

FAM 법에 의한 유도형 서보 전동기의 전력회생 구동

홍정표, 남정락, 김종달
부경대학교, 동명대학

Regenerative Power Drive of a Induction Motor Based the Acceleration Method

Jeng-Pyo Hong, Jing-Rak Nam, Jong-Dal Kim
PuKyong National Univ., TongMyong College

Abstract - 본 연구는 스파이럴 벡터에 기초한 유도전동기 모델의 해석을 나타내고 이 해에 기초한 자계가속법(Field Acceleration Method)에 의해 순시 토크 제어와 회생전력 해석을 나타내었다. 전압지령형의 PWM제어에서 전압형 인버터에 의해 전동기가 동작할 때 전력회생이 수식으로 해석 되었다.

전압지령형의 전압 PWM 인버터에 의한 유도 전동기의 속도 서보시스템을 설계하고 이 속도제어 시스템을 이용해 가감속시의 소비(회생)전력을 측정하여 실제 시스템에서 전력 절약정도를 검토하였다. FAM법에 의한 실험을 행하고 유효성을 확인하였다. 고정자 저항의 측정오차나 변동은 여자전압에 맥동이 생겨 출력 토크에 영향이 나타는 것을 알 수 있었다.

Acceleration Method)에 의해 순시 토크 제어와 회생전력 해석을 나타내었다. 전압지령형의 PWM제어에서 전압형 인버터에 의해 전동기가 동작할 때 전력회생이 수식으로 해석 하였다.

전압지령형의 전압 PWM 인버터에 의한 유도 전동기의 속도 서보시스템을 설계하고 이 속도제어 시스템을 이용해 가감속시의 소비(회생)전력을 측정하여 실제 시스템에서 전력 절약정도를 검토하였다. 고정자 저항의 측정오차나 변동이 생기는 경우, 지령전압에 오차 요소가 포함되어 여자전압에 맥동이 생겨 출력 토크에 영향이 나타는 것을 알 수 있었다. 제안한 제어방법의 유효성을 확인하였고 제동시의 회생전력을 적극적으로 이용함으로써 가변속 시스템에 전력절약을 할 수 있는 것을 제시하였다.

1. 서 론

서보전동기로 사용되는 유도전동기의 순시 토크 제어는 회전벡터(Trans-vector) 제어에 의해 실용화되고 있다. 직류 전동기에 비해 구조상 많은 이점이 있는 농형 유도전동기는 비교적 대출력 또는 악 환경하의 가변속구동 시스템에 널리 사용되고 있다.

유도전동기 동작해석에 많이 이용되고 있는 회전 2축 이론에 의한 회로방정식은 4원 연립미분방정식이 되어 전산기 등에 의해 수치해석은 가능하지만 과도현상 및 정상상태를 겹쳐서 해석적으로 해를 구하는 것은 어렵다.

과도현상과 정상상태의 동일한 해석을 위해서 山村昌氏에 의한 감쇠회전 벡터(Spiral vector)가 제안되고 있다 [1]. 스파이럴 벡터를 이용한 상분리법(phase segregation method)에 의한 3상농형 유도전동기의 등가 회로는 변수변환을 행하지 않고 한 상의 변수만으로 과도현상과 정상상태 해석에 적용 가능하다.

여자전류를 일정 원 벡터로 유지하는 유도전동기의 제자가속법(FAM :Field Acceleration Method)이 제안되고 있다 [3].

유도전동기의 전력회생 구동은 대출력, 정속구동 시스템에서는 회생전력의 적극적인 이용이 행해지고 있지만 다변한 가변속 서보 시스템에서는 일반적으로 회생전력은 제동 저항 등에서 소비되고 있다. 유도전동기 고성능제어는 많은 연구가 있지만 서보시스템에서 회생전력의 적극적인 이용을 고려한 것은 적다. 이 이유는 유도 전동기의 제어에 전류 지령형의 제어가 사용되고 있는 것이 원인의 하나라고 생각된다. 전류 지령형의 제어는 제어 알고리즘에서 회생전력이 역전압의 형으로 전원에 귀환되기 때문에 이 전력을 다른 형으로 변환하는 것은 어렵다. 따라서 인버터는 전압형의 인버터를 이용한 것이 회생전력을 역전류의 형으로 이용하는 것도 가능하지만 회생전력의 해석 등은 확립되어 있지 않다.

본 연구는 스파이럴 벡터에 기초한 유도전동기 모델의 해석을 나타내고 이 해에 기초한 자계가속법(Field

2. 스파이럴 벡터와 유도전동기 모델

山村 씨에 의해 제안된 전류 Spiral vector는 (1)과 같이 정의되는 함수이다.

$$i = Ae^{\delta t}, \quad \delta = -\lambda + j\omega \tag{1}$$

전류 i 는 시간 t 에 따라 복소 평면상에 나선(Spiral)을 만들기 때문에 Spiral 벡터이다. 여기서 $\lambda=0$ 라면 i 는 정상교류를 나타내고 이것을 원 벡터 (circular vector)라 한다.

1차 a 상, 2차 r 상만으로 상분리하여 스파이럴 벡터로 나타낸 유도전동기 회로방정식은 (2)이다.

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1 + (L_1 + \frac{3M}{2})p & \frac{3M}{2}p \\ \frac{3M}{2}(p - j\omega_m) & R_2 + (L_2 + \frac{3M}{2})(p - j\omega_m) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} \tag{2}$$

식(2)에서 e_s 는 식(3)와 같이 정의하고 속도 기전력이다.

$$e_s = -j\omega_m \left\{ \frac{3M}{2} i_1 + (L_2 + \frac{3M}{2}) i_2 \right\} \tag{3}$$

(2)의 회로방정식은 임의의 매개 파라미터 $\alpha = \frac{L_1 + \frac{3M}{2}}{\frac{3M}{2}}$

이용하여 $C_1[v] = C_1[Z]C_1[i]$ 형으로 변환하면 (4)이 된다. 이 변형에서 1차 누설 인덕턴스 L_1 은 나타나지 않는다. 그리고 윗 첨자 α 는 변형후 변수를 나타낸다.

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1 + \frac{3M\alpha}{2}p & \frac{3M\alpha}{2}p \\ \frac{3M\alpha}{2}(p - j\omega_m) & R_2 + (L_2\alpha + \frac{3M\alpha}{2})(p - j\omega_m) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2^\alpha \end{pmatrix} \tag{4}$$

3. 전압입력형 FAM법과 회생구동

3.1 전동기 토크

(3)은 여자전류 $i_0^\alpha = i_1 + i_2^\alpha$ 를 이용해 고쳐 쓰면 (5) (6)이 된다.

$$v_1 = R_1 i_1 + \frac{3M\alpha}{2} p i_0^\alpha \quad (5)$$

$$0 = \frac{3M\alpha}{2} (p - j\omega_m) i_0^\alpha + \alpha R_2 i_2^\alpha + I_2^\alpha (p - j\omