

## 전압 제한을 고려한 매입형 영구자석 전동기의 고성능 전류 제어

이주영\* 안병교\* 하인중\* 송인성\*\*

\*서울대학교 공과대학 전기공학부 \*\*국방 과학 연구소

### High Performance Current Control Scheme of IPM Motors with Physical Limitation of Stator Voltages

Joo-Young Lee\* Byoung-Gyo Ahn\* In-Joong Ha\* In-Seong Song\*

\*School of Electrical Engineering Seoul National University \*\*Agency of Defence Development

**Abstract** - Interior permanent magnet synchronous motors can be applied to applications requiring wide-speed operation. The current control scheme of an interior permanent magnet synchronous (IPM) motor via feedback linearizing technique is proposed. As the available voltage controlling the armature current is small in transient operations and/or flux-weakening region, the current control performance can be deteriorated. The high performance overmodulation strategy is also proposed to improve the current responses. The control performances are confirmed by simulations.

#### 1. 서론

매입형 영구자석 전동기는 회전자의 철심속에 자석을 삽입하여 원심력에 의한 자석의 비산을 구조적으로 방지하고 있어서 고속 운전에 유리한 장점을 지니고 있다. 그 종류에는 농형 권선에 의해 전원 주파수로 기동하고 자석에 의해 동기 속도로 운전하는 직입 구동 전동기(Line-Start PM Motor)와 농형 권선을 갖지 않는 매입형 영구 자석 전동기(Interior Permanent-magnet Motor)가 있다. 본 논문에서 다물 매입형 영구 자석 전동기(이하 IPM 전동기)는 영구 자석에 의한 토크 성분과 구조적인 돌극성으로 인해 생기는 토크리턴스 차에 의한 토크 성분이 합쳐진 토크를 발생시키기 때문에 이러한 회전자의 돌극성을 적절히 선계함으로써 자석 발생 토크를 개선해 고가의 자석을 절감할 수 있으며 이러한 성질을 완전히 이용한다면 고성능의 토크 제어를 할 수 있을 것이다.

일반적으로 전동기 제어에 있어서 전류 제어기는 다른 모든 제어기의 앞에 위치하며 따라서 전류 제어기의 특성이 전체 시스템에 큰 영향을 미치므로 매우 중요하다고 할 수 있다. 대표적인 전류 제어기의 형태로는 히스테리시스 뱅뱅(Hysteresis Bang-Bang), 삼각파 비교 방식, 예측 전류 제어 방식(Predictive Current Control) 등이 있다. 각 제어방식은 스위칭 주파수, 전류 리플, 고속에서의 제어 특성 등 여러 측면에서 장단점을 가지고 있다.

본 논문에서는 트래킹 방식에 근거한 전류 추종 제어기를

제안하는데, 이는 [1]에서 하이브리드 스텝 모터에 대하여 제안된 방식을 IPM 전동기에 맞게 적용한 것으로 볼 수 있다.

전류 제어기가 발생시킨 전압 명령은 인버터에 의해 PWM 형태로 모터에 인가되는데 인버터의 DC Link 전압에 의해 모터에 가할 수 있는 전압에는 한계가 있다. 따라서, 전압 명령이 이 범위를 벗어나게 되면 적절한 방법을 사용해서 전압 제한 내에서 주어진 전압 명령과 근사한 전압을 인가해야 한다. 이러한 방식을 과변조 기법이라 하는데 동일 위상 각 과변조 기법이나 최소 거리 과변조 기법 등이 제안된 바 있다.[7],[8]

본 논문에서는 과변조시 인가해야 할 전압을 선택하는데 있어서 제안된 전류 제어기의 형태를 고려함으로써 전류 추종 성능을 크게 향상시킨 새로운 과변조 기법을 제시한다.

#### 2. 전류 제어 알고리즘

##### 2.1 관련 선형화 기법에 의한 전류 제어기 구성

회전자 기준 d - q 좌표계에서 나타낸 매입형 영구자석 전동기의 전기적 동적 방정식을 나타내 보면 다음과 같다.

$$\frac{di_a}{dt} = -\frac{r}{L_a}i_a + \omega \frac{L_q}{L_d}i_a + \frac{1}{L_d}v_d \quad (1)$$

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{r}{L_q}i_q - \frac{\omega}{L_q}(L_d i_d + \lambda_m) + \frac{1}{L_q}v_q \quad (2)$$

여기서,

$v_d, v_q$ 는 d 축 q 축 고정자 전압

$i_d, i_q$ 는 d 축 q 축 고정자 전류

$r$ 은 고정자 저항

$L_d, L_q$ 는 고정자 셀프 인덕턴스

$\lambda_m$ 은 영구자석에 의한 flux linkage

본 논문에서는 트랙킹 방식에 근거한 다음과 같은 전류 추종 제어를 제안한다.

$$V_d = -\omega L_q i_q + r_i d + k_d (i_d^* - i_d) + L_d \frac{di_d^*}{dt} \quad (4)$$

$$V_q = \omega (L_d i_d + \lambda_m) + r_i q + k_d (i_q^* - i_q) + L_q \frac{di_q^*}{dt} \quad (5)$$

여기서,  $k_d > 0$ ,  $k_q > 0$

제안된 제어기의 추종성을 다음의 정리로 보일 수 있다.

정리 : 전류 추종오차  $\tilde{i}_d, \tilde{i}_q$ 를 각각  $\tilde{i}_d \triangleq i_d^* - i_d$ ,  $\tilde{i}_q \triangleq i_q^* - i_q$ 로 정의한다. 그러면 미분가능한 임의의 전류 명령  $i_d^*, i_q^*$ 에 대하여 식(4), (5)의 전류제어기는 다음과 같은 추종 성능을 보장한다.

$$\tilde{i}_d, \tilde{i}_q \rightarrow 0 \text{ as } t \rightarrow \infty \quad (6)$$

위의 정리는 Lyapunov-like 함수  $V \triangleq \frac{1}{2} \tilde{i}_d^2 + \frac{1}{2} \tilde{i}_q^2$ 를 사용하면 쉽게 보일 수 있으므로 그 증명은 생략하기로 한다.

## 2.2 새로운 과변조 기법

2.1에서 제안한 전류 제어기는 전동기에 인가해 줄 수 있는 전압에 제한이 없는 경우 완벽한 수렴성을 보장한다. 그러나, 실제로는 인버터의 DC Link 전압에 의해 전동기에 인가할 수 있는 전압에는 한계가 있으며 전류 제어기가 발생시킨 전압명령이 이 한계를 벗어났을 때 어떠한 과변조 기법을 사용하는가에 따라 시스템의 성능이 크게 좌우될 수 있다.

이제, 본 논문에서 제안하는 새로운 과변조 기법에 대해 설명하겠다.

우선 식 (4), (5)을 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$V_d = V_{dcomp} + V'_d \quad (7)$$

$$V_q = V_{qcomp} + V'_q \quad (8)$$

$$V_{dcomp} = r_i d + \omega L_q i_q + L_d \frac{di_d^*}{dt} \quad (9)$$

$$V_{qcomp} = r_i q + \omega (L_d i_d + \lambda_m) + L_q \frac{di_q^*}{dt} \quad (10)$$

$$V'_d = k_d \tilde{i}_d \quad (11)$$

$$V'_q = k_q \tilde{i}_q \quad (12)$$

모터에 인가할 수 있는 전압은 인버터의 스위치 상태에 따라 전압 평면에서 그림 1에서와 같은 육각형의 내부로 주어지며 이를 육각형과 같은 면적을 갖는 원으로 근사화 할 수 있다. 이를 다음 식(13)으로 나타낼 수 있다.

$$V_d^2 + V_q^2 = (V_{dcomp} + V'_d)^2 + (V_{qcomp} + V'_q)^2 \leq M^2 \quad (13)$$

이제 다음과 같은 가정을 하자.

$$\text{가정 : } (V_{dcomp})^2 + (V_{qcomp})^2 < M^2 \quad (14)$$

식(13)에서  $V_{dcomp}, V_{qcomp}$ 는 각각 저항에 의한 전압 강하 성분과 역기전력 보상항, 그리고 전류 명령의 미분항으로 주어지는데, 저항에 의한 전압 강하 성분과 역기전력 보상항은 전동기라는 특성상 항상 식(14)으로 주어지는 원 내부에 존재하며 전류 명령의 미분항이 위의 가정을 만족시킬 수 없을 만큼 큰 경우에는 식(13)로 주어지는 전압을 가지고는 그러한 전류 명령을 추종할 수 없으므로 전류 명령의 변화율을 제한할 필요가 있다.

