

Analysis of the Structure and Cogging Force Characteristic of a Novel Transverse Flux Permanent Magnet Linear Machine

Qian Wang, Jibin Zou, Mei Zhao

Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, Heilongjiang, China

Abstract: The linear motor is finding applications very rapidly in linear servo systems for its favorable features of simple structure, quick speed response, production of thrust force with no additional converters etc, but the low force density has limited its applications. Regarding high torque/force density machines, the transverse flux permanent magnet machine is an ideal alternative. However, the existing transverse flux structures are very complicated and, furthermore, the cogging torque/force leads to mechanical vibration and noise inevitably. In this paper, based on the operating principle analysis of the Weh's prototype, a novel concept of Transverse Flux Machine is proposed by derivation of it to achieve the linear motion, which is relatively simple to manufacture. Further, the characteristic of the cogging force is both theoretically analyzed and numerically computed using three-dimensional finite element method. It is shown that the proposed Transverse Flux Permanent Magnet Linear Machine (TFPMLM) has integrated the advantage of high force density with that of simple manufacturing process. In addition, the three-phase configuration is valid for the reduction of cogging force and consequently, thrust force ripple, which is vital for high performance linear servo applications of low speed, high force and direct drive in industrial and martial areas.

Keywords: permanent magnet linear motor, transverse flux, cogging force, end effect

1 引言

直線驅動與運動系統在國民經濟、國防等領域有著廣泛的應用。隨著科學技術的發展，人們對直線伺服系統提出了越來越高的要求，包括較大的力密度、靈活的控制特性、簡單的結構等。實現直線運動的電驅動方案有兩種。一種方案是傳統的旋轉電機配合絲杠將旋轉運動轉換成直線運動，其優點是實現方便、價格低廉，但存在結構複雜、絲杠機構損失效率、控制精度差等不足。另一種實現直線運動的方案是採用直線電機。近年來直線電機發展較快，在很多領域替代傳統的旋轉電機加絲杠的結構，其特點是不需機械轉換裝置即可實現直線運動。在目前的各種直線電機中，應用較多的主要是直線直流電機、直線感應電機和直線同步電機。各種直線電機均有其特點，但是它們共性的不足是輸出力密度低，這個缺點嚴重限制了直線電機在伺服系統的應用。在很多領域，如某些導彈舵機伺服系統，由於需要較大的推力，直線電機不能滿足需要，因而採用液壓伺服系統，或者採用旋轉電機與絲杠的配合。

提高直線電機的力密度是一項重要的研究課題。對於傳統磁路結構的直線電機，可以通過優化設計、

選用高性能的磁性材料來提高出力，但其效果是有限的。若要大幅度提高出力，必須從結構和原理上提出新的思想。在高功率密度電機方面，近年來橫向磁場電機發展較快，這種電機在磁路結構上較傳統電機不同，可以在一定範圍內提高磁能變化率，進而提高出力^[1-3]。本文針對目前橫向磁場電機結構和加工工藝較為複雜的不足，在深入分析橫向磁場電機工作機理的基礎上，提出了一種結構相對簡單的新型橫向磁場永磁直線電機拓撲（Transverse Flux Permanent Magnet Linear Machine, TFPMLM），並對其高力密度機理進行了探討。

然而，目前TFPMLM的進一步應用發展仍然面臨許多挑戰，其中由於定位力引起的推力脈動問題使TFPMLM的運行特性惡化，嚴重影響了TFPMLM在直線伺服系統中的廣泛應用。因此，抑制定位力成為提高TFPMLM驅動性能的關鍵。通常主要採取兩種措施來減小定位力：一種是進行電機本體的優化設計^[4-7]；另一種是從電機控制入手，通過調整定子繞組的電壓或電流波形對定位力進行補償^[8,9]。本文從電機本體設計角度出發，根據虛位移法對單相及三相TFPMLM的定位力特性進行了理論分析，應用三維有限元法對其進行了數值計算和分析，並在此基礎上對邊端效應的影響進行了探討。結果表明，經三相合成後，可以使部分定位力相互抵消，從而大大減小了定位力，有

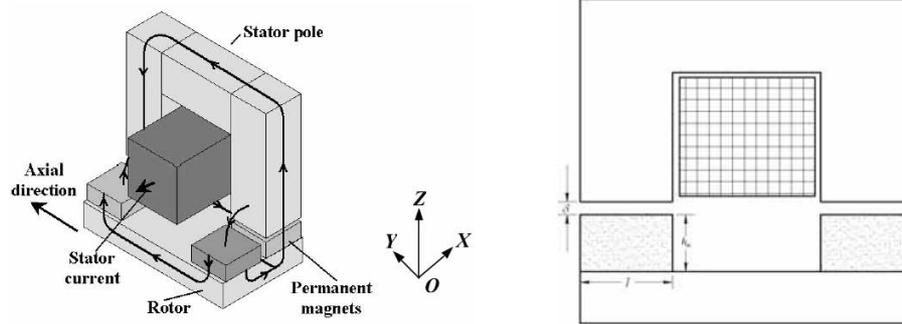


圖 1. Weh 原型機結構示意圖
Figure 1. Schematic structure of Weh's prototype

效抑制了推力脈動，為TFPMLM的進一步廣泛應用提供了可能和條件。

2 橫向磁場電機的結構及工作原理

與傳統電機不同，橫向磁場電機內的電磁場是一個典型的三維場。橫向磁場永磁電機的三維磁路結構特點，使得電機設計的自由度相對增多，大大提高了橫向磁場永磁電機的設計多樣性和靈活性，為電機設計者提供了更大的設計和想像空間^[10]。橫向磁場電機從提出並發展到現在，在結構上有多種實現形式，如平板式、聚磁式、磁阻式等^[11]。本文以圖 1 所示的單邊平板式結構（Weh 原型機）為例來闡述橫向磁場電機的工作原理。

該電機的定子由均勻分佈的 U 形元件構成，各個 U 形元件之間互差 360° 電角度。轉子中的永磁體和轉子鐵芯均勻分佈於轉子上，相鄰的永磁體極性相反。繞組嵌在定子和轉子之間的槽中。圖中示出了磁力線的流通路徑。可以看出，磁回路的方向是與 YOZ 平面平行的，繞組中的電流方向為 X 軸方向，而這個方向也即是電機的運動方向。之所以將這種電機稱為“橫向”磁場電機，就是因為它的運動方向與主磁路所在平面垂直^[12]。

當定子繞組通以一定大小的電流時，可以將定子的兩個齒部等效地看成是兩個極性相反的磁極，根據同性相斥、異性相吸的原理，這兩個齒部的磁場和轉子中的永磁體所產生的磁場會有相互作用，使得轉子沿 X 方向運動。每當轉子移過一個極的距離後，只要相應的改變繞組中的電流方向，轉子就可以連續地向同一個方向運動。因而橫向磁場永磁電機除了要有定

子和轉子組成的電動機本體外，還需要有由位置感測器、控制電路以及功率變換器共同構成的換相裝置，才能使之產生方向不變的運動。

與傳統磁路結構的電機不同，橫向磁場永磁電機內的磁力線沿 Z 方向流通，電流方向為 X 方向，而電機受力方向仍為 X 方向，顯然不符合 Lorentz 定律。然而，仍舊可以利用 Lorentz 定律對橫向磁場永磁電機電磁力的產生機理進行分析。

根據永磁體的面電流模型理論^[13]，可以將永磁磁鋼用面電流 i 來等效，其中 i 與磁鋼的矯頑力及其厚度的乘積成正比。將繞組電流作為電機的磁勢源，此時 B 為 Z 方向，面電流 i 為 Y 方向，則根據 Lorentz 定律，電機中將產生縱向的電磁力。下面進行定量的分析。

