

UNTERSUCHUNG VON NUTENLOSEN PM-ERREGTEN SYNCHRON-LINEARMOTOREN MIT EINZELSPULEN

W.-R. Canders, H. Mosebach, Z. Shi

(Kurzfassung des Beitrages zur ICEM 2004, Sept. 2004, Krakau, Polen)

1 EINLEITUNG

Permanentmagneterregte Linearmotoren werden im Regelfall mit einer Wicklung versehen, die - wie bei rotierenden Maschinen üblich - in Nuten eines geblechten Statorkörpers eingelegt ist. In einzelnen Fällen kann es jedoch attraktiv sein, eine Wicklung zu realisieren, die vollständig im Luftspalt liegt. Wegen des dann wirksamen großen magnetischen Spalts ist zwar mit einer reduzierten Kraftdichte zu rechnen, andererseits werden eine kleine Statorinduktivität, extrem geringe Kraftschwankungen und relativ kleine Normalkräfte zwischen Stator und Translator erreicht, wobei letztere bei einer doppelseitigen Anordnung sogar vollständig verschwinden. In Kombination mit dem bei polyphasigen Maschinen üblichen Konzept der konzentrierten Einzelspulen erhält man sehr kleine Wickelköpfe und insgesamt einen kompakten Aufbau.

Bild 1 zeigt einen einseitigen Motor der beschriebenen Bauart. Die Einzelspulen liegen nebeneinander und sind damit gut gegeneinander zu isolieren.

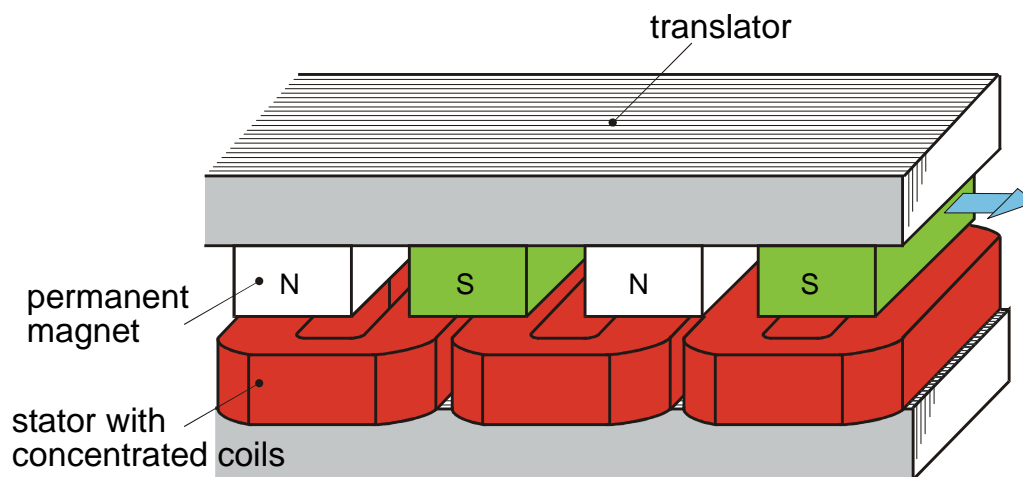


Bild 1: Einseitiger nutenloser Linearmotor

03175/Mo.

Ein vollständiger Motor kann als Folge von "Elementarmaschinen" aufgefasst werden, von denen jede für sich eine funktionsfähige Einheit mit allgemein N Permanentmagneten und M Spulen bildet. In **Bild 1** ist beispielhaft $N=4$ und $M=3$. Neben dieser Kombination $N/M=4/3$ sind die Möglichkeiten $N/M = 2/3$, $10/6$ und $14/6$ (und weitere) als dreisträngige Lösungen, die Kombination $N/M=2/1$ als einsträngige Anordnung technisch interessant.

2 BERECHNUNGSMETHODEN

Durch den großen magnetischen Spalt, der sowohl den eigentlichen Luftspalt als auch die Wicklungshöhe umfasst, handelt es sich bei genauer Betrachtung um ein 3D-Problem. Ist die Maschine jedoch nicht gerade extrem schmal, kann aber auch eine 2D-Behandlung die wesentlichen Abhängigkeiten erfassen. Es kommen sowohl numerische FE-Verfahren als auch ein analytischer Ansatz in Frage. Die Voraussetzungen für eine analytische Behandlung sind insofern sehr günstig, als die begrenzenden Eisenflächen - anders als bei genuteten "normalen" Maschinen - echte Koordinatenflächen sind und die Nichtlinearitäten wegen des niedrigen Flussdichteniveaus zudem kaum eine Rolle spielen. Im vollständigen Aufsatz wird daher eine auf dem Vektorpotential und einem Wellenansatz basierende 2D-Methode behandelt. Die Methode konnte durch FE-Rechnungen validiert werden. Als Beispiel zeigt **Bild 2** die Änderung der kraftbildenden B -Komponente über Wicklung, Luftspalt und Magnet.