식(11), (12)에서  $k_d = k L_d, k_q = k L_q$ 로 놓았을 때 식(13)의 전압 제한 조건을 만족한다면  $\tilde{i}_d, \tilde{i}_q$ 는 시상수  $\frac{1}{k}$ 을 갖고 지수적으로 0으로 수렴한다. 그러나, 전압 제한 조건을 만족하지 않을 때 즉, 과변조 상태에서는 이러한 빠른 수렴성을 보장할 수 없게 된다. 서론에서 언급한 동일위상각 과변조 기법이나, 최소거리 과변조 기법은 최종적으로 주어진 전압 명령 벡터  $[V_d \ V_q]^T$ 를 전압 제한 내부의 벡터로 근사하는 방법인데 반하여 여기서는  $V_{dcomp}, V_{qcomp}$ 은 그대로 유지

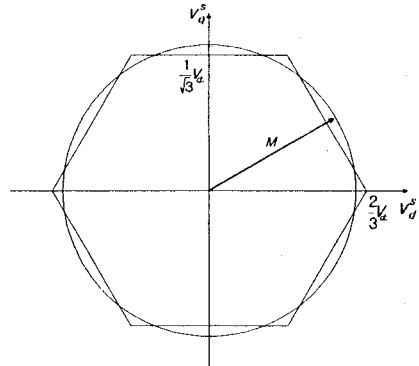


그림 1: 인버터의 전압 출력 가능 영역

하고 이득  $k_d$ 와  $k_q$ 를 적절히 감소시켜서 전압 명령 벡터가 전압 제한을 만족하도록 하고자 한다. 그림 2에서 점 A는 주어진 전압 명령 벡터  $[V_d \ V_q]^T$ 을 나타낸다. A가 식(13)로 주어지는 원의 내부에 있지 않으므로 과변조 상태이며 점 A'은 이때 동일 위상각 과변조 기법에서 인가하는 전압 벡터를 나타낸다. 본 논문에서 제안하는 과변조 기법은 다음과 같은 두 가지 경로를 고려한다. 우선  $k_d$ 를 일정하게 유지한 채  $k_q$ 만 줄여 나가면 점 B를 얻을 수 있다. 또,  $k_d$ 를 일정하게 유지한 채  $k_q$ 를 줄이면  $k_d = 0$ 일때 점 C'에 도달하고 여기서 다시  $k_q$ 를 줄여 나가면 점 C에 도달하게 된다. 점 A의 위치에 따라 비슷한 방법으로 두 점 B, C를 얻을 수 있다. 점 B와 점 C를 연결하는 작은 호 위의 점들의 집합을 T라 하자. 그러면 그림 2을 참고하면 집합 T는 다음 식 (15)으로 나타낼 수 있다.

$$T = \left\{ \begin{array}{l} (v'_d)^2 + (v'_q)^2 = M^2 \\ x_{\min} \leq v'_d \leq x_{\max}, y_{\min} \leq v'_q \leq y_{\max} \end{array} \right\} \quad (15)$$

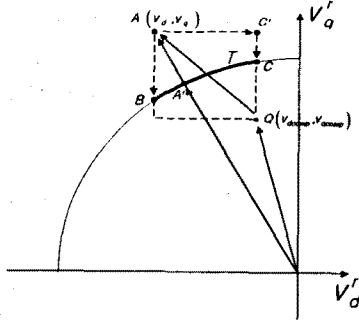


그림 2: 새로운 과변조 기법과 동일 위상각 과변조 기법

여기서  $x_{\min}, x_{\max}, y_{\min}, y_{\max}$ 는  $\tilde{l}_d \leq 0, \tilde{l}_q \geq 0$  일때 다음과 같이 결정할 수 있다.

$$x_{\min} = v'_d$$

$$x_{\max} = \begin{cases} v'_d & , \text{if } \text{sgn}(v'_d) = \text{sgn}(\tilde{l}_d) \text{ or } |\tilde{l}_d| > M \\ 0 & , \text{else} \end{cases}$$

$$y_{\min} = \begin{cases} v'_q & , \text{if } \text{sgn}(v'_q) = \text{sgn}(\tilde{l}_q) \text{ or } |\tilde{l}_q| > M \\ 0 & , \text{else} \end{cases}$$

$y_{\max} = v'_q$   
 $\tilde{l}_d, \tilde{l}_q$ 의 부호가 다를때에도 비슷한 방법으로 결정할 수 있다.