對於 Y 軸方向上的兩塊永磁體，其受到的電磁力為

$$F=2BIl \quad (1)$$

式中 B —— 由定子磁動勢 Nis 所產生的氣隙磁密；

N —— 定子繞組的匝數。

若忽略鐵心中的磁壓降，且認為磁鋼的相對磁導率為 1，則有

$$B = \frac{Ni_s}{2(\delta + h_m)} \mu_0 \quad (2)$$

I 為磁鋼的等效面電流， $I=Hch_m$ ；

l 為磁鋼 Y 軸方向的長度（如圖 1 所示）則

$$\begin{aligned}
 F &= 2Bl = 2 \frac{Ni_s}{2(\delta+h_m)} \mu_o \cdot HCh_m \cdot l \\
 &= \frac{H_c h_m}{(\delta+h_m)} \times \mu_o \times Ni_s \times l \\
 &= 2 \left(B_\delta \cdot \frac{1}{2} Ni_s \cdot l \right)
 \end{aligned} \tag{3}$$

式中 B_δ —— 由磁鋼所產生的氣隙磁密，

$$B_\delta = \frac{H_c h_m}{(\delta+h_m)} \mu_o \tag{4}$$

由式 (3) 知：可以將繞在 C 形鐵心軛部的一個環形繞組等效為繞在 C 形鐵心齒部的兩個環形繞組（如圖 2 所示），但需保證總的磁動勢保持不變。

另外，從式 (3) 也可以看出，出力與該模型單元垂直於運動方向（即 Y 軸方向）的長度成正比，而與運動方向（即 X 軸方向）的長度無關，因而可通過增大 U 形元件的個數來提高電機的出力。對於 X 軸方向長度一定的電機，增加元件個數意味著增大電機的極數，即減小電機的極距。或者更明確地說，在一定程度上可以通過增大電機的極數來提高電機的力密度。

3 新型結構的提出

為了能夠自啟動運行，橫向磁場電機至少應為兩相結構。相應的，電機各相定子（或轉子）在空間結構上應互差一個相位角。由於目前市場上通用的變頻器均是三相變頻器，其技術成熟、成本低廉，為了降低驅動成本，本文選用三相結構，各相互差 120° 電角度。

為了保證這個相位差，電機在設計時有兩種方案：轉子位置對齊，定子相位錯開 120° 電角度；或定子位置對齊，轉子相位錯開 120° 電角度。考慮到電機的實際製造難易程度，選擇三相定子位置對齊、三相轉子相位互差 120° 電角度的方案。相應的，採用 Weh 結構的三相橫向磁場電機的結構示意圖如圖 3 所示。可以看出，與傳統電機相比，該種結構的橫向磁場電機的定子元件數較多，對加工製造工藝的要求較高。

為了簡化橫向磁場電機的磁路結構和製造工藝，需對圖 4 所示的結構進行改進。將扁平形結構沿著與直線運動相垂直的方向捲繞成筒形，並將各相 U 形鐵心的軛連接起來形成傳統電機的鐵心疊片結構，就構成了圖 5 所示的圓筒型橫向磁場永磁直線電動機，只

是該結構在圓周方向上將原來的三個單元變為了六個單元。

根據圖 2，對橫向磁場電機的繞組進行等效後的電機結構示意圖如圖 4 所示。

可以看出，該電機具有和傳統永磁同步電機相似的結構，因而其製造工藝相對比較簡單。繞組為沿圓周三相分佈排列的集中繞組，定子鐵心沿軸向多段排列，各段鐵心的極性相同；但動子磁鋼排列方式與傳統永磁同步電機不同，在運動方向上磁鋼 N、S 極性交替排列，各相間互差 120° 電週期；並且磁鋼沿圓周方向的數目與定子齒數相同，使得電機動子在切向方向上存在很大的定位力矩，只產生沿軸向方向的運動，因而該電機在原理上屬於直線電機。由於定子採用圓筒形結構，從而不存在橫向邊緣漏磁通和附加阻抗；並且在動子上也不存在總徑向力，從而減小了直線軸承所承受的應力。

