ \Phi_{L1} &= \frac{2}{\pi} B_{L1} b \tau_p \end{aligned} \quad (35)$$

Für die höheren Harmonischen der Spannung folgt

$$E_{\varphi v} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} w p v f \Phi_{Lv} \xi_v \quad (36)$$

mit

$$\begin{aligned} \Phi_{Lv} &= \frac{2}{\pi} \tau_{pv} b B_{Lv} \\ \tau_{pv} &= \frac{1}{v} \tau_p \end{aligned}$$

wobei ξ_v der Wicklungsfaktor der Statorwicklung für die v -te Harmonische ist.

2.4 Zeigerdiagramme

Prinzipiell ist es auch für die Synchronlinearmaschine möglich, ein Zeigerdiagramm, ähnlich jenem der Schenkelpolmaschine zu entwerfen. Für die in Fig. 10 dargestellten Diagramme wurde das Erzeugerzählpfeilsystem ($u = \Sigma e$) zugrunde gelegt.

Unter Voraussetzung einer geradlinigen Ersatzcharakteristik können die entsprechenden Spannungskomponenten zusammengesetzt werden, wobei gilt, dass die betreffende EMK E_i den zugehörigen Magnetisierungs-Amperewindungen (Θ_i) um 90° nacheilt. In Längsrichtung werden die Durchflutungen Θ_{1d} und Θ_{L1} zur resultierenden Magnetisierungsdurchflutung Θ_{md} zusammengesetzt. Die Querdurchflutung Θ_{1q} und die dadurch hervorgerufenen Spannungskomponenten werden getrennt betrachtet.

In Fig. 10a ist das Zeigerdiagramm für die Synchronlinearmaschine als übererregter Generator (z. B. Nutzbremsebetrieb), in Fig. 10b als übererregter Motor dargestellt. In beiden Diagrammen bedeuten:

- $E_d = -j I_1 X_{hd} \sin \psi$ EMK in der Statorwicklung, zufolge der Ständerlängsdurchflutung (Θ_{1d})
- $E_q = -j I_1 X_{hq} \cos \psi$ EMK in der Statorwicklung zufolge der Ständerquerdurchflutung (Θ_{1q})

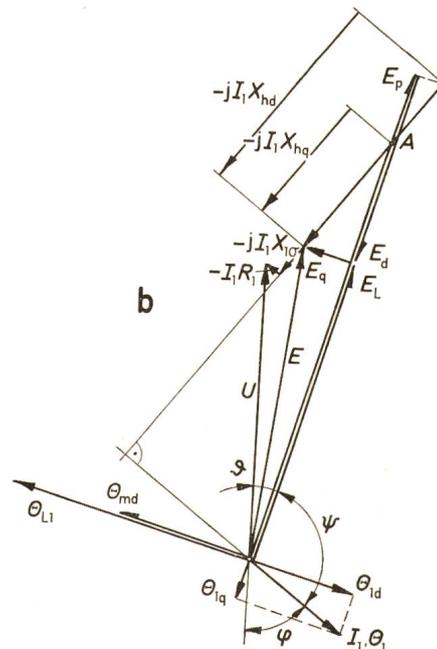
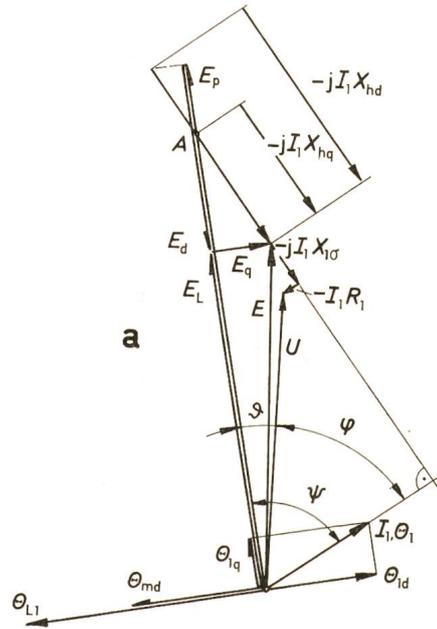


Fig. 10
Zeigerdiagramme für die Synchronlinearmaschine
 a Generatorbetrieb übererregt
 b Motorbetrieb übererregt
 Bezeichnungen siehe im Text

E_p

Fiktive EMK zufolge der Grundwelle Θ_{LI} der Homopolardurchflutung unter Zugrundelegung einer geradlinigen Ersatzcharakteristik

$$\left[\Theta_{LI} = \frac{2}{\pi} \Theta_0 \left(1 - \frac{1}{k} \right) \sin \alpha \right]$$

$-j I_1 X_{hd}; -j I_1 X_{hq}$

Fiktive EMK, die in der Statorwicklung von der gesamten Ständerdurchflutung induziert würden, und zwar bei Längsstellung und Querstellung des Sekundärteiles.

Der Punkt A in den Diagrammen verschiebt sich je nach dem Verhältnis X_{hd}/X_{hq} und ist abhängig von α . Die Streureaktanz $X_{1\sigma}$ setzt sich aus der Nut-, Zahnkopf- und der Stirnstreuung zusammen und kann ähnlich der Streureaktanz von Synchronmaschinen berechnet werden. R_1 stellt den Wechselstromwiderstand der Statorwicklung dar. ϑ entspricht dem Polradwinkel (Verschiebung des Sekundärteiles gegenüber der Leerlaufstellung), φ ist der Phasenverschiebungswinkel zwischen Statorspannung und Statorstrom.

Vielfach werden die Diagramme für bezogene Grössen dargestellt, wobei als Bezugsgrössen die Nennspannung und der Nennstrom dienen.

Wie sich zeigte, weist die Synchronlinearmaschine viele Ähnlichkeiten mit der Synchronmaschine auf (Kraftverläufe, Geschwindigkeitsänderungen usw.). Dies gilt auch für das Bremsen, wobei hier in erster Linie die Widerstandsbremung und dann die Nutzbremung von Bedeutung sind.

Abschliessend darf also gesagt werden, dass die Synchronlinearmaschine eine echte Alternative zur asynchronen Linearmaschine darstellt, wobei erstere günstigere Betriebseigenschaften (besserer $\cos \varphi$), aber auch Probleme (Anfahren, magnetischer Zug in Querrichtung bei aussermittigem Sekundärteil) aufweist. Ein kleiner Nachteil ist die Notwendigkeit einer eigenen Gleichstromerregwicklung, wobei man hier zwecks Verringerung der Verluste an supraleitende Erregerspulen denken könnte. Es bleibt abzuwarten, welchem Maschinentyp der Vorzug der Verwendung als Antriebsmittel für Höchstgeschwindigkeitsfahrzeuge zukommen wird.

Literatur

- [1] H. Kanter: Bedeutung von Linearmotoren für den Schnellbahnantrieb. *Elektrie* 24(1970)10, S. 347...351.
- [2] E. R. Laithwaite and F. T. Barwell: Application of linear induction motors to high-speed transport systems. *Proc. IEE* 116(1969)5, p. 713...724.
- [3] Internationaler Congress Elektrische Bahnen 1971. Technik heute und morgen. München 11. bis 15. Oktober 1971. Vortragssammelband. Berlin, VDE-Verlag, 1971.
- [4] W. Leitgeb: Linearmotoren für Fahrzeugantriebe. *Siemens Z.* 45(1971) Beiheft Bahntechnik, S. 177...180.

Adresse des Autors:

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

ETIENNE-JEAN-JOSEPH LENOIR

1822–1900



Bibliothek ETHZ

Lenoir fällt das Verdienst zu, den Gasmotor mit elektrischer Zündung – er nannte ihn «Luftausdehnungsmotor» – zu einer brauchbaren Maschine entwickelt zu haben. Sein Patent datiert vom 24. Januar 1860. Da kein Kessel benötigt wurde, die Motoren sofort betriebsbereit waren und geräuscharm liefen, erfreuten sie sich trotz hohem Gasverbrauch grosser Beliebtheit und standen viele Jahre im Betrieb. 1864 liefen in Paris etwa 130 kleine Maschinen in Gewerbebetrieben. 1862 baute Lenoir das erste mit einem Explosionsmotor ausgerüstete Strassenfahrzeug, mit dem er von Paris aus einen etwa 15 km entfernten Vorort in drei Stunden erreichte.

Während des Krieges von 1870/71 stellte er seine Motoren zum Antrieb von Lichtmaschinen der Armee zur Verfügung. Als Dank dafür erhielt er, als Belgisch-Luxemburger, die französische Nationalität zuerkannt.

Lenoir wurde am 12. Januar 1822 in Mucy-la-Ville geboren. Mit 16 Jahren kam er mittellos nach Paris, diente zuerst als Kellner und machte dann eine Lehre bei einem Emailleur. 1847 gelang ihm die Herstellung des weissen Emails. Einige Jahre später vervollkommnete er das Verfahren für galvanoplastische Reproduktionen. Dann folgten Erfindungen auf den verschiedensten Gebieten: 1855 entwickelte er eine elektrische Bremse für die Eisenbahn und 1856 ein neues Signalsystem. Im gleichen Jahr reihten sich seinen Erfindungen ein Elektromotor, ein Regler und ein Wasserzähler an. Seine grösste Leistung aber war der erwähnte Gasmotor. 1865 erfand er einen selbstschreibenden Telegraphen. Für die 1880 erfundene Gerbung von Leder mit Ozon erhielt er einen Preis. Kurz vor seinem

Tode verlieh ihm auch der Automobilklub von Frankreich eine Goldmedaille.

Lenoir hatte sich im Alter nach La Varenne-Saint Hilaire zurückgezogen, wo er am 4. August 1900 starb.

H. Wüger