

# 매입형 영구자석형 동기전동기의 운전 특성을 고려한 인버터 개발

김종무\*, 박정우\*, 구대현\*, 김흥근\*\*

\*한국전기연구소,\*\*경북대학교

## Development of Inverter Considering The Dynamic Characteristics of The IPMSM

Jong-Moo Kim\*, Jung-Woo Park\*, Dae-Hyun Koo\*, Heung-Geum Kim\*\*

\*KERI, \*\*Kyungpook National University

### Abstract

Traction system of 2-motor driven electric vehicle(EV) is consisted of motor(IPMSM), inverter, and battery. In order to enhance dynamic characteristics of the system, such driving conditions as acceleration ability and load(current magnitude) should be considered in the vector control algorithm for the IPMSM. So, in this paper, the most suitable structure of vector control algorithm for the EV is considered. Conformity had been verified through experimental results.

### 1. 서론

전동기 2대를 좌우 바퀴에 각각 부착하여 독립적으로 추진력을 갖도록 하는 독립 구동형 전기자동차 개발을 전제로 하였을 때, 전기자동차 용도로 가장 적합한 인버터를 개발하는 것이 필요하였다. 따라서 본 논문에서는 매입형 영구자석 동기 전동기를 탑재한 전기자동차의 운전 특성을 고려하여 개발한 전기자동차용의 벡터제어 알고리즘을 소개하고자 하며, 시제품 제작과 매입형 영구자석 동기 전동기(IPMSM)와의 결합 실험을 통하여 타당성을 입증하고자 하였다.

### 2. 매입형 영구자석 동기전동기

독립 제어형 전기 자동차를 구동하기 위해 제작한 매입형 영구자석 동기전동기(IPMSM)의 파라미터는 표1과 같다.

### 3. 전기자동차 운전 특성을 고려한 인버터

표 1 IPMSM 파라미터

파라미터	기호	단위	값
상당 역기전력	$E_0$	[V]	82.6
상 저항	$R_a$	[ $\Omega$ ]	0.0404
d축 리액턴스	$X_d$	[ $\Omega$ ]	0.42
q축 리액턴스	$X_q$	[ $\Omega$ ]	0.78

전기자동차는 기동시 가속 특성 향상을 위해 최대 전류가 정격전류의 2배 이상 되는 큰 부하 변동물을 갖는 운전 특성을 가진다. 따라서 정토크 영역에서는 가속 능력을 최대로 발휘할 수 있도록 단위 전류나 단위 위상각당 최대 토크 제어 기법을 적용하는 것이 고효율 제어나 역률 1제어 방식 보다 유리하므로 단위 전류 위상각당 최대토크제어기법이나 단위  $I_d$  전류당 최대토크제어기법을 사용할 수 있으나 본 논문에서는 이와 유사한 단위  $I_q$  전류당 최대토크제어기법을 적용하였다. 그리고 정출력 영역에서의 제어는 전기자동차에서 사용되는 구동전류가 매우 크기 때문에 고정자 저항이 작더라도 고정자 저항 성분 때문에 생기는 전압 강하 성분(약 10 Volt)을 무시할 수가 없다. 따라서 고정자 저항 성분에 의해서 생기는 전압 강하 성분을 고려한 약계자 제어가 적합하다. 또한 부하의 크기(전류 크기)에 따라 기저 속도가 크게 변동하기 때문에 기저속도가 변동 영역을 가질 수 있도록 전류제어 알고리즘을 구성하는 것이 적합하다. 이를 반영한 벡터제어 알고리즘을 정리하면 다음과 같다.

### 3.1 정토크 영역제어( 단위 $i_q$ 전류당 최대토크 제어기법)

토크 방정식과 전류 제한식을 이용하여 단위 전류 당 최대토크 알고리즘을 만드는 것으로,  $i_q$ 에 대하여 관심을 갖고 문제를 접근했다는 점[1]에서 기존의 제어방식[2,3]과 구별된다.