위의 가정을 이용하면, 과변조 상태에서는 위와 같은 방법으로 얻은 집합 T의 임의의 점에 해당하는 벡터를 인가하고, 과변조 상태가 아닐때에는 식(4), (5)로 주어지는 전압 벡터를 인가하는 방법에 의해 전류 오차  $\tilde{l}_d$ 와  $\tilde{l}_q$ 가 0으로 수렴함을 보일 수 있다. 그러나, 과변조시 집합 T의 어느 벡터를 선택하는가에 따라서 전류 제어 성능에 차이가 있다.

본 논문에서는 과변조시 집합 T의 벡터 중 하나를 선택하는 한 예로 다음과 같은 방법을 제안한다.

우선 다음과 같이 전류 오차의 함수 e를 정의하자.

$$e \triangleq \frac{1}{2} (\tilde{l}_d^2 + \tilde{l}_q^2) \quad (16)$$

이제 e를 시간에 대해 미분한 후 식(6), (9)을 이용하여 다음식(16)과 같이 전개할 수 있다.

$$\frac{de}{dt} = -\frac{\tilde{l}_d}{L_d} v'_d - \frac{\tilde{l}_q}{L_q} v'_q \quad (17)$$

식(16)을 벡터 형태로 표시하면 다음 식 (17)과 같이 된다.

$$\frac{de}{dt} = \tilde{\mathbf{a}}^T \cdot \tilde{\mathbf{v}}' \quad (18)$$

여기서,

$$\tilde{\mathbf{a}} = \begin{bmatrix} -\frac{\tilde{l}_d}{L_d} & -\frac{\tilde{l}_q}{L_q} \end{bmatrix}^T, \quad \tilde{\mathbf{v}}' = \begin{bmatrix} v'_d & v'_q \end{bmatrix}^T$$

식 (18)에서  $\tilde{\mathbf{v}}'$ 를  $\tilde{\mathbf{a}}$ 와 180°의 각을 이루도록 잡는다.

즉,

$$\tilde{\mathbf{v}}' = -\rho \cdot \tilde{\mathbf{a}} = \rho \cdot \begin{bmatrix} \frac{\tilde{l}_d}{L_d} & \frac{\tilde{l}_q}{L_q} \end{bmatrix} \quad (19)$$

여기서,  $\rho$ 를 구하기 위해 식 (19)와 (6) ~ (9)를 식 (13)의 경계 조건에 대입하면 다음과 같이  $\rho$ 를 구할 수 있다.

$$\rho = -\frac{B}{A} + \sqrt{\left(\frac{B}{A}\right)^2 + \frac{C}{A}} \quad (20)$$

여기서,

$$A = \frac{\tilde{l}_d^2}{L_d^2} + \frac{\tilde{l}_q^2}{L_q^2} \quad (21)$$

$$B = \frac{\tilde{l}_d}{L_d} v_{dcomp} + \frac{\tilde{l}_q}{L_q} v_{qcomp} \quad (22)$$

$$C = M^2 - v_{dcomp}^2 - v_{qcomp}^2 \quad (23)$$

식(6), (7), (18)로부터 다음 식(24), (25)를 얻을 수 있다.

$$\tilde{v}_d = v_{dcomp} + \rho \frac{\tilde{l}_d}{L_d} \quad (24)$$

$$\tilde{v}_q = v_{qcomp} + \rho \frac{\tilde{l}_q}{L_q} \quad (25)$$

또, 과변조가 발생했을 경우 인가하는 전압은 식(19)로 주어지는 집합 T의 원소이어야 하므로 과변조시 최종적으로 인가해야 하는 전압 명령  $[v_{dc}, v_{aq}]$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$[v_{dc}, v_{aq}] = \begin{cases} \begin{bmatrix} \tilde{v}_d \\ \tilde{v}_q \end{bmatrix} & , \text{if } (\tilde{v}_d, \tilde{v}_q) \in T \\ \begin{bmatrix} x_{\min} \\ (\text{sgn}(\tilde{l}_d)) \sqrt{M^2 - x_{\min}^2} \end{bmatrix} & , \text{if } \tilde{v}_d < x_{\min} \\ \begin{bmatrix} x_{\max} \\ (\text{sgn}(\tilde{l}_q)) \sqrt{M^2 - x_{\max}^2} \end{bmatrix} & , \text{if } \tilde{v}_q > x_{\max} \end{cases} \quad (26)$$

