

2相8極永久磁石形 LPM의 磁氣回路設計와 制御方式에 관한 研究

김 일 중, 이 은 용, 이 민 명, 이 명 일
충남대학교 충남대학교 대전공업대 세일엔지니어링

A Study on the Magnetic Circuit Design and Control Method of 2-Phase 8-Pole PM Type Linear Pulse Motor

Il-Jung, Kim Eun-Woong, Lee Min-Myeong, Lee Myeong-II, Lee
Chungnam Univ. Chungnam Univ. Daejon Tech. Inst. Seil Engineering

Abstract- LPM(Linear Pulse Motor) provide direct and precise position control of bidirectional linear motion. LPM is not subject to the same linear velocity and acceleration limitations inherent in systems converting rotary to linear motion such as lead screws, rack and pinion, belt and pulley drives.

With LPM, all the thrust force generated by the motor is efficiently applied directly to the load. And speed, distance, and acceleration are easily programmed in a highly repeatable fashion. Potential industrial and application fields of LPM include PCB assembly, industrial sewing machines, automatic inspection, coil winder, medical uses, conveyer system, laser cut and trim systems, semiconductor wafer processing, OA instruments etc.

This paper describes various design parameter of LPM such as magnetic ciucuit construction methods, phase number and tooth number per pole, permanent magnet and coil maf, tooth geometries. And to solve the problems of existing control methods, in this paper, a new control method of the LPM is proposed throughout modern control theory.

1. 서론

영구자석형 LPM(Permanent Magnet type Linear Pulse Motor)은 직선왕복운동을 하는 리니어모터의 일종으로 정밀한 위치결정 기능을 가지고 있으며 기계적 구조가 간단하여 구동회로를 포함한 토달시스템의 구성이 용이하다.1)

LPM은 회전운동을 직선운동으로 변환하는 lead screw, 락 와 피니언(rack & pinion), 벨트와 풀리 등 별도의 운동변환 기구가 없어도 직선왕복 운동을 직접구동(direct drive) 방식으로 실현할 수 있기 때문에 PCB조립공정, 봉제산업, 자동검색장치, 코일권선기, 의료용기기, 자동반송장치, 레이저 가공 시스템, 반도체 웨이퍼 가공, OA용 기기의 헤드 및 펜 구동운동 다양한 산업 분야에의 응용이 가능하다.2)

직선운동을 필요로 하는 기기에 스테핑 모터와 같은 회전형 모터를 사용할 때 모터의 회전운동을 직선운동으로 변환시키는 운동 변환기구가 필요하다. 이때 변환기구의 질량에 의한 관성 때문에 속도와 가속도의 제한을 받게되어 시스템의 신뢰성 및 내구성을 기대할 수 없으며 경박단소화 하는데 적합하지 않다.

기존의 LPM은 각 축에서 발생하는 추력의 불균형으로 인한 진동, 소음, 탈조 등의 문제점을 가지고 있기 때문에 그 응용에 있어 많은 제약조건을 가지고 있다. 본 연구에서는 이러한 LPM의 약점을 보완하기 위해 다음과 같은 점을 고려하여 새로운 형태의 LPM을 설계하였다. 먼저 磁氣回路의 개선을 통한 고기능의 LPM을 실현하고자 磁氣回路의 구성방법, 相數 및 極齒 齒數, 영구자석과 전자석, 가동자 및 고정자 齒(tooth)의 기하학적 형상등에서 실제적인 설계치를 산출하였다. 또한 기존의 開루프 제어시 문제점으로 지적되고 있는 톨조, 진동 및 소음, 위치결정 정밀도의 한계 등을 극복할 수 있는 새로운 제어방법을 제안하였다.

開루프 제어는 제어회로가 간단한 반면 위에서 지적한 문제점 때문에 LPM의 응용분야가 한정되고 있다. 이러한 開루프 제어의 문제를 해결하여 LPM의 기능을 향상시킨 제어방법으로 閉루프 제어를 이용한 연구가 활발히 진행되고 있다.3,4) 그러나 이들 제어방식은 LPM의 과도특성을 고려치 않고 있어 오버슈트와 부하변동시의 응답특성이 좋지 않다. 본 논문에서는 LPM의 수학적 모델링과 현대 제어 이론을 도입하여 위와 같은 제어방식의 문제점을 개선할 수 있는 디지털 서-보계를 구성하였다.

2. 磁氣回路 설계

2-1 磁路의 구성

LPM은 자속을 발생시키는 방법에 따라 영구자석(PM)형과 가변리턴스(VR)형으로 나눌 수 있는데 동일 입력당 발생추력의 크기에서 PM형이 유리하여, 실제 응용기기에 대부분 이용된다. 이 PM형 LPM은 PM자속이 통과하는 방향에 따라 지속종방향형(LFM)과 지속횡방향형(TFM)으로 구분된다. LPM은 자속의 방향과 가동자의 이동 방향이 동일하며 여자상의 변화에 따라 각 상 마

다 磁路의 길이가 달라지게 된다. 그리고 TFM은 자속의 방향과 가동자의 이동 방향이 직각으로 여자상의 변화에 따른 磁路길이의 변화가 작다. 따라서 TFM이 LPM에 비해 자기적 간섭을 적게 받아 동일 여자전류 값에서 정추력이 크다.⁵⁾ 또한 2상 여자시 4극 TFM형 LPM에 비해 각 상 권선이 만드는 자속이 영구자석을 통하지 않고도 각 철심에서 독립적으로 磁路가 구성되는 8극 TFM형 LPM으로 설계하여 영구자석의 영향을 적게 받도록 하였다.⁶⁾ 이와 같은 점을 고려하여 본 LPM은 그림-1과 같이 PM형, TFM형, 2상 8극으로 구성하였다. 그림-1에서 가동자의 철심 A와 B는 각각 1/4 피치 어긋난 4개의 極(pole)을 가지며, 철심 A, B는 가동자의 기계적 강도를 높이기 위해 비자성체를 사이에 두고 조립한다. 고정자는 가동자의 치피치와 동일한 피치를 가지며 가동자의 철심 A, B의 간격 만큼 이격되어 서로 1/2피치 어긋난 2열로 구성하였다. 또한 가동자와 고정자의 상대적 위치가 반대인 LPM의 구성도 가능하도록 가동자와 고정자 철심을 설계 제작하였다.

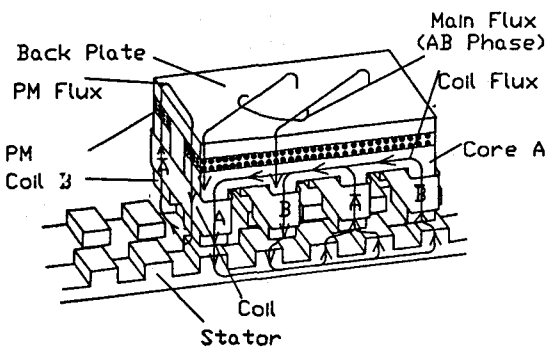


그림-1. 설계한 LPM의 구조(고정자 치열이 1/2피치 어긋난 구조)
2-2 相數 및 極數 齒數

LPM의 相數 및 極數 齒數는 응용기기의 종류 및 구동특성에 따라 결정된다. 치피치가 작고 相數가 다상인 LPM이 마이크로토크본 구동에 적합하지만, 제작시 기계가공의 정밀도와 구동회로의 복잡성이 문제시 된다.

또한 極의 구성 측면에서는 가동자의 변위에 따라 각 極의 공극퍼미언스 값이 불평형이 되면 정추력 특성이 나빠지기 때문에 어느 상을 여자하더라도 공극퍼미언스가 평형이 되도록 極배치를 해야 한다. LPM에서 미소 공극을 중심으로 추력 발생의 작용면이 되고 있는 가동자와 고정자 齒부분의 구조는 정추력 특성을 결정하는 주요 요소가 되기 때문에 많은 연구자들의 독자적인 know-how가 되고 있다.⁷⁾

본 연구에서는 그림-1처럼 전자석의 磁路가 영구자석 철심을 통하지 않고 철심A와 철심B에서 각각 독립적으로 구성되어 영구자석의 영향을 적게 받을 수 있도록 2상 8극형 LPM으로 설계하였으며, 極數 齒의 수는 LPM의 크기와 가공정밀도의 한계를 고려하여 4齒/極으로 결정하였다.

그림-2는 고정자의 치열이 동일피치이고 철심A와 철심B가 1/2피치 어긋난 구조의 2상 8극형 LPM의 정면도로서 1상(a상) 여자시 각 극에서 가동자 齒와 고정자 齒의 상호위치 관계를 나타내고 있다.

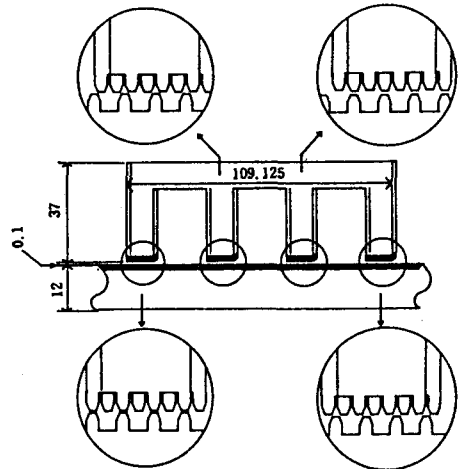


그림-2. LPM의 각 극에서의 가동자와 고정자치의 위치
(가동자 철심 A, B가 1/2피치 어긋난 구조)

2-3 영구자석과 전자석

LPM의 추력은 가동자와 고정자 사이의 공극길이가 작을수록 증가하지만 가동자의 변위에 따라 일정 공극을 유지하기 위한 지지기구가 문제가 된다. 따라서 LPM의 제작 공정상 공극길이에 한계가 있으며 이를 보상하기 위해 코일 기자력을 크게하거나 최대 에너지 적이 큰 Nd-계 자석을 사용하게 된다.

LPM에서 영구자석의 위치는 철심 A, B 사이에 삽입하는 구조와 철심 상단에 부착하는 방법이 있으며 각각 다음과 같은 장단점을 가지고 있다. 영구자석을 삽입하는 경우 磁路길이의 차이로 인한 추력의 불균형이 유발되며 불필요한 진동을 발생하여 탈조되기 쉽고, LPM형 LPM인 경우 극간 피치가 정확한 모터의 제작이 어렵다. 그러나 磁氣回路的 연결을 위한 back plate가 없기 때문에 가동자의 질량을 감소시켜 관성을 적게할 수 있는 장점도 있다.

철심 상단에 부착하는 경우 각 極에서 磁路길이의 차이가 적기 때문에 磁氣의 밸런스가 좋은 모터를 만들수 있으며 극간 피치를 가공시의 상태로 조립 완성후까지 유지할 수 있다. 그러나 2개 영구자석의 磁路를 직렬로 연결하기 위한 back plate가 필요하며 가동자의 질량을 증가시켜 관성이 크게되는 결점이 있다.

본 설계에서는 磁氣의 밸런스를 중요시하여 영구자석을 철심 상단에 부착하는 방법을 택하였다. 철심 상단 부착으로 제작한 영구자석은 Co-계 자석에 비해 최대 에너지積이 크며 밀도는 13%정도 적은 Nd-계 자석으로 다음 표.1과 같은 특성값을 갖는다.⁸⁾

표.1 Nd-Fe-B자석의 특성값

영구자석 재질	크 기 [mm]	잔류자속 밀도[T]	보자력 [kOe]	큐리온도 [°C]	최대사용 온도[°C]	최대에너지積 [MGOe]
Nd-Fe-B	55x30x4	1.08-1.13	224-240	320-360	120	28-30

LPM의 자기동가 회로 해석에 필요한 영구자석의 퍼미언스(P_m)와 기자력(U_m)의 계산식은 다음과 같다.

$$P_m = \frac{\mu_m A_m}{L_m} [H], U_m = \frac{B_r L_m}{\mu_m} [AT]$$

여기서, μ_m : 부자율, A_m : 단면적, L_m : 자화방향길이, B_r : 잔류자속밀도

2-4 가동자 및 고정자 齒(tooth)의 기하학적 형상

LPM은 동작원리와 사용방법에서 기존의 모터와는 다르며 구조적인 면에서의 차이는 LPM의 齒와 슬롯이다. 일반 모터의 齒와 슬롯은 단지 권선을 감기 위해 필요하지만 LPM의 齒와 슬롯은 스테핑모터와 마찬가지로 위치결정 기능 때문에 齒의 성질을 적극적으로 이용하고 있다. 그러므로 LPM에서 齒의 형태는 추력(thrust force)과 수직력(normal force) 특성을 결정하는 중요한 요소가 된다. 본 LPM의 齒는 그림-3과 같은 wedge head 형태로 설계하여 기존의 각형 齒에 비해 평균 추력은 거의 변함이 없으나 수직력은 1/3정도 감소시킬 수 있도록 하였다. 동시에 수직력이 작용하는 齒의 면적을 감소시켜 결과적으로 동기공극 길이가 크게되어 지지기구의 부담을 경감시킬 수 있다. 9) 齒피치와 치폭의 비는 0.428로 설계하였다.