IPMSM의 토크방정식과 전류 제한 식은 다음과 같다.

$$T_e = \left[ \frac{1}{\omega} E_0 + (L_d - L_q) I_d \right] I_q \quad (1)$$

$$I_e = \sqrt{I_d^2 + I_q^2} \quad (2)$$

전류 제한 식을 적용하여 토크식을 정리하고 토크식을 전류로 미분함으로써 단위 전류당 최대 토크를 얻을 수 있는  $i_q$ 를 얻기 위하여 수식(3)과 같이 정리하고 이 수식에서 얻은 결과가 최소 해가 존재하도록 하는 조건으로부터 수식(4)을 얻을 수 있다.

$$\frac{dT_e}{dI_q} = \frac{3P}{2} \left\{ \frac{1}{\omega} E_0 + (L_d - L_q) I_d - \frac{(L_d - L_q) I_q^2}{I_d} \right\} = 0 \quad (3)$$

$$-\frac{d^2 T_e}{dI_q^2} = -(L_d - L_q) \left[ 3 + \left( \frac{I_q}{I_d} \right)^2 \right] \left( \frac{I_q}{I_d} \right) < 0 \quad (4)$$

수식 (3)으로부터 단위전류당 최대토크를 발생시킬 수 있는  $I_q$ 를 구하면 수식(5)와 같고 전류제한 수식으로부터  $I_d$ 를 계산하면 수식(6)과 같다.

$$I_q = \frac{\sqrt{4I^2 - k\sqrt{k^2 + 8I^2} - k^2}}{\sqrt{8}} \quad (5)$$

여기서  $k \triangleq \frac{E_0}{(L_d - L_q)\omega}$ 이다.

$$I_d = \pm \sqrt{I_{ase}^2 - I_q^2} \quad (6)$$

그런데 수식 (4)을 만족하는  $I_d$  제어기 값은 음의 값이다. 따라서, 정토크 영역에서  $I_d$ 와  $I_q$ 에 대한 전류제어기 값을 결정 할 수 있다.

### 3.2 정출력영역(고정자 저항을 고려한 약계자제어)

약계자 영역에서의 전류제어는 출력전압을 일정하게 유지하도록 하는  $i_d$ 를 결정하고, 전류 제한식을 이용하여  $i_q$ 를 결정하도록 하는 전류 제어기를 이용한다[2,3]. 그런데 전기자동차에서는 경부하에서 부터 중부하까지 부하 변동률이 약 2배 이상으로 매우 크고 정격 전류 크기가 100[A] 내외로 매우 크기 때문에 고정자 저항에 의한 전압 강하 성분을 무시할 수 없다. 따라서 고정자 저항 성분에 의한 전압 강하 성분까지 고려한 약계자 제어 방식이 적합하며, 다음과 같이 전압 방정식과 전압 제한 식으로부터 약계자 영역에서의 전류 값을 계산할 수 있다.

$$v_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_r L_q i_q \quad (7)$$

$$v_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} - \omega_r (L_d i_d + \phi_f) \quad (8)$$

$$v_{s,max} \leq \sqrt{v_d^2 + v_q^2} \quad (9)$$

수식 (7)과 (8)에서 정상상태 조건을 적용하고 고정자 저항에 의한 전압강하분을 왼쪽으로 이동하여 정리한 후 양변을 제곱하면 수식(12)와 같다.

$$V_d - R_s i_d = -\omega_r L_q i_q \quad (10)$$

$$V_q - R_s i_q = \omega_r (L_d i_d + \phi_f) \quad (11)$$

$$(V_d - R_s i_d)^2 + (V_q - R_s i_q)^2 = V_{s,max}^2 - 2R_s (V_d i_d + V_q i_q) + R_s^2 (i_d^2 + i_q^2) \quad (12)$$

수식(12)의 두번째 항은 전동기의 입력 전력이고 내적에 대한 식으로 표현하면 다음과 같다.

$$V_d i_d + V_q i_q = \sqrt{V_d^2 + V_q^2} \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \cos \delta \quad (13)$$

여기서  $\cos \delta$ 는 전동기의 역률을 나타내며 IPMSM에 대하여 전동기 영역에서는 근사적으로 1이고 제동 영역에서는 근사적으로 -1 이라고 가정한 후, 수식(13)을 수식 (12)에 대입하면 다음과 같다.

$$(V_d - R_s i_d)^2 + (V_q - R_s i_q)^2 \approx V_{s,max}^2 \mp 2R_s \sqrt{V_d^2 + V_q^2} \sqrt{i_d^2 + i_q^2} + R_s^2 (i_d^2 + i_q^2) = (V_{s,max} \mp R_s I_{s,max})^2 \quad (14)$$

수식 (10)과 (11)을 이용하고 수식(14)에 대한 결과를 적용하여 전압제한식을 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} & (-\omega_r L_q i_q)^2 + (\omega_r L_d i_d + \omega_r \phi_f)^2 \\ &= (V_d - R_s i_d)^2 + (V_q - R_s i_q)^2 \\ &\approx (V_{s,max} - R_s I_{s,max})^2 \quad \text{if } T_r \omega_r > 0 \\ &\approx (V_{s,max} + R_s I_{s,max})^2 \quad \text{if } T_r \omega_r < 0 \\ &\triangleq V_{cf}^2 \end{aligned} \quad (15)$$

전압 제한식인 수식(15)를  $i_d$ 에 대하여 정리하면 수식(16)이 되고, 이 방정식을 항상 만족시키는  $i_d$ 를 계산하면 수식(17)이 된다.

$$\begin{aligned} & (\omega_r L_d)^2 i_d^2 + 2(\omega_r^2 \phi_f L_d) i_d + \\ & \{(\omega_r \phi_f)^2 + (-\omega_r L_q i_q)^2\} = V_{cf}^2 \end{aligned} \quad (16)$$

$$i_d = \frac{1}{L_d} \sqrt{\left( \frac{V_{cf}}{\omega_r} \right)^2 - (L_q i_q)^2} - \frac{\phi_f}{L_d} \quad (17)$$

$$\text{단, } V_{cf} = \begin{cases} V_{s,max} - R_s I_{s,max} & (\text{for } T_r \omega_r \geq 0) \\ V_{s,max} + R_s I_{s,max} & (\text{for } T_r \omega_r < 0) \end{cases}$$

또는 전류에 대한 제한식으로부터  $i_q = \sqrt{I_e^2 - i_d^2}$ 을 적용하여 수식(16)에 대입한 후  $i_d$ 에 대한 해를 구하면 수식(18)과 같이 얻을 수 있다.

$$i_d = \frac{-2 L_{ds} \phi_f + \sqrt{B^2 - 4AC}}{2 (L_{ds}^2 - L_{qs}^2)} \quad (18)$$

$$B^2 - 4AC = (2L_{ds} \phi_f)^2 - 4(L_{ds}^2 - L_{qs}^2) [(L_{qs} I_e)^2 + \phi_f^2 - (\frac{V_{cf}}{\omega_r})^2]$$

그리고  $i_q$ 는 전류 제한 식으로부터 구하면 다음과 같다.

$$i_q = \sqrt{I_e^2 - I_d^2} \quad (19)$$

### 3.3 제어영역의 결정 방법

기준속도와 실제속도의 차이 값에 따른 PI 제어기의 출력으로부터  $I_e$  를 구하고, 정토크 영역과 정출력 영역에 따라 수식 (5)와 (6), (18)과(19)를 각각 이용하여 전류 기준치를 계산해 주면 된다. 그런데 정토크 영역과 정출력 영역의 경계가 되는 기저속도는

$$\omega_{base} = \frac{V_{smax} - R_s I_{smax}}{\sqrt{(L_q i_q)^2 + (L_d i_d)^2 + 2L_d i_d \phi_f + \phi_f^2}} \quad (20)$$

으로 표현되므로 구동하는 전류와 전동기의 등가 피리미터의 변동에 따라 변한다는 것을 알 수 있다. 따라서 정토크 영역과 정출력 영역 중간에, 기저속도  $\omega_{base}$  와 임계 속도  $\omega_c$ 를 사용하여 중간 영역을 만들고 이 영역 내에서는 전압이 포화되었는지 유무에 따라 다시 정토크 영역과 정출력 영역으로 구분하여 제어하도록 한다. 이를 그림1에 나타내었다.

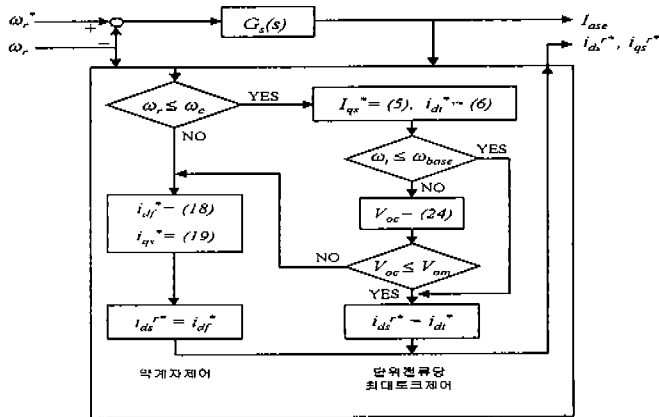


그림 1 d축 기준전류 계산 및 제어영역 결정 흐름도

### 3.4 전류제어기 보상(Decoupling current control)

d, q축 전류 성분은 d, q축 전압 방정식에서 서로 다른 성분인  $-\omega_r L_{qs} i_q$  와  $\omega_r L_{ds} i_d$  을 각각 포함하고 있기 때문에 서로 독립적으로 제어될 수 없다. 특히, IPMSM에서 이러한 상호 결합성분은 상대적으로 큰 인덕턴스 성분 때문에 매우 크게 나타나고 더욱이 속도가 커질수록 이 성분에 의한 효과는 커지게

된다. 따라서 고속영역의 약제자 영역에서 운전시 전류와 토크 특성에 나쁜 영향을 주게 되므로 이러한 간섭 성분을 보상해 주어야만 한다. d축과 q축 전류 제어기 출력에 보상해 주어야 할 성분은 각각  $V_{do}$ ,  $V_{qo}$  와 같으며 수식(23)과 같이 보상된다.

$$V_{do} = -\omega_r L_{qs} i_{qs}^r \quad (21)$$

$$V_{qo} = \omega_r L_{ds} i_{ds}^r + \omega_r \phi_f \quad (22)$$

$$V_d^* = G_{cd}(s) (i_d^* - i_d) + V_{do}$$

$$V_q^* = G_{cq}(s) (i_q^* - i_q) + V_{qo} \quad (23)$$

여기서  $G_{cd}$ ,  $G_{cq}$ : PI 제어기

$$V_o = \sqrt{V_{do}^2 + V_{qo}^2} \quad (24)$$

### 3.5 전압 명령 보상

약제자 영역에서 출력전압  $V_o$  은 최대출력전압  $V_{om}(= V_{smax} - R_s I_{smax})$ 과 같도록 유지되고, 단자전압  $V_a$ 는 전압 제한치  $V_{am}$ 과 거의 같도록 유지된다. 그렇지만 과도상태 구간에서 전압 명령치  $v^*$  ( $v_d^*$ ,  $v_q^*$ )는 인버터에서 이용 가능한 출력전압을 초과하게된다. 이 경우 d, q축 전류 제어기는 포화된 상태이며 d, q축 전류제어기는 서로 영향을 주게 된다. 따라서 과도 특성이 나빠지며 실제 전류가 지령 전류치를 추종하지 않을 수 있다. 이러한 문제점을 해결하기위한 전압 명령치 보상방법을 그림 2에 나타내었다.

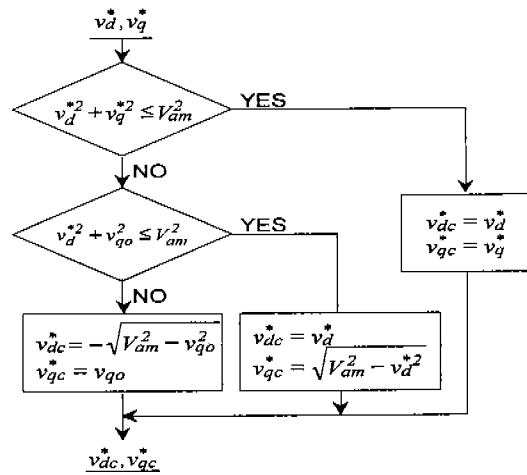


그림 2 전압 명령 보상

### 3.6 전동기 제어 알고리즘 구성도

속도제어기와 전류제어기, 그리고 전류제어기 보상과 전압 명령 보상(과변조 보상기)을 가진 IPMSM 용 벡터제어 알고리즘을 그림으로 표현하면 그림 3과 같다.

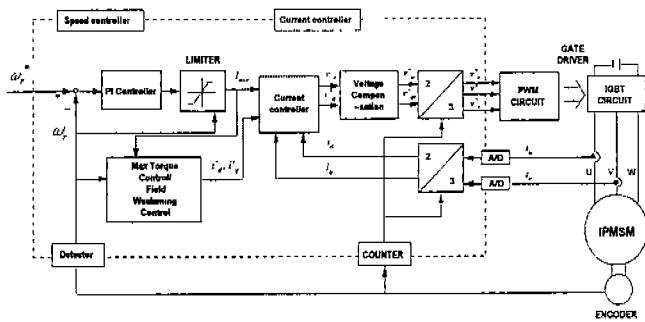


그림 3. IPMSM의 제어 알고리즘 구성도

#### 4. 실험 결과

독립 구동형 전기자동차용으로 개발된 IPMSM를 인버터와 결합한 상태에서 정격 부하 조건에서 속도에 따른 효율을 측정된 결과를 그림 4에 나타내었다. 그리고 그림 5에는 정격 속도와 정격 부하 조건에서 인버터를 이용하여 전동기의 온도 특성을 실험한 결과이다. 인버터 효율은 95.3%를 보였고 전동기 효율은 넓은 속도 범위에서 92% 정도를 보였다.

