

최근의 인버터기술

1. 머리말

최근 들어서는 에너지절약 및 이용효율화의 관점에서 영구자석형(永久磁石形) 동기전동기(이하, PM모터라 한다)가 주목을 받고 있다. 또한 로터구조의 최적화와 자성(磁性)재료의 고성능화, 그리고 그 성능을 발휘하게 하는 인버터기술의 발달로 PM모터를 사용한 고효율의 시스템구축이 이루어지게 되었다. 그 가운데에서도 영구자석을 로터의 철심내부에 넣은 구조인 IPM(Interior Permanent Magnet) 모터는 킬랙턴스토크를 활용함으로써 고효율운전이 가능하기 때문에 특히 관심이 모아지고 있다.

PM모터의 중요한 제어기술의 하나로서 위치·속도센서레스(Sensor-less) 제어를 들 수 있다. 종래, 일반산업용에서는 가변속 용도에는 유도전동기가 사용되어 왔는데, 이것은 V/f 운전을 할 수 있어 비교적 제어가 간단하다는 점이 제일 큰 이유였다. 그러나 소형·고효율이란 관점에서 PM모터의 필요성이 높아지면 위치·속도센서레스 제어기술도 중요한 과제의 하나가 된다.

이러한 배경에서 본고에서는 최근의 인버터기술의 동향으로 우선 IPM 모터의 장점에 대하여 해설하고 그 제

어방식에 대하여 기술한다. 또 위치·속도센서레스 제어 방식에 대하여도 소개한다.

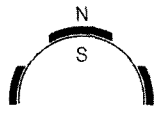
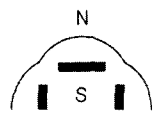
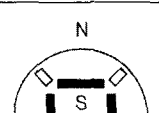
2. PM모터의 분류

PM모터는 회전자의 구조상으로 분류하면 영구자석을 표면에 붙인 SPM(Surface Permanent Magnet) 모터와 로터내부에 넣은 IPM 모터의 두 종류로 크게 나눌 수 있다. 표 1은 이들의 PM모터를 비교한 것이다.

SPM모터는 영구자석이 로터표면에 있기 때문에 인덕턴스가 작아지므로 고속으로 진류응답을 얻을 수 있다. 또 킬랙턴스토크가 발생하지 않기 때문에 토크의 선형성(線形性)도 좋아 고응답(高應答)서보에 사용된다. 다만 고속역에서의 용도는 원심력강도를 크게 하기 위하여 영구자석을 고정시키는 보호환을 설치할 필요가 있다.

IPM모터는 영구자석이 로터내부에 매입되기 때문에 원심력에 의한 자석의 튀어나움에 대해서는 SPM모터보다 유리하다. 그림 1에서 IPM①은 자기적돌극성(磁氣的突極性)이 작아지도록 설계된 것이다. 이 타입은 비교적 토크의 선형성도 좋고 또 SPM에 비하여 제조코스트도 싸기 때문에 저응답서보용으로 사용된다. IPM②는 로터

〈표 1〉 PM모터의 분류와 특징

| 분 류 | 특징·기능 | 용 도 | 기술적 과제 | 회전자형태 |
|------|---------------------------------------|----------------------------|--|---|
| SPM | 비돌극성(Ld=Lq) 전류응답이 빠르다 전압 여유가 적다 | 고응답서버 | 시동위치 검출 자석의 온도 보상 센서레스제어 |  |
| IPM① | 약한 돌극성(Ld≤Lq) | 저응답서버 | 시동위치 검출 자석의 온도 보상 센서레스제어 패러미터변동 보상 |  |
| IPM② | 돌극성(Ld<Lq) | 에너지절약 (효율 우선) 광역운전범위 | 시동위치 검출 자석의 온도 보상 고효율운전 센서레스제어 토크의 선형제어 패러미터변동 보상 |  |

에 자기적돌극성을 갖게 한 것이다. 이에 의하여 마그넷 토크만이 아니라 릴랙턴스토크도 발생하는데 이 릴랙턴스토크를 잘 활용함으로써 고효율운전을 실현할 수 있다. 최근에 특히 주목을 받아 연구되고 있는 모터이다.

3. IPM 모터의 電氣的 特性

가. IPM 모터의 電壓電流方程式과 토크의 式

먼저 그림 1과 같이 계자극(界磁極)과 동기회전하는 2차원직교(直交)좌표계(dq축)를 정의한다.

이 전압전류방정식은 (1)식과 같이 된다.

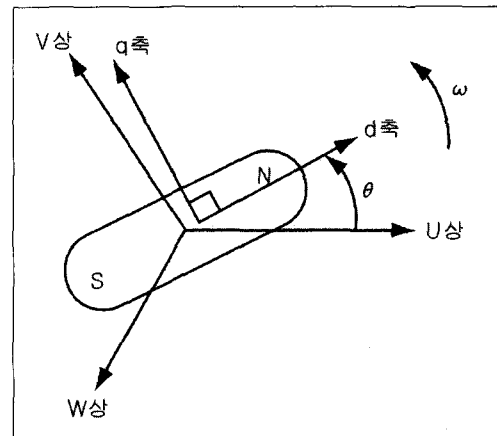
$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + p \cdot L_d & -\omega \cdot L_q \\ \omega \cdot L_d & R_1 + p \cdot L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{dm} \\ 0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (1)$$

V_d, V_q : d, q축 전압성분, L_q : q축 인덕턴스

i_d, i_q : d, q축 전류성분, L_d : d축 인덕턴스

λ_{dm} : d축 영구자석의 자속성분

P : 미분연산자



〈그림 1〉 좌표축의 정의

R_1 : 권선저항

ω : 각속도

(1)식의 제2항에서 기계적에너지를 구하여 그것을 각속도 ω 로 나누면 토크는 (2)식이 된다.

$$\begin{aligned} \text{Trq} &= \frac{\text{pole}}{2} [i_d \ i_q] \left\{ \begin{bmatrix} 0 & -L_q \\ L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{dm} \\ 0 \end{bmatrix} \right\} \\ &= \frac{\text{pole}}{2} \cdot \{ \lambda_{dm} \cdot i_q + (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q \} \dots\dots (2) \end{aligned}$$

pole : 모터의 극수

(2)식의 제1항은 영구자석과 그것과 직교하는 전류성분에 의하여 생기는 마그네티토크 성분이며 제2항은 돌극성에 의한 릴랙턴스토크 성분이다.

나. 電流좌표상의 토크 · 電壓 特性

(2)식에서 릴랙턴스토크의 영향으로 d, q축 양쪽의 전류성분에 의하여 토크가 변화하는 것을 알 수 있다. (2)식의 좌변이 i_q 가 되도록 토크를 매개변수로 하는 방정식으로 변형하면 (3)식을 얻을 수 있다. 여기에서 $[\lambda_{dm} + i_d \cdot (L_d - L_q)]$ 가 분모로 되어 있으므로 그림 2의 전류좌표계에 토크가 일정한 등고선(等高線)을 그으면 + d축측에 오브세트를 갖는 쌍곡선이 된다.

$$i_q = \frac{2 \cdot Trq}{pole} \cdot \frac{1}{\lambda_{dm} + i_d (L_d - L_q)} \dots\dots\dots (3)$$

그림 2의 토크등고선에 접하도록 원점을 중심으로 하는 보조원을 그리면 그 접점이 토크가 발생할 수 있는 최소전류조건이 된다. 이 점에서 운전하면 전류(동손)가 최

소로 되어 높은 효율을 얻을 수 있다. 이것은 동일한 전류 진폭에 대하여 최대의 토크를 발생시키는 조건이므로 이와 같은 동작점을 유지하는 제어방식을 “최대토크제어”라고 부르고 있다.

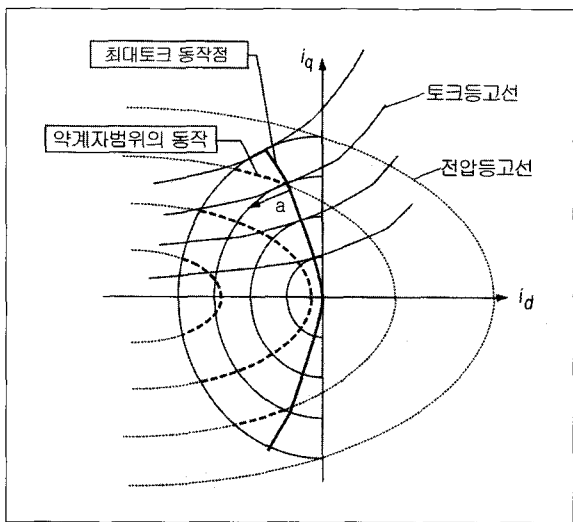
다음으로 정상시의 전류와 전압의 관계를 알기 위하여 (1)식을 R_1 의 전압분을 빼서 변형하면 (4)식이 된다. 이것으로 전류좌표상에서는 타원의 전압등고선을 갖는다는 것을 알 수 있다. 이 예로서 그림 2에 전압의 등고선을 표시하고 있다.

$$\left(\frac{e_1}{\omega L_d}\right)^2 = \left(i_d + \frac{\lambda_{dm}}{L_d}\right)^2 + \left(\frac{L_q}{L_d} i_q\right)^2 \dots\dots\dots (4)$$

$$\text{단, } e_1 = \sqrt{(\omega \cdot L_q i_q)^2 + (\omega \cdot L_d i_d + \omega \cdot \lambda_{dm})^2}$$

여기서 전압포화상태의 거동에 대하여 생각해 본다. 만일 모터가 기저속도 이상으로 가속된 경우, 유기기전력이 인버터의 출력전압한계에 달하여 전압포화상태가 된다. 이것을 방지하기 위하여 단자전압을 저감시킬 필요가 있으나 IPM 모터에는 유도전동기와 같이 여자전류에 의한 전압제어를 적용할 수 없다. 그래서 감자(減磁)전류(-)의 d축전류를 흘려 인덕턴스의 전압강하를 발생시켜서 감자전류량에 의해 단자전압을 제어하는 방법을 취한다. 그러나 전압을 제어하기 위하여 감자전류를 흘리면 릴랙턴스토크성분이 변화한다. 그 때문에 약(弱)계좌영역 등과 같이 전압제한이 있는 경우에는 최종적으로는 (3)식과 (4)식의 교점(交点)이 동작조건이 된다.

즉 토크지령이 일정한 채로 기저속도 이상으로 속도가 상승하였을 경우에는 a와 같이 토크의 등고선상을 전압이 저하하는 방향으로 동작점이 이동해 간다. 이와 같이 IPM의 경우에는 전압과 벡터의 간섭을 고려한 제어방식을 적용하지 않으면 안된다. 또 제어에 있어서는 전압(자속)과 토크와의 관계를 양립시키는 전류조건을 연산할 필요가 있으며 그것을 어떻게 간단하게 정도(精度)높게 구하는가가 과제가 된다.

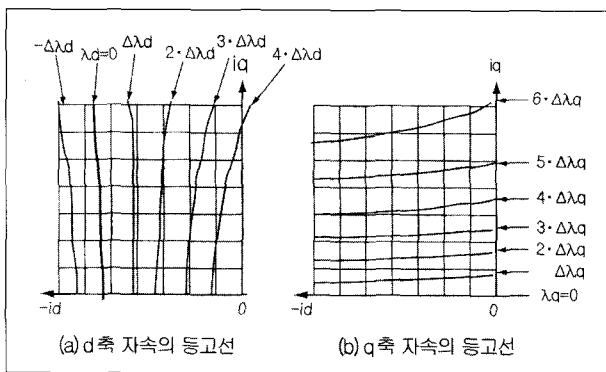


〈그림 2〉 전류좌표상의 토크 · 전압 특성

다. 磁氣的非線型的 영향

IPM의 제어를 복잡하게 하는 요인으로는 자기포화(磁氣飽和)에 의한 비선형의 영향이 있다. 그림 3에 IPM의 자기특성의 일례를 표시하였다.

이론적으로는 인덕턴스가 일정하면 i_d, i_q 좌표상에서는 자속성분의 등고선은 각축에 평행하고 또한 등간격이 된다. 그런데 실제로는 전기자반작용자속에 의하여 철심내부의 자기포화가 발생하기 때문에 등간격이 되지 못한다. 또한 d, q축성분의 전류와 자속이 간섭하게 되면 등고선이 구부러진다. IPM 모터는 이와 같은 자기특성을 갖고 있어 이 비선형패러미터 변동보상이 중요한 포인트가 된다.



〈그림 3〉 전류좌표상의 자속의 비선형성의 일례

4. 토크의 線形制御와 패러미터 變動補償

IPM 모터의 제어에는 3장에 기술한 '고려하여야 할 점'이 있다. 여기서 우선 정리하여 본다.

① 고효율운전시에는 d축전류와 q축전류의 둘을 조작할 필요가 있으며, 토크지령과 출력토크가 일치하는 전류조건을 찾는 제어(토크의 선형제어)가 필요하게 된다.

② ①의 제어는 약계자제어시에도 적용할 수 있어야 한다.

③ 또 모터패러미터 자체에도 자기적비선형이 존재하기 때문에 이 비선형보상을 할 필요가 있다.

가. d축電流指令의 演算方法

d축전류성분은 고효율제어 이외에도 전압포화 방지가 가능하다. 전압이 포화되면 전류제어 자체가 불가능하게 되기 때문에 d축의 전류제어는 q축보다 우선순위가 높게 된다. 그래서 우선 d축전류지령을 설정한다. 전압포화조건에서는 약(弱)계자제어에 의하여 결정되는 d축전류가 지령이 된다. 또 전압포화가 없는 정(定)토크범위에서는 그림 2에 표시한 최대토크 제어조건이 되도록 d축전류를 설정하면 된다. 이것은 토크지령과 d축전류지령과의 관계를 테이블로 하여 토크지령에 따라 테이블에서 읽어내어 d축전류지령으로 하면 된다.

나. q축電流指令의 계산방법

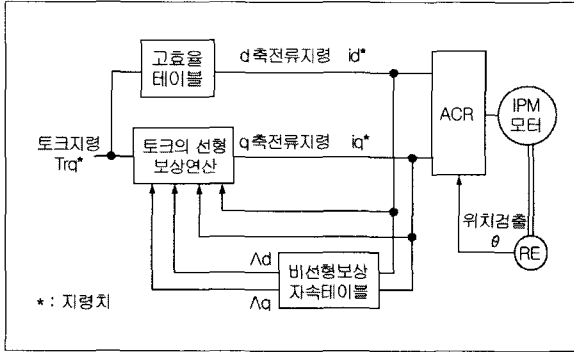
IPM 모터는 그림 3에 표시한 바와 같이 자기적비선형 특성을 나타낸다. 이 자기특성은 전류좌표축상에 표현되기 때문에 이것을 보상하기 위해서는 전류에 대한 자속함수로서 (5)식에 표시하는 보상테이블을 준비한다.

$$\begin{aligned} \lambda_d &= A_d(i_d, i_q) \dots\dots\dots (5) \\ \lambda_q &= A_q(i_d, i_q) \end{aligned}$$

여기서는 변수로서의 자속과 자속함수를 구별할 수 있도록 제어용함수를 대문자 A를 사용하여 나타내고 있다. (5)식은 영구자석이 발생하는 자속성분이나 누설(漏泄)인덕턴스에 의한 자속성분을 포함하고 있다. 여기서 (5)식을 (2)식에 대입하면 (6)식을 얻는다. (6)식에는 자기적비선형의 영향도 들어 있어서 이 식에서 출력토크와 q축전류의 관계를 알 수 있다.

$$Trq = \frac{pole}{2} \cdot \{i_q \cdot A_d(i_d, i_q) - i_d \cdot A_q(i_d, i_q)\} \dots (6)$$