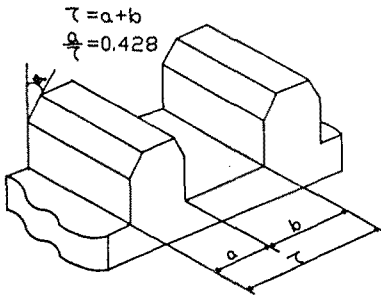


그림-3. 가동자 및 고정자 齒의 기하학적 형상

위에서 언급한 사항을 고려하여 설계한 LPM의 규격은 다음 표.2와 같다.

표.2 LPM의 설계 규격

機械의 規格	電氣磁氣의 規格
磁氣回路구성	영구자석형
磁氣回路형태	평판형
자속방향	자속종방향형
가동자 齒數	4 [개/極]
가동자 齒피치	3.5[mm]
공극길이	0.1[mm]
고정자 齒피치	1.7[mm]
유효스트로크	450[mm]
	相數 2 [상]
	극수 8 [극]
	1 스텝 0.875[mm]
	(1상여자)
	영구자석 55x30x4, 4[개]
	(Nd-Fe-B)
	규소강판 0.35[mm]
	(무방향성)

3. LPM의 제어방식

LPM은 開루프 제어가 용이하고 비교적 높은 위치결정 정밀도를 실현 할 수 있으나, 기계 가공 및 조립의 정밀도에 따라 영향을 크게 받아 기동정지시의 진동, 탈조, 저속에서의 속도안정성의 악화 및 정밀 위치결정 한계등의 이유로 그 용도가 한정되고 있다. 따라서 LPM의 제어 방식은 위와 같은 문제점을 해결하고 기동정지시의 과도특성 개선과 부하변동시의 응답등을 고려한 것이어야 한다. 본 논문에서는 LPM의 수식모델을 유도하여 제어이론의 도입으로 위와 같은 문제점을 고려한 디지털 서-보계를 구성하였다. 10)

3.1 LPM의 상태방정식

LPM의 운동방정식은 다음과 같이 표현된다.

$$M\ddot{P}(t) + D\dot{P}(t) = F[i(t)] - d(t) \quad (1)$$

여기서, M: 가동자질량, D: 점성계동계수, P: 가동자의 위치,

F: 추력, i: 전류, d: 외란

구동전원으로 정전류원을 사용하면 추력 F는 식(2)로 표시할 수 있다.

$$F[i(t)] = ki(t) \quad (2)$$

여기서, k: 추력계수

식(1)과 (2)에서 LPM의 상태변수를 위치(P), 속도(v)로 하여 상태방정식을 도출하면

$$\begin{bmatrix} \dot{P}(t) \\ \dot{v}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -D/M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P(t) \\ v(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ k/M \end{bmatrix} u(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ -1/M \end{bmatrix} d(t) \quad (3)$$

또는

$$\dot{X}(t) = A_c X(t) + B_c u(t) + E_c d(t) \quad (4)$$

로 된다. 또한 출력 방정식은 식(5)와 같다.

$$y(t) = [1 \ 0] \begin{bmatrix} P(t) \\ v(t) \end{bmatrix} = C X(t) \quad (5)$$

식(5)는 위치제어를 위한 출력 방정식이며, 식(5)에서 C = [0 1]로 하면 속도제어제가 된다.

3.2 디지털 서-보계 구성

디지털 제어를 실현하기 위해 식(4), (5)를 이산시간계로 변환하면

$$X(k+1) = AX(k) + Bu(k) + Ed(k) \quad (6)$$

가 되고, 출력방정식은

$$y(k) = CX(k) \quad (7)$$

이 된다.

여기서 오차신호를

$$e(k) = R(k) - y(k) \quad (8)$$

단, R(k): 목표값 신호, y(k): 출력신호

로 하여 식(8)의 오차신호와 상태변수의 1계 차분값을 새로운 상태변수로 하는 여러 시스템을 도출한다.

$$\begin{bmatrix} e(k+1) \\ \Delta X(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -C A \\ 0 & A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e(k) \\ X(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} C B \\ B \end{bmatrix} \Delta u(k) + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \Delta R(k+1) + \begin{bmatrix} -C E \\ E \end{bmatrix} \Delta d(k) \quad (9)$$

또는

$$X_0(k+1) = \Phi X_0(k) + 6 \Delta u(k) + 6_R \Delta R(k+1) + 6_d \Delta d(k) \quad (10)$$

단, Δ 는 1계 차분을 나타낸다.