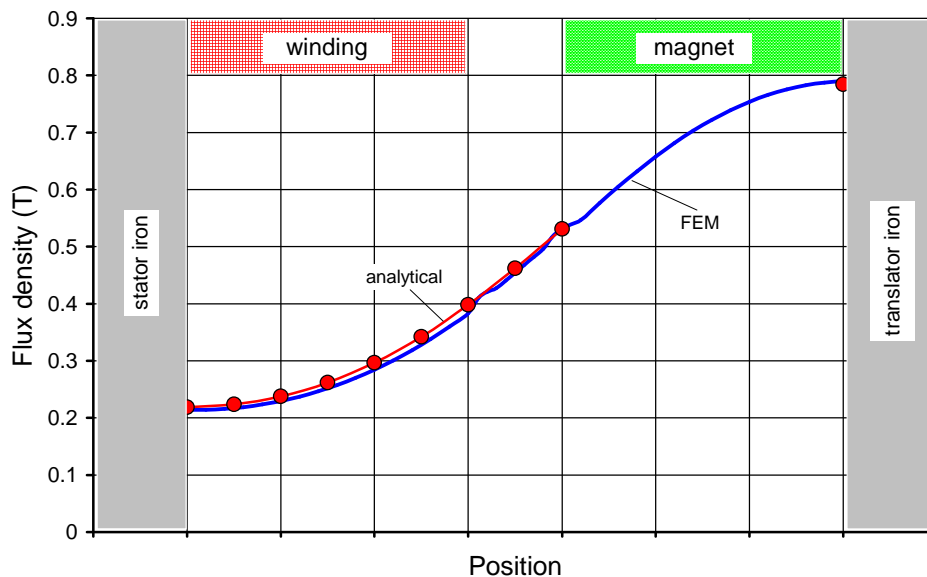


Bild 2: Vergleich FEM versus analytische Methode

3 BESTIMMUNG DER NUTZBAREN FLUSSDICHTE

Für die Merkmale der elektromechanischen Energieumwandlung ist die nutzbare Flussdichte, d. h. der räumliche Mittelwert der Normalkomponente von B über die Leiterbündel der Spulenseiten, maßgeblich. Diese nutzbare Flussdichte bestimmt sowohl die in den einzelnen Spulen bei Bewegung induzierte Spannung als auch die entsprechenden Kraftwirkungen. Setzt man fein unterteilte und gleichmäßig verteilte Leiter voraus, wird der Mittelwert durch eine zweifache Integration über die Wicklungshöhe h_w und die Breite s einer Spulenseite erhalten. Es ist zweckmäßig, sich auf die Grundwelle zu beschränken und weiterhin die nutzbare Flussdichte auf die Remanenzflussdichte B_{rem} zu beziehen und dabei einen Flussdichtefaktor k_{B1} und einen Wicklungsfaktor k_{w1} einzuführen,

$$\hat{B}_{1,av} = k_{B1} \cdot k_{w1} \cdot B_{rem} \quad . \quad (1)$$

Mit dem Polbedeckungsverhältnis α , der Magnethöhe h_m , der Polteilung τ_p , der relativen Permeabilität μ_m , dem magnetischen Gesamtpalt $\delta_{mag} = \delta + h_w$, und der Spulenweite w lauten diese Faktoren:

$$k_{B1} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{\sin \alpha\pi/2 \cdot \tanh ah_m}{\mu_m \sinh a\delta_{mag} + \cosh a\delta_{mag} \cdot \tanh ah_m} \cdot \frac{\sinh ah_w}{ah_w}, \quad (2)$$

$$k_{w1} = \sin\left(\frac{w}{\tau_p} \frac{\pi}{2}\right) \cdot \frac{\sin\left(\frac{s}{\tau_p} \frac{\pi}{2}\right)}{\frac{s}{\tau_p} \frac{\pi}{2}} \quad (3)$$

Der Flussdichtefaktor k_{B1} nach (2) spiegelt den starken Einfluss der Spaltvergrößerung durch den eisenlosen Wicklungsaufbau wider. Der Faktor ist in **Bild 3** für $\delta = 0$ berechnet und auf den Höchstwert für verschwindenden magnetischen Gesamtpalt $\delta_{mag} = 0$ bezogen.

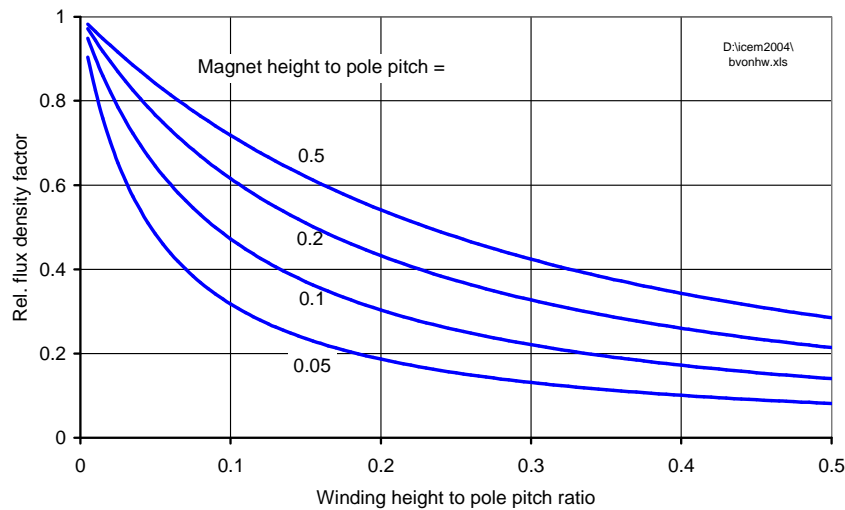


Bild 3: Flussdichtefaktor als Funktion der Wicklungshöhe

Die Kurven lassen sich so interpretieren, dass relativ große Magnethöhen und moderate Wicklungshöhen zweckmäßig sein dürften, um ein halbwegs ausreichendes Flussdichteniveau zu erzielen.

Bei der Berechnung des Wicklungsfaktors k_{w1} nach (3) sind geometrische Restriktionen zu beachten, die sich bei variabler Breite s der Spulenseiten einstellen. So wird man wegen des 1. Terms in (3) versuchen, die Spulenweite w möglichst gleich der Polteilung τ_p zu halten und weiterhin schmale Spulenseiten vorzusehen (2. Term), diese ist jedoch nach 2 Seiten begrenzt: Nach unten durch die Stromdichte, nach oben durch das Aneinanderstoßen der benachbarten Spulenaußenflächen. **Bild 4** zeigt den Verlauf des Wicklungsfaktors k_{w1} für die wichtigsten Varianten als Funktion der Spulenseitenbreite. Die eisenlose 2/3-Lösung ist insofern ungünstig, als sie die Forderung $w = \tau_p$ für keine Spulenseitenbreite erfüllen kann. Die Bedingungen sind hier durchaus verschieden von den genutzten Maschinen mit eisenbehafteten Statorwicklungen mit ihren konzentrierten Spulen und wohl definierten Nutöffnungen.

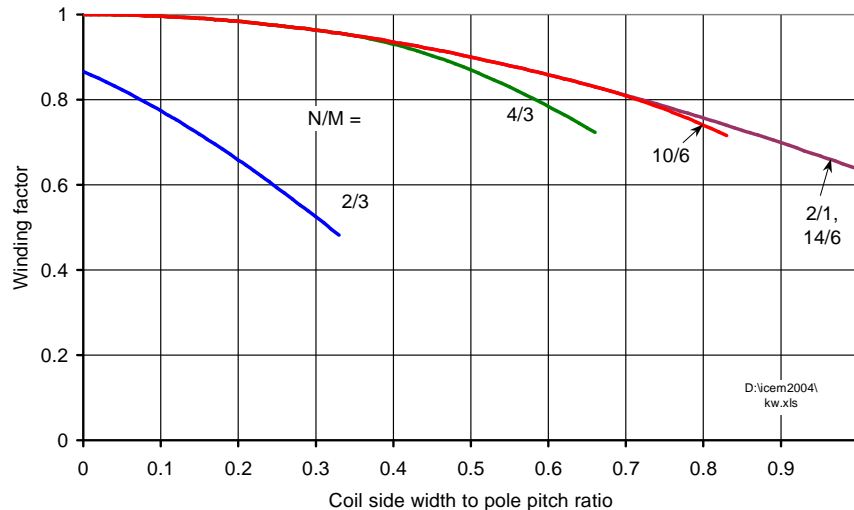


Bild 4: Wicklungsfaktor als Funktion der Spulenseitenbreite

In den jeweiligen Endpunkten der Kurven ist das Statoreisen vollständig von dicht an dicht liegenden Spulen bedeckt, so dass eine weitere Steigerung nicht mehr möglich ist.

4 KRAFTDICHTEN UND VERLUSTEIGENSCHAFTEN

Durch die Definition der nutzbaren Flussdichte nach Kap. 3 ist es möglich, den mittleren Motorschub $T_{x,av}$ sehr einfach als Lorentzkraft $I \cdot B \cdot l$ darzustellen. Mit der aktiven Breite l_{act} ist

$$T_{x,av} = M \cdot \hat{I}_{coil} \cdot \hat{B}_{1,av} \cdot l_{act} = M \cdot \hat{I}_{coil} \cdot k_{B1} \cdot k_{w1} \cdot B_{rem} \cdot l_{act} \quad (4)$$

Im Sinne einer größeren Allgemeinheit ist es angebracht, auf die Kraftdichte (Einheit N/m²) umzurechnen:

$$\tau_{x,av} = \frac{T_{x,av}}{N \tau_p \cdot l_{act}} = \frac{M}{N} \cdot \frac{\hat{I}_{coil}}{\tau_p} \cdot k_{B1} \cdot k_{w1} \cdot B_{rem} \quad (5)$$

Neben der Zahl von Magneten und Spulen erkennt man geometrie- und materialabhängige Größen, und einen aus Spulenstrom und Polteilung gebildeten Strombelag. Damit ist der Anschluss an die übliche Kraft- und Drehmomentberechnung bei Maschinen hergestellt.

Durch die Verkopplung der Spulenabmessungen mit der nutzbaren Flussdichte ((1) bis (3)) und der Stromdichte werden besondere Verlusteigenschaften wirksam, wie sie von den genutzten klassischen Maschinen nicht in gleicher Weise bekannt sind. Setzt man den Schub, die Polteilung, den Luftspalt, den Kupferfüllfaktor und die Materialeigenschaften inklusive Abmessungen als bekannt voraus, so kann gefragt werden, welche N/M-Kombination bei welcher Spulengeometrie zu minimalen Verlusten führt. Für das Verhältnis von Verlustleistung zu Schub erhält man nach einigen Umformungen die Proportionalität

$$\frac{P_{I^2R}}{T_{x,av}} \propto \frac{\frac{N}{M}}{\frac{s}{\tau_p} \cdot \frac{h_w}{\tau_p} \cdot k_{B1}^2 \cdot k_{w1}^2} \cdot \tau_{x,av} \quad (6)$$

Die Verluste in den Endverbindungen sind dabei nicht berücksichtigt. Beispielhaft soll hier die Abhängigkeit der Verluste von der Spulenseitenbreite für die wichtigsten Varianten dargestellt werden (**Bild 5**).

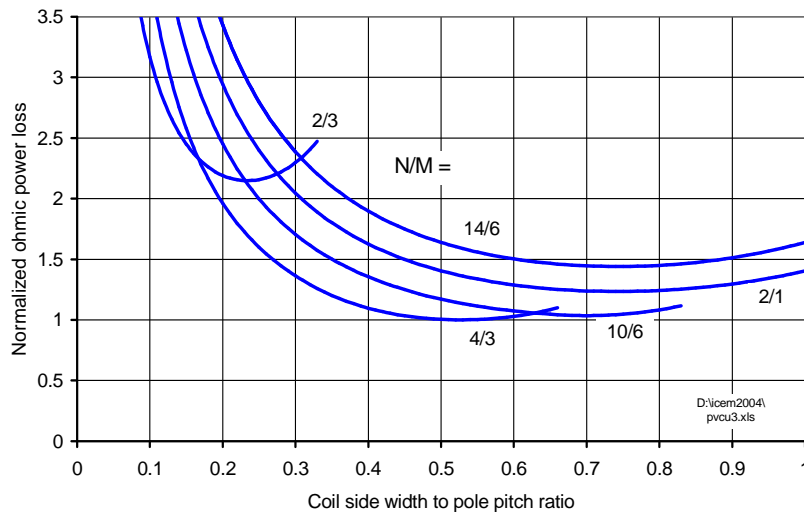


Bild 5: Rel. Wicklungsverluste als Funktion der Spulenseitenbreite

Bild 5 zeigt die Verluste in normierter Darstellung. Bezugsgröße ist das unter den getroffenen Annahmen aus allen Varianten berechnete absolute Minimum. Es existiert offenbar für jede einzelne Variante eine eigene optimale Spulenseitenbreite. Wie gezeigt werden kann, ist die *Lage* dieses Minimums unabhängig von der Wicklungshöhe, während die *absolute Höhe* der Verluste natürlich von dieser und weiteren Größen abhängt. Die Existenz eines Minimums kann auf einen dort vorliegenden ausgeglichenen Zustand bezüglich Stromdichte und Wicklungsfaktor zurückgeführt werden: Links vom Minimum steigt die Stromdichte stark an, rechts davon wird der Wicklungsfaktor nach (3) zunehmend ungünstiger, so dass für den gleichen Schub ein größerer Strom aufgebracht werden muss und die Verluste ansteigen.