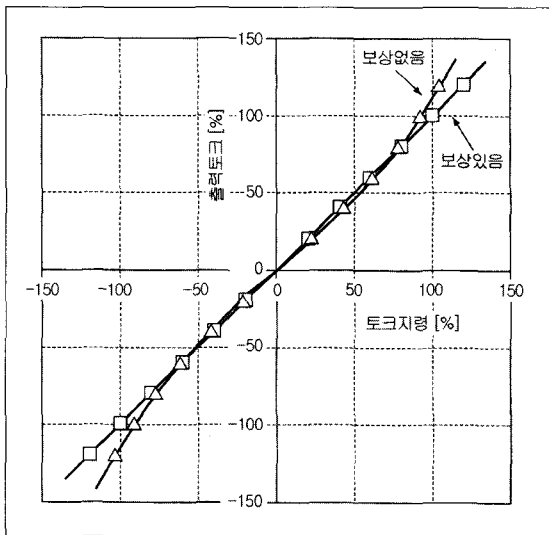
(6)식에 의해 d축전류, q축전류와 출력토크 사이의 관계가 분명해졌다. 따라서 이 식에 기초하여 토크지령과



〈그림 4〉 IPM 모터의 토크제어 블록도

출력토크가 같아지도록 순차적으로 q축전류지령을 연산해가면 된다. 그림 4는 토크를 선형제어할 경우의 제어블록도이다.

그림 5에 토크의 선형제어효과를 시뮬레이션하였다. 보상없음은 토크지령을 그대로 q축전류지령을 한 것, 보상있음은 토크의 선형제어를 한 것이다. 이것으로 선형제어를 함으로써 토크의 직선성을 유지할 수 있음을 알 수 있다. 이 제어방식은 전류좌표를 기준으로 한 자속테이블형



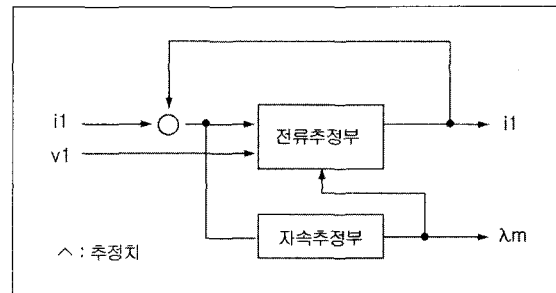
〈그림 5〉 토크의 선형제어효과

태로 내부모델을 갖고 있어 이를 기초로 하여 계산한 모터의 출력토크가 토크지령과 일치되도록 순차 q축전류지령을 수속계산(收束計算)해가는 방법이다. 이 내부모델이 자기적비선형정보를 갖고 있기 때문에 토크의 정도(精度)가 좋은 제어를 실행할 수가 있다.

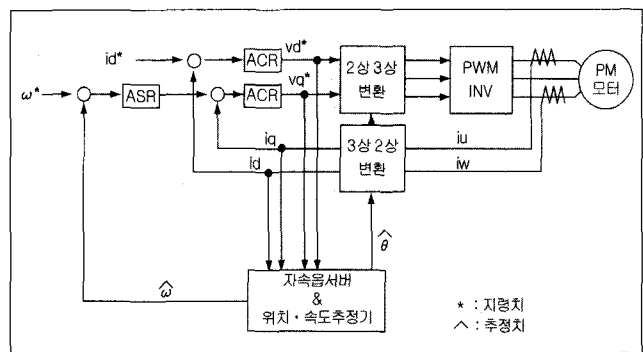
5. PM모터의 센서레스制御

가. 磁束업저버에 의한 位置·速度 推定

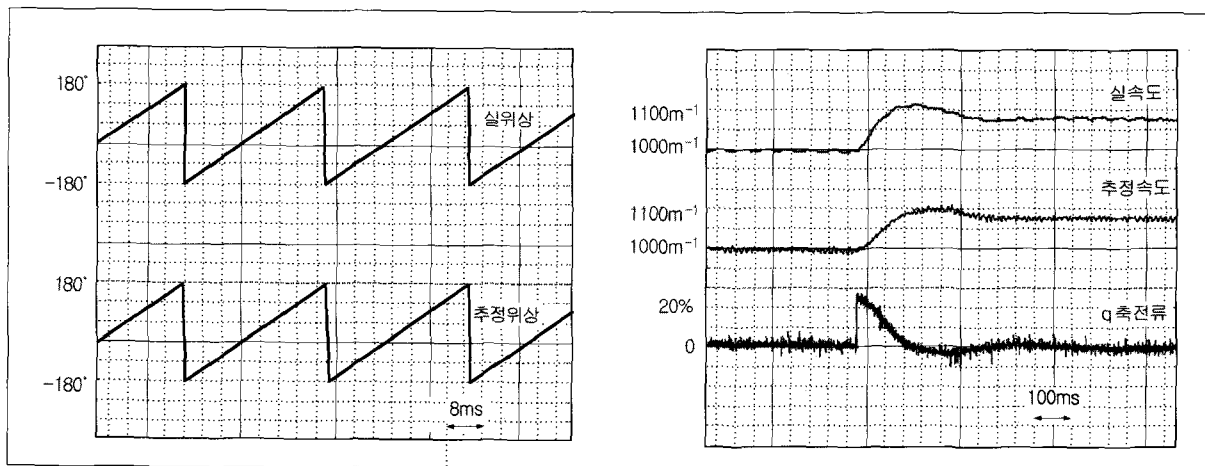
PM모터를 제어하는 경우 로터의 위치정보에 기초하여 전류제어를 할 필요가 있으며 '엔코더'나 '리절버'라는 위치·속도 검출센서가 필요하게 된다. 그러나 이들 센서



〈그림 6〉 자속옵서버의 내부구조



〈그림 7〉 자속옵서버에 의한 위치·속도센서레스시스템



〈그림 8〉 위치추정특성

〈그림 9〉 스텝응답

는 사용환경에 대한 제약, 코스트의 증가, 배선의 번잡함이라는 문제를 수반하기 때문에 센서레스화가 요망되고 있다. 위치·속도센서레스제어방식에 대해서는 모터의 유기기전력을 추정하는 방식, 자속을 추정하는 방식 등 여러 가지 방식이 연구되고 있는데, 본고에서는 적응형의 자속옵서버에 의한 방식에 대해서 설명한다. 그림 6에 자속옵서버의 내부구조를, 그림 7에 전체의 제어블록도를 나타냈다. 전류앰프의 출력인 전압지령과 모터에 흐르는 전류검출정보로부터 전류를 추정하여 이 추정전류가 실기(實機)의 전류와 같아지도록 자속추정을 한다. 따라서 전류제어는 이 추정자속을 기초로 하는 좌표축을 자극위치로 보고 시행한다. 옵서버의 자속추정부는 자속의 회전연산부분에 이산화(離酸化)의 영향을 경감시키는 대책을 시행, 추정정도의 향상을 도모하고 있다. 또 극(極)배치를 고려한 옵서버계인의 설정으로 제어가능주파수의 한계를 올리는 등의 검토도 하였다.

그림 8에 자속옵서버로 추정한 추정위상과 실위상의 비교데이터를 표시하였다. 이것으로 추정위상은 실위상과 잘 일치하고 있어 자속추정이 정확하게 행해지고 있음을 알 수 있다. 그림 9는 속도의 스텝응답을 표시하였다. 속

도추정치는 실속에 대하여 약간 늦어짐이 있으나 안정하게 수속(收束)하고 있다. 시스템의 안정화를 위해서는 증자(增磁)측에 d축전류를 흘리는 쪽이 나은 것 같다. 앞으로 이점을 더욱 개선해가고자 한다.

6. 맺음말

본고에서는 최근 주목받고 있는 PM모터의 제어기술에 대하여 소개하였다. PM모터는 범용성이라는 점에서 유도전동기에 뒤지나 소형화, 에너지절약 및 이용 효율화라는 점에서는 우수한 측면도 있어 요즈음의 에너지사정으로는 무시할 수 없게 되었다. 앞으로 더욱더 PM모터드라이브 기술의 향상으로 각종 산업기계의 에너지절약, 고성능화에 일조가 될 수 있도록 노력하고자 한다. ❏

이 원고는 일본 明電時報에서 번역, 전재한 것입니다. 본고의 저작권은 (株)明電舎에 있고 번역책임은 대한전기협회에 있습니다.