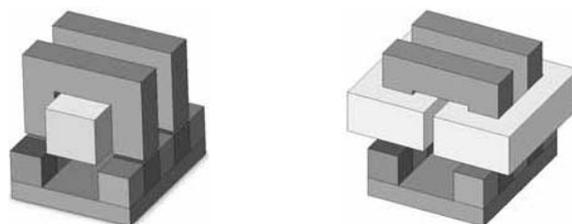


圖 2. Weh 原型機中環形繞組的等效示意圖
Figure 2. Equivalence of the circular winding in Weh's prototype

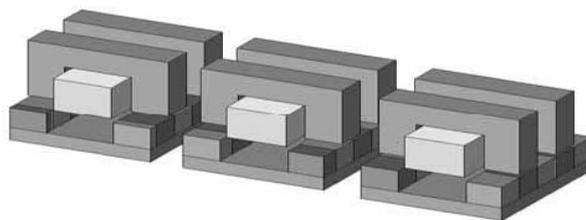


圖 3. 採用 Weh 結構的三相橫向磁場電機結構示意圖
Figure 3. Schematic structure of three-phase TFM adopting Weh structure

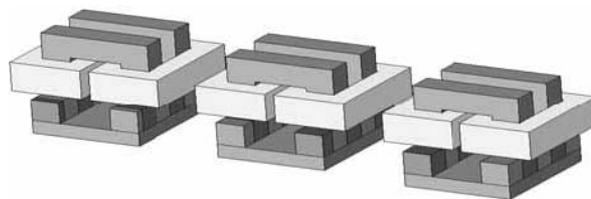


圖 4. 繞組等效後的三相橫向磁場電機結構示意圖
Figure 4. Winding equivalence of three-phase Weh's prototype

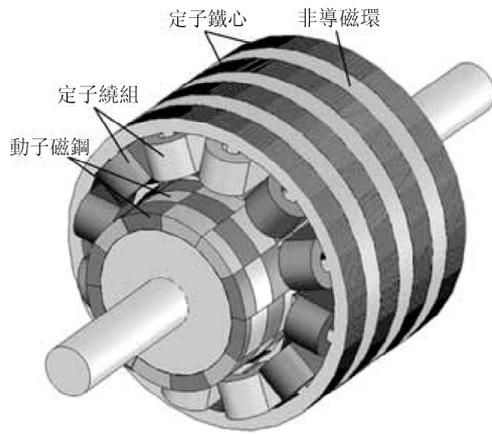


圖 5. 新型橫向磁場永磁直線電機結構示意圖
Figure 5. Schematic structure of the novel TFPMLM

4 定位力的分析與計算

由於新型橫向磁場永磁直線電機的極距較小，運行速度不高，因此低速運行時的推力平穩性是一項非常重要的性能指標。然而從電機組成來看，橫向磁場永磁直線電機是一種採用齒槽結構的永磁電機，因而電機中必然存在定位力，它將導致電機的電磁力發生波動，並影響電機在控制系統中的低速性能和在位置控制系統中的高精度定位，因而有必要對橫向磁場永磁直線電機的定位力特性加以研究。本文從電機本體設計出發，對 TFPMLM 的定位力進行分析和計算，為電機的推力脈動抑制奠定基礎。

4.1 理論分析

由於橫向磁場永磁電機各相之間互相解耦，因而在分析和設計橫向磁場永磁電機時可以先針對單相結構進行分析設計，然後再按一定的方式拓撲變換到多相結構，從而簡化了電機的電磁設計，方便了對電機的性能分析。

單相 TFPMLM 所受到的電磁力可根據機電能量轉換原理，由磁共能對位移的變化率求出。為方便分析，將永磁磁鋼看成是通電電流大小恒定為 I_m 的繞組，並做出以下基本假設：