Zu einem Gesamtoptimum gelangt man, wenn auf der Basis der jeweils besten Spulenseitenbreite die Wicklungshöhe variiert wird. Auch hierbei wird ein - wenn auch flaches - Minimum erhalten. Es liegt hier für alle Varianten an der gleichen Stelle. Das Minimum wird bei kleinen Wicklungshöhen wiederum durch die ansteigende Stromdichte erklärt, während die Verlustzunahme bei großen h_w -Werten durch die nach **Bild 3** abnehmende nutzbare Flussdichte bestimmt wird.

Für einen konkreten Motorentwurf sind natürlich weitere Kriterien zu beachten, die zu einer gewollten Abweichung vom Optimum führen können. Hierzu gehören z. B. Anforderungen an eine nicht zu überschreitende Masse und die Rücksicht auf jeweils vorliegende Kühlbedingungen. Weiterhin wäre zu prüfen, inwieweit bestimmte - an sich optimale - Spulenabmessungen durch eine kommerziell verfügbare und zu der beabsichtigten Versorgungsspannung passende Drahtsorte dargestellt werden können. Das hier vorgestellte rechnerische Instrumentarium ist einfach genug, die Auswirkungen der Änderungen abzuschätzen.

5 SEMI-NUTENLOSE KONFIGURATION

Die in der Einleitung zitierten Vorteile einer vollständig nutenlosen Maschine werden - wie entsprechende Beispielentwürfe schnell zeigen - mit einer relativ niedrigen Kraftdichte bzw. ziemlich hohen Verlusten erkauft. Durch das Konzept einer *semi*-nutenlosen Anordnung mit mehr oder weniger kurzen Zähnen zwischen den Spulenseiten kann jedoch versucht werden, die Kraft- und Verlustbilanz aufzubessern und dabei dennoch die erkannten Vorteile weitgehend beizubehalten. Die Höhe der Zähne kann dabei als Entwurfsparameter dienen, so dass ein stetiger Übergang zwischen "nutenlos" und "klassisch eisenbehaftet" möglich ist.

Bild 6 zeigt als Beispiel eine semi-nutenlose Konfiguration in der Kombination $N/M = 2/3$ mit Zähnen, die sich über $2/3$ der Wicklungshöhe erstrecken.

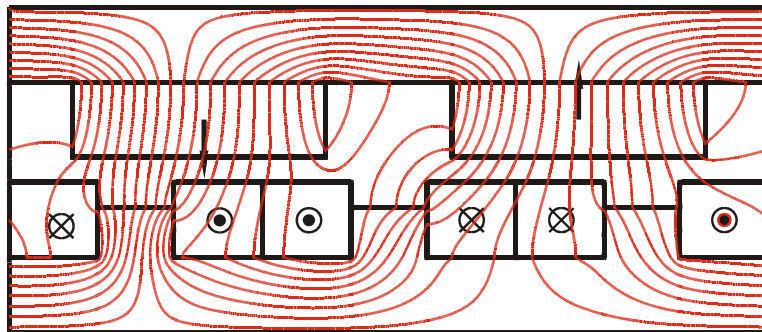


Bild 6: Beispiel einer semi-nutenlosen $N/M=2/3$ -Maschine

Die Existenz der Zähne erleichtert sowohl die Montage der Einzelspulen als auch die Abstützung der Antriebskräfte.

Die semi-nutenlose Struktur ist einer analytischen Behandlung nur sehr eingeschränkt zugänglich. Der Versuch, das Statoreisen mit Hilfe des Carterschen Faktors magnetisch zu "glätten", misslingt wegen der flachen und breiten Nuten. Für die Berechnung sind daher nur FE-Rechnungen geeignet.

Bei der in **Bild 6** gezeigten Geometrie kann die Kraftdichte bei gleichen Spulenströmen bereits um 50 % gesteigert werden. Für gleiche Kraft gehen die Verluste damit um 56 % zurück. Eine Auswirkung auf eventuell zunehmende Kraftpulsationen konnte dabei noch nicht beobachtet werden.