이제, 위에서 제시한 과변조 기법에 대해서 몇가지 언급해 보기로 하자. 첫째, 식(1), (2)에서 보듯이 전류 평면에서 전류의 진행 방향은 역기전력에 의한 성분과 인가 전압에 의한 성분의 합으로 결정되는데 식(23)으로 주어지는 과변조 기법은 역기전력 보상항 ( $v_{dcomp}, v_{qcomp}$ )을 그대로 유지하고 있으므로 역기전력에 의한 전류의 drift를 막고 오차를 줄이는 방향으로 전류를 유도할 수 있다[5]. 그러나, 기존에 많이 사용되던 동일 위상각 과변조 기법이나 최소 거리 과변조 기법은 이러한 개념이 없이 전류 제어기의 출력과 유사한 전

압 벡터를 전압 제한 내에서 찾는 기법이므로 결과적으로 주어진 벡터가 역기전력과 합해졌을 때 전류의 진행 방향을 원하는 방향으로 유도해 간다는 보장을 할 수 없다. 둘째, 식(19)에서  $\vec{V}'$ 을 식(18)에서 주어진  $\vec{a}$ 와 반대 방향으로 잡음으로써 같은 크기를 갖는 벡터 중에서는  $\frac{de}{dt}$ 를 최소로 만들게 됨을 알 수 있다. 셋째, IPM 전동기는 q 축 인덕턴스가 d 축 인덕턴스에 비해 3 ~ 4 배 정도 크므로, 식(19)에서 살펴보면 과변조시 같은 전류 오차에 대해 d 축의 전압 명령을 q 축 명령보다 크게 발생시킴을 볼 수 있는데, 이는 전류의 수렴 속도 향상에 도움을 주게 된다. [6] 예나하면, IPM 전동기의 토크 제어는 주로 전류당 최대 토크 발생 제어 방식을 사용하는데, 이 방식은 토크 명령이 커짐에 따라 q 축 전류 명령은 양(+)의 방향으로, d 축 전류 명령은 음(-)의 방향으로 큰 값을 요구하게 된다. 따라서, d 축 전류가 빨리 수렴하게 되면 식(9)에서  $V_{qcomp}$ 가 빨리 줄어들게 되고, 이에 따라서 인가할 수 있는 q 축 유효 전압( $V_d'$ )이 커지므로 결과적으로 수렴 속도가 빨라지게 된다.

### 3. 시뮬레이션을 통한 성능 분석

본 논문에서 제안한 과변조 기법의 성능 분석을 위해서 현재 널리 쓰이고 있는 동일 위상각 과변조 방식과 비교해 본다. 시뮬레이션에 적용된 매입형 영구자석 전동기의 사양은  $r = 0.57\Omega$ ,  $\lambda_m = 0.108Wb$ ,  $L_d = 8.72mH$ ,  $L_q = 22.8mH$ 이며  $V_{oc} = 300V$ 이다.

그림 3과 4는 4000rpm에서 전류 명령이 step으로 인가되었을 때 d 축과 q 축 전류의 과도 상태에서의 응답 특성을 나타낸다. 그림에서 위첨자 1은 기존의 동일 위상각 과변조 기법을, 위첨자 2는 본 논문에서 제안된 기법을 나타내며 위첨자 \*는 명령치를 나타내게 된다. 전류 명령이 인가된 직후에는 전류 오차가 매우 크므로 전압 명령도 따라서 커지게 되어 인버터의 출력 가능 영역을 넘는 과변조 상태가 된다.

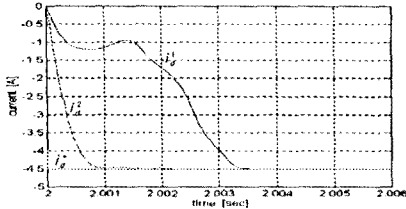


그림 3: d 축 전류의 응답 특성

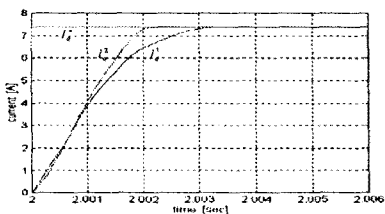


그림 4: q 축 전류의 응답 특성

그림에서 볼 수 있듯이 제안된 과변조 기법을 사용하면 전류 오차가 단조 수렴하지만 기존의 방식에서는 그렇지 않음을 확인할 수 있다. IPM 전동기는 전동기의 구조가 고속 회전에 적합하게 되어 있으므로 고속 회전을 요구하는 분야에 많이 사용되게 된다. IPM 전동기를 정격 속도 이상의 고속에서 동작시키려면 약계자 제어기법을 사용해야 한다. 이때에는 역기전력이 매우 커져서 과변조 상태가 빈번히 발생하게 되며 전류 제어 성능이 전동기의 속도 응답 특성까지 영향을 미치게 된다. 그림 5.3은 약계자 제어영역에서 속도 명령이 스텝으로 인가 되었을 때의 전류 및 속도의 응답 특성을 나타낸다. 기존의 동일 위상각 과변조 기법을 사용하면 전류 제어기의 포화로 인해 전류 제어 성능이 크게 떨어짐을 볼 수 있으며 이로 인해 속도 응답도 늦어지게 된다. 그러나, 제안된 과변조 기법을 사용하면 실제 전류가 전류 명령을 빨리 추종하므로 속도 응답특성이 향상된다.

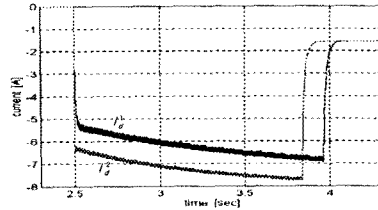


그림 5: 약계자 제어 영역에서의 d 축 전류 응답

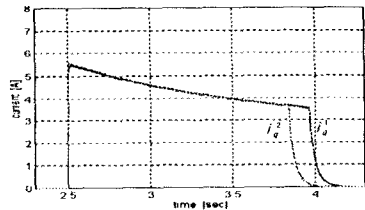


그림 6: 약계자 제어 영역에서의 q 축 전류 응답 특성

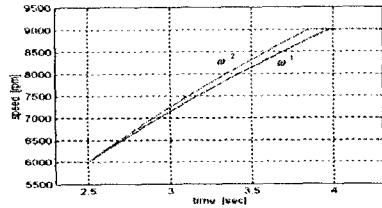


그림 7: 약계자 제어 영역에서의 속도 응답

### 4. 결론

본 논문에서는 IPM 전동기에 대해 트랙킹 방식에 근거한 전류 제어기와 새로운 과변조 기법을 제시하였으며 시뮬레이션을 통해 제안된 과변조 기법의 성능을 확인할 수 있었다.

한편, 본 논문에서는 전동기 변수의 변동 등을 고려하지 않았으므로 전동기 변수가 변하면 전류 제어 성능에 영향을

미치게 된다. 따라서, 전동기 변수의 변동에 둔감한 제어기의 설계가 요구된다.

#### 참고 문헌

- [1] S.H.Chu, I.J.Ha, "Feedback-Linearizing Control of Hybrid Step Motors," in INT.J.CONTROL, vol. 61, No. 5, pp.1143-1167 1995.
- [2] T.M.Jahns, "Flux-weakening regime operation of an interior permanent magnet synchronous motor drive," IEEE Trans. on Industrial Applications, vol.IA-23, No.4, July/August 1987.
- [3] T.M.Jahns, "Control technics for improved high-speed performance of interior PM synchronous motor drives," IEEE Trans. on Industrial Applications, vol.27, No. 5, September/October 1991.
- [4] T.M.Jahns, G.B.Kliman, T.W.Neumann, "Interior permanent magnet synchronous motors for adjustable-speed drives," IEEE Trans. on Industrial Applications, vol. IA-22, No.4, July/August 1986.
- [5] Jul-Ki Seok, Seung-Ki Sul, "A New Overmodulation Strategy for Induction Motor Drive Using Space Vector PWM," APEC Vol.1 pp.211-216, 1995.
- [6] Shigeo Morimoto, Masayuki Sanada, Yoji Takeda, "Wide-Speed Operation of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors with High-Performance Current Regulator," IEEE Trans. on Industrial Applications, Vol.30, No. 4, July/August 1994.
- [7] T.G.Habetler, F.Profumo, M.Pastorelli, and L.M.Tolbert, "Direct torque control of induction machines using space vector modulation," IEEE Trans. on Industry Applications, vol.28, No. 5, pp.1045-1053, 1991
- [8] D.R.Scidl, D.A.Kaiser, and R.D.Lorenz, "One-step optimal space vector PWM current regulation using a neural network," in Proc. IEEE-IAS Ann. Meet., pp.867-874, 1994