매입형 영구자석 동기 전동기용 제어장치는 2대의 전동기를 구동할 수 있도록 2대의 인버터 기능을 구비하도록 설계·제작되었으며 수냉식 구조를 가지고 있다. 시제품 사진을 그림 6에 나타내었다

#### 5. 결론

전기자동차용의 인버터는 전기자동차용으로 탑재되는 전동기가 통상 저속에서부터 고속 영역까지 넓은 범위에서 운전되고, 빠른 주행 성능을 요구하며, 부하 변동률이 크고 사용되는 전류 크기가 크다는 운전 특성을 가지고 있다. 따라서 이런 점을 고려하여 개발한 전기자동차용 인버터의 벡터제어 알고리즘을 소개하였으며, 시제품 제작과 매입형 영구자석 동기 전동기(IPMSM)와의 결합 실험을 통하여 전기자동차 용도로 적합한 인버터의 효율 특성을 얻었다. 또한 전동기의 효율과 온도 특성을 검증함으로써 제작한 인버터와 전동기(IPMSM), 그리고 감속기를 이용하여 바퀴에 직접 부착한 독립 구동형 전기자동차 용도의 추진 시스템 제작이 가능할 것으로 판단된다.

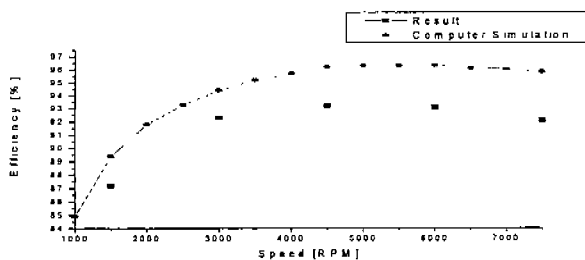


그림 4 속도에 따른 효율 곡선 (정격부하)

표 2 온도상승 실험 결과

실험조건		전동기 선간 전압 (Vrms)	전동기 상전류 (Ia)	역률	출력 계산 #1	토크	속도	출력 계산 #2
속도 (rpm)	부하 (Nm)	123.3	95.0	0.88	17.89	53.5	3000	16.81

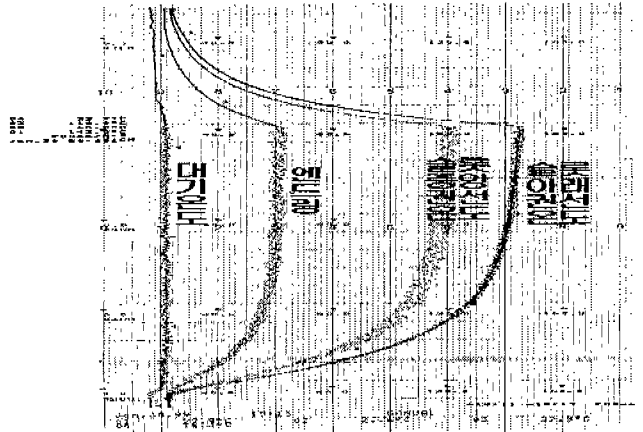


그림 5 온도 특성

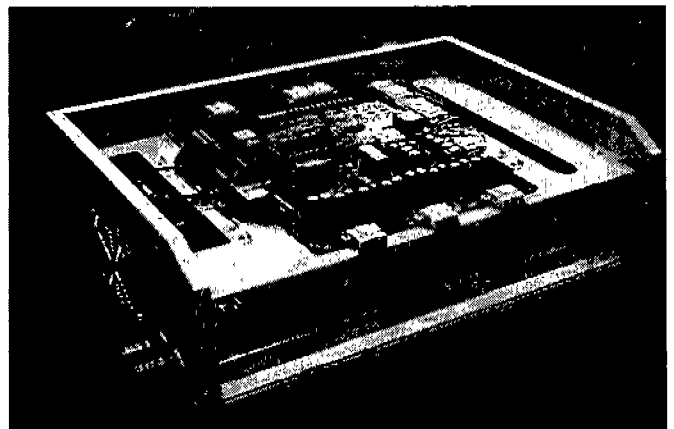


그림 6 매입형 영구자석 동기 전동기 제어기 (인버터) 시제품  
참고 문헌

- [1] B.Zhang, M.H. Pong, "Maximum Torque Control and Vector Control of Permanent Magnet Synchronous Motor", PEDES, 1998.
- [2] S. Morimoto, M. Sanada, and Y. Takeda, "Wide-Speed Operation of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors with High Performance Current Regulator", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 30, No. 4, pp. 920~926, 1994.
- [3] S. Morimoto, M. Sanada, and Y. Takeda, "Effects and Compensation of Magnetic Saturation in Flux-Weakening Controlled Permanent Magnet Synchronous Motor Drives", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 30, No. 6, pp. 1632~1637, 1994.