여기에서 다음과 같은 효과함수를 정의한다.

$$J = \sum_{k=1}^{\infty} [X_0(k) Q X_0(k) + \Delta u(k) h \Delta u(k)] \quad (11)$$

단, Q : 半正定對稱行列, h : 正定數

정상상태에서는 식(10)의 우변 제3,4항은 "0"이되며 식(10), (11)로 주어지는 최적 레귤레이터 문제를 풀면 최적제어 입력은 식(12)와 같이 구해진다.

$$\begin{aligned} \Delta u(k) &= F_0 X_0(k) \\ &= [F_0 \ F_X] \begin{bmatrix} e(k) \\ \Delta X(k) \end{bmatrix} \\ &= F_0 e(k) + F_X \Delta X(k) \end{aligned} \quad (12)$$

여기서, $F_0 = -[h - 6^T P 6]^{-1} 6^T P \Phi$

$$P = 0 + \Phi^T P \Phi - \Phi^T P 6 [h - 6^T P 6]^{-1} 6^T P \Phi$$

식(12)를 풀면 제어입력 $u(k)$ 는

$$u(k) = F_0 \sum_{i=1}^k e(i) + F_X X(k) \quad (13)$$

으로 구해지며, 식(13)으로부터 최적 1형 디지털 서-보계는 그림-4와 같다.

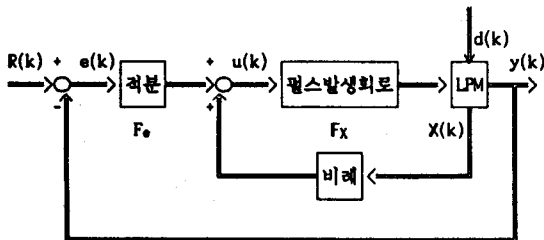


그림-4 최적 1형 디지털 서-보계 구성도

4. 결론

본 연구에서는 기계적 전기적인 원인으로 진동, 소음, 탈조 등의 문제점이 발생하는 LPM의 약점을 보완하고 개선하기 위한 磁氣回路的 구성방법, 相數, 極當 齒數, 영구자석과 전자석의 크기, 齒(tooth)의 기하학적 형상등의 설계치를 산출하여 시작기를 제작하고 있다.

그리고 LPM에 적용해 온 제어방식에서 고려되고 있지 않는 LPM의 과도특성 및 부하변동항을 제어 알고리즘에 추가한 새로운 제어방식을 적용하여 오버슈트와 응답특성의 개선 방안의 이론을 제시하였다. 이러한 알고리즘은 구동시의 탈조, 진동 및 소음, 위치결정 정밀도의 한계등을 극복할 수 있는 새로운 제어방법으로 판단되며 앞으로 구동회로를 접합한 LPM이 제작되는대로 제안된 제어방법을 적용하여 구동특성을 확인하는 것이 과제로 남아 있다.

참고문헌

1. 李殷雄, 金一中, "LPM의 磁氣回路 設計를 위한 解析方法", 大韓 電氣學會秋季學術發表, pp.32-36, 1990.11.
2. Compumotor Co. Catalog, pp.D1-D13, USA, 1989
3. 久藤千三 外, "LPM의 뒤드백을 利用한 制御方式에 관하여", 電氣學會마그네틱스研究會資料, MAG-87-147, 1987. 11.
4. 松崎一浩 外, "리니어펄스모터의 閉루프 制御", 電氣學會마그네틱스研究會資料, MAG-89-98, 1989. 5.
5. 西井洋, "리니어스텝모터의 磁氣回路 設計", 電子情報通信學會論文誌, Vol. C-64, No.10, pp.682-689, 1981. 10.
6. 海老原 外, "2상8극형리니어펄스모터의 特性解析", 電學論 D, Vol.108, No.1, pp.77-82, 1988. 1
7. 見城尚志, "스테핑모터의 基礎와 應用", 總合出版社, pp.90-93, 1988. 5.
8. KOREA MAGNET ALLOY CATALOG, 1990
9. Yoji Takeda et al, "Optimum Tooth Design for Linear Pulse Motor", IEEE IA Annual Meeting, pp.271-277, 1989
10. 土谷武士, "現代制御工學", 産業圖書, 1991