

## LINEARMOTOR MIT PERMANENTMAGNETERREGUNG, EINFACHER WICKLUNG UND VERSETZTEN STATOREN

H. Mosebach

Linearmotoren für hohe Kraftdichte werden vorzugsweise als Synchronmaschinen mit Permanentmagneterregung konzipiert. Die Permanentmagneterregung erlaubt im Gegensatz zur Asynchronmaschine auch bei kleinen Geschwindigkeiten noch passable Wirkungsgrade und Leistungsfaktoren. Durch doppelseitige Ausführung wird eine weitgehende Normalkraftfreiheit erreicht. Als Wicklungstyp findet man gewöhnlich eine dreisträngige Drehstromwicklung vor, die von sinusförmigen Strömen gespeist wird. Die Wicklung wird häufig aus aufwendigen und einzeln gefertigten Formspulen aufgebaut, um geordnete geometrische Verhältnisse im Wickelkopf zu erhalten und den seitlichen Überstand über das Blechpaket auf erträgliche Werte zu begrenzen.

Die maximal erzielbare Kraftdichte wird – auch wenn sie nur kurzzeitig erforderlich ist – durch den Magnetaufwand, den installierbaren Strombelag und die hieraus folgende Ankerrückwirkung (Entmagnetisierungsgefahr) begrenzt. Die Wahl einer geeigneten Polteilung ist dabei insofern delikater, als Strombelag und Ankerrückwirkung tendenziell gegenläufig von  $\tau$  abhängen.

Insgesamt besteht der Wunsch nach einer Konfiguration, die bei verminderter Ankerrückwirkung eine vereinfachte und relativ preiswert baubare Wicklung mit nur wenig ausladendem Wickelkopf erlaubt.

Eine solche Anordnung ist in **Abb. 1** skizziert. Neben dem die Permanentmagnete tragenden Translator besteht die Maschine aus zwei Teilstatoren. Sie sind in Bewegungsrichtung um eine halbe Polteilung versetzt. Die Wicklung besteht aus einfachen Spulen ("race track coils"), die jeweils nur einen Statorzahn umschließen und damit einen sehr kleinen Wickelkopf zur Folge haben. Die Art der Spulen würde bei ausreichend großer Nutöffnung gegebenenfalls ein direktes maschinelles Einlegen erlauben. Die Platzverhältnisse sind hier derart, daß auch kleine Polteilungen realisiert werden können, ohne auf einen großen Strombelag zu verzichten. Es bestehen daher



strombeläge  $A(t) = I(t) / b_{ss}$  dar, so ergibt sich der Schubbeitrag entsprechend  $A \cdot B$  durch Integration über die Nutöffnung. Für den oberen Stator 1 erhält man:

$$F_1(t) = 2p \frac{I_1(t)}{b_{ss}} \hat{B}_0 I_{Fe} \int_{-b_{ss}/2}^{b_{ss}/2} \cos(\omega t - kx) dx \quad (3)$$