- ①電機磁路鐵心部分的磁導率為無窮大；
- ②電機磁路不飽和。

基於上述假設知電機內的磁路為線性磁路，其磁共能可表示為

$$W'_m = \frac{1}{2} I^2 L_{ss}(x) + L_{st}(x) I \times I_m + \frac{1}{2} I_m^2 L_u(x) \quad (5)$$

式中 I ——定子繞組的電流大小；

x ——電機動子的位移，也可以看成是定子齒和動子磁極中心線之間的夾角；

L_{ss} ——定子繞組的自感。由於該電機為隱極電機，因此 L_{ss} 為一常數，與動子位置 x 無關；

L_{st} ——定子繞組和動子等效繞組之間的互感；

L_u ——動子等效繞組的自感。

因而單相通電時電機所受到的電磁力可表示為

$$\begin{aligned} F &= \frac{dW'_m}{dx} \\ &= \frac{1}{2} I^2 \frac{dL_{ss}}{dx} + I \times I_m \times \frac{dL_{st}}{dx} + \frac{d\left(\frac{1}{2} I_m^2 L_u\right)}{dx} \\ &= I \times I_m \times \frac{dL_{st}}{dx} + \frac{d\left(\frac{1}{2} I_m^2 L_u\right)}{dx} \end{aligned} \quad (6)$$

定位力是指定子繞組不通電時，動子永磁體與定子齒槽相互作用而產生的力。因而將式 (6) 中的 I 置為 0，即可得定位力為

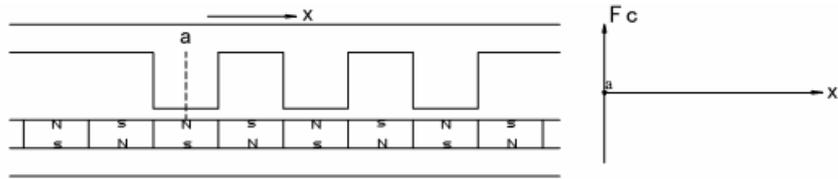
$$F_{cog} = \left. \frac{dW'_m}{dx} \right|_{I=0} = \frac{1}{2} I_m^2 \frac{dL_u}{dx} \quad (7)$$

從式 (6) 可以看出，定位力的大小與氣隙磁場的強弱和 L_u 的大小（假設 L_u 隨位置 x 按正弦規律變化）成正比。

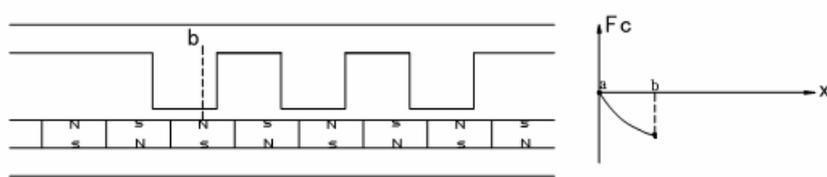
圖 6 所示為單相橫向磁場永磁直線電機一個典型的定位力週期^[14,15]，其中 X 方向為電機運動方向。

從圖 6 可以看出，由於新型橫向磁場永磁直線電機的結構的特殊性，使得其定位力週期與傳統電機不同，下面著重對其加以分析。

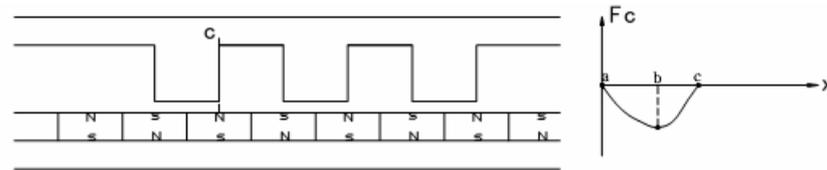
由文獻[16]知，傳統永磁旋轉電機的理想齒槽定位力矩的次數為電機極數 $2P$ 和槽數 Z 的最小公倍數。對於橫向磁場永磁直線電機，由於電機每個定子元件間相隔兩倍極距，若忽略電機的邊端效應，可認為它是一個半徑為無窮大、極數為 $2N$ 、槽數為 N 的旋轉電機，其中 N 趨於無窮大。根據傳統電機定位力矩的理論進行分析可知，單相橫向磁場永磁直線電機的定位力次數為 $2N$ ，也即定位力週期為 τ ，其中 τ 為電機的極距。



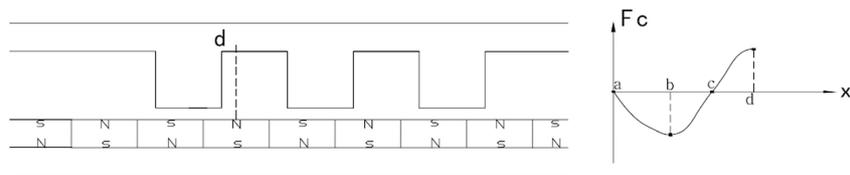
(a) 穩定平衡點
(a) A stable detent position



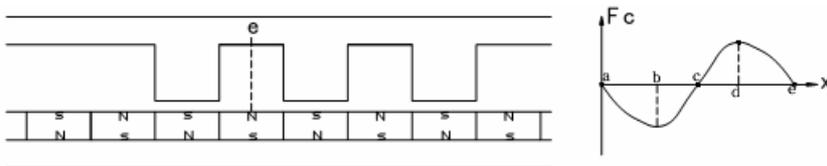
(b) 負峰值定位力點
(b) A cogging force negative peak position



(c) 不穩定平衡點
(c) An unstable detent position



(d) 正峰值定位力點
(d) a cogging force positive peak position



(e) 穩定平衡點
(e) A stable detent position

圖 6. 單相橫向磁場永磁直線電機的一個典型定位力週期
Figure 6. A typical cogging force cycle of a single phase TFPMLM

對於三相對稱的 TFPMLM，各相互差 120°電角度。對電機三相所產生的定位力分別進行 Fourier 分解：

$$\left. \begin{aligned} F_{cga} &= F_1 \sin\left(\frac{x}{\tau} \times 2\pi\right) + F_2 \sin 2\left(\frac{x}{\tau} \times 2\pi\right) + F_3 \sin 3\left(\frac{x}{\tau} \times 2\pi\right) + \dots \\ F_{cgb} &= F_1 \sin\left(\frac{x}{\tau} \times 2\pi - \frac{2}{3}\pi\right) + F_2 \sin 2\left(\frac{x}{\tau} \times 2\pi - \frac{2}{3}\pi\right) + F_3 \sin 3\left(\frac{x}{\tau} \times 2\pi - \frac{2}{3}\pi\right) + \dots \\ F_{cgc} &= F_1 \sin\left(\frac{x}{\tau} \times 2\pi + \frac{2}{3}\pi\right) + F_2 \sin 2\left(\frac{x}{\tau} \times 2\pi + \frac{2}{3}\pi\right) + F_3 \sin 3\left(\frac{x}{\tau} \times 2\pi + \frac{2}{3}\pi\right) + \dots \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

式中 x ——電機動子所在的位置；

F_n ——對應的 n 次諧波分量的幅值 ($n=1, 2, \dots$)，其大小隨著階次的增高而降低。

此時橫向磁場永磁直線電機所產生的總定位力為

$$F = F_{cga} + F_{cgb} + F_{cgc} = 3F_3 \sin 3\left(\frac{x}{\tau} \times 2\pi\right) + 3F_6 \sin 6\left(\frac{x}{\tau} \times 2\pi\right) + \dots \quad (9)$$

可以看出，由於各相間的相位差，實現了部分定位力的相互抵消，因而可大大減小電機的總定位力，有效抑制推力脈動。對於三相對稱的橫向磁場永磁直線電機，其定位力週期為 $\tau/3$ 。