Setzt man sinusförmigen Strom voraus und führt weiter die bezogene Nutöffnung

$$\gamma = \frac{\pi}{2} \frac{b_{ss}}{\tau} \quad (4)$$

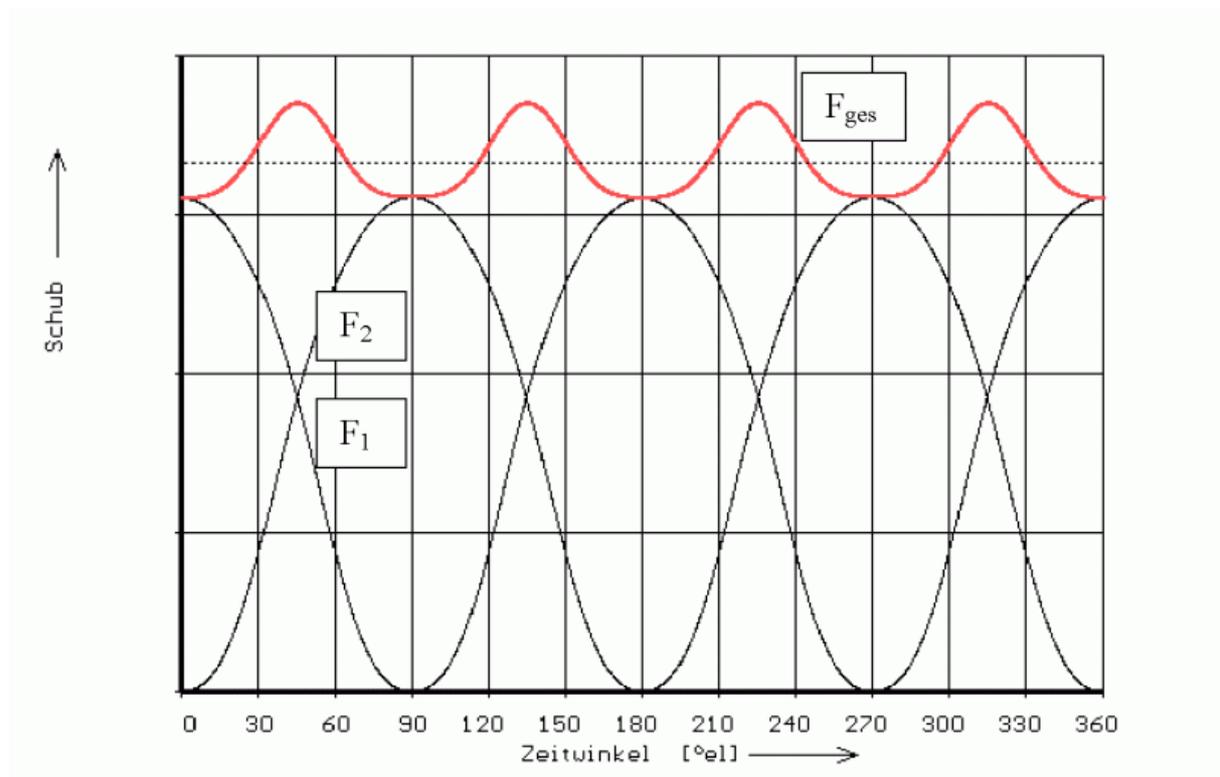
ein, so liefert die Integration einen mit  $\cos^2 \omega t$  veränderlichen Schubanteil:

$$F_1(t) = 2p \hat{I}_1 \hat{B}_0 I_{Fe} \frac{\sin \gamma}{\gamma} \cos^2 \omega t \quad (5)$$

Der maximale Kraftbeitrag einer Nut ist unschwer auszumachen, so daß das Ergebnis plausibel ist. Der Faktor  $\sin \gamma / \gamma$  ist bei schmalen Nutöffnungen praktisch gleich 1. Der Beitrag des 2. Teilstators weist wegen der räumlichen und zeitlichen Verschiebung um  $\tau / 2$  die gleiche Amplitude, jedoch eine  $\sin^2 \omega t$  – Abhängigkeit auf. In der Summe ergibt sich wegen  $\sin^2 x + \cos^2 x = 1$  ein zeitlich konstanter Schub.

Die Berechnung mit anderen Stromformen gelingt leicht dadurch, daß eine der Sinus- bzw. Cosinusfunktionen durch die aktuelle zeitliche Abhängigkeit ersetzt wird.

Für eine genauere Betrachtung ist es erforderlich, auch die Feldoberwellen in die Rechnung einzubeziehen. Die Amplituden  $B_{0v}$  sind in [1] formelmäßig angegeben. Die Gesamtkraft erweist sich dann allgemein als zeitlich nicht mehr konstant (Beispiel **Abb. 2**). Neben Luftspalt und Magnethöhe besteht offenbar eine starke Abhängigkeit vom Polbedeckungsverhältnis  $\alpha$ . Eine Optimierung in Richtung auf minimale Kraftschwankungen ist damit möglich.



**Abb. 2:** Zeitlicher Verlauf des Schubes bei Sinusströmen ( $\alpha = 0,70$ )

- [1] H. Mosebach, W.-R. Canders: "Average thrust of permanent magnet excited linear synchronous motors for different stator current waveforms", Proc. ICEM 1998, September 1998, Istanbul, Vol. 2, S. 851 – 856