4.2 三維電磁場計算與分析

用於計算定位力的磁場模型如圖 7 所示，其中座標原點被定義在模型的中心位置。為了減小端部效應對計算結果的影響，動子在軸向上採用了三對極。

對於圖 7 所示的求解區域，由於永磁磁鋼的存在，需採用向量磁位 A 對 TFPMLM 內部的電磁場進行計算。在求解區域內，採用圓柱坐標系，磁位 A 滿足方程 (10) [17]：

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial^2 A_r}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A_r}{\partial r} - \frac{1}{r^2} A_r + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A_r}{\partial \theta^2} + \frac{\partial^2 A_r}{\partial z^2} - \frac{2}{r^2} \frac{\partial^2 A_\theta}{\partial \theta} &= -\mu J_r \\ \frac{\partial^2 A_\theta}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A_\theta}{\partial r} - \frac{1}{r^2} A_\theta + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A_\theta}{\partial \theta^2} + \frac{\partial^2 A_\theta}{\partial z^2} - \frac{2}{r^2} \frac{\partial^2 A_r}{\partial \theta} &= -\mu J_\theta \\ \frac{\partial^2 A_z}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial A_z}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A_z}{\partial \theta^2} + \frac{\partial^2 A_z}{\partial z^2} &= -\mu J_z \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

在本例中，擴展一個較大的氣隙域作為遠場區域，認為磁場終止于求解區域的邊界，即邊界條件為

$$A=0 \quad (11)$$

通過三維有限元軟體對其進行計算，得到橫向磁場永磁直線電機的定位力特性如圖 8 所示。

可以看出，在位移的中間段，單相定位力週期為電機的極距 τ ，這與前面理論分析得出的結論是一致的；並且單相定位力波形接近於正弦波，由於各相間

的相位差，因而實現了各相定位力的相互抵消，從而大大減小了電機的總定位力，有效地抑制了推力脈動。從圖中可以看出，在 $[-\tau, \tau]$ 區間，總定位力變化了六個週期，即定位力的週期為 $\tau/3$ ，與前面的分析一致，從而驗證了理論分析的正確性。

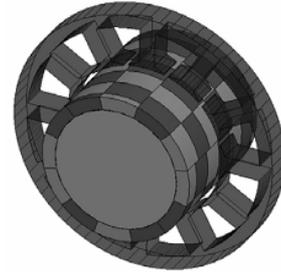


圖 7. 用於定位力計算的電機模型
Figure 7. Magnetic model for of cogging force computation

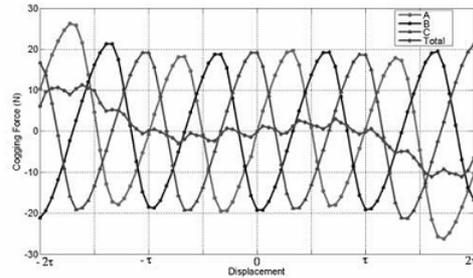


圖 8. 電機的定位力特性
Figure 8. Cogging force characteristics of the TFPMLM

當動子在 $(-2\tau, -3\tau/2)$ 和 $(3\tau/2, 2\tau)$ 這兩段區間內變化時，定位力較大，這主要是由於磁場的邊端效應所造成的。對於實際電機來說，由於軸向長度較大，電機端部僅占很小的一部分，因而可基本上忽略電機邊端效應的影響。

5 樣機

在以上研究的基礎上，作者設計了一台新型橫向磁場永磁直線電機，並成功製作了樣機。表 1 給出了樣機的相關尺寸和參數。樣機的定子、動子及端蓋圖如圖 9 所示。但由於時間關係，還未開展相應的實驗研究。相關的實驗結果將在隨後的文獻中給出。

表 1. 樣機相關尺寸及參數
Table 1. The specifications of the prototype

電機外徑	108 mm	相數	3
軸向長度	182 mm	相電阻	8.25 Ω
極距	9 mm	相電感	43.71 mH



圖 9. 樣機定子、動子及端蓋圖

Figure 9. Photos of the stator, translator and end covers

6 結論

本文以橫向磁場結構為基礎，提出了一種新型的橫向磁場永磁直線電機拓撲，在對電機的定位力進行理論分析和數值計算的基礎上，本文得出了如下結論：

(1) 同傳統結構的橫向磁場電機相比，本文提出的新型橫向磁場永磁直線電機結構和加工工藝比較簡單，適宜在高性能直線伺服領域中推廣應用；

(2) 在一定的條件下，通過增大極對數，可以顯著提高橫向磁場永磁直線電機的電磁力密度；

(3) 三相合成設計使部分定位力相互抵消，能夠有效抑制推力脈動。

REFERENCES

- [1] H. Weh and H. May. Achievable force densities for permanent magnet excited machines in new configurations. Proc. Int. Conf. on Electrical Machines, 1986, Munchen, Germany: 1107-1111.
- [2] W. M. Arshad, T. Backstrom & C. Sadarangani. Analytical design and analysis procedure for a transverse flux machine. IEEE Electric Machines and Drives Conference, 2000: 115-121.
- [3] Bodo Eike Hasubek. Analysis and design of passive rotor transverse flux machines with permanent magnets on the stator. PhD thesis, the University of Calgary, Canada, March, 2000.
- [4] R. P. Deodhar, D. A. Staton, T. M. Jahns and T. J. E. Miller. Prediction of cogging torque using the flux-MMF diagram technique. IEEE Trans. Ind. Application., 1996, 32(3):pp. 569-576.
- [5] Sang-Moon Hwang, Jae-Boo Eom, Yoong-Ho Jung, Deug-Woo Lee and Beom-Soo Kang. Various design techniques to reduce cogging torque by controlling energy variation in permanent magnet motors. IEEE Transactions on Magnetics, 2001, 37(4): 2806-2809.
- [6] Z. Q. Zhu and David Howe. Influence of design parameters on cogging torque in permanent magnet machines. IEEE Transactions on Magnetics, 2000, 15(4): 407-412.
- [7] Hu Jianhui, Zou Jibin and Chen Xia. The ideal and non-ideal cogging torque in brushless DC motor and its comprehensive reducing methods. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(22): 153-157.
- [8] Zhang Zhizhong. The study on ripple torque compensation for brushless DC motor system. Harbin Institute of Technology, Harbin, 1997.
- [9] Zhang Hui. Study on reduction of torque pulsation for brushless DC motors. Harbin Institute of Technology, Harbin, 2000.
- [10] Jiang Jianzhong, Li Yongbin and Shi Jinhao. The present research and development situation of transverse flux permanent-magnetic machines[J]. Small & Special Electrical Machines, 2003, 31 (5) : 3-5.
- [11] M. R. Harris, G. H. Pajooman and S. M. Sharkh Abu. Performance and design optimisation of electric motors with heteropolar surface magnets and homopolar windings. IEE Proc. Electr. Power Appl., 1996, 143(6): 429- 436.
- [12] P. Anpalaham. Design of Transverse Flux Machines Using Analytical Calculations and Finite Element Analysis. Licentiate thesis, Royal Institute of Technology (KTH), Department of Electrical Engineering, Stockholm, 1999.
- [13] Tang Renyuan. Modern Permanent Magnet Machines – Theory and Design. Beijing: China Machine Press, 1997.
- [14] Masmoudi A and Elantably A. A simple assessment of the cogging torque in a transverse flux magnet machine. IEEE Electric Machines and Drive Conference, Massachusetts, USA, 2000:754-759.
- [15] Schmidt E. 3-D finite element analysis of the cogging torque of a transverse flux machine. IEEE Transactions on Magnetics, 2005, 41(5): 1836-1839.
- [16] J. R. H. and T. J. E. Miller. Design of Brushless Permanent-Magnet Motors. Oxford: Clarendon Press, 1994.
- [17] Tang Yunqiu. Electromagnetic Fields in Electrical Machines (second edition). Beijing, Science Press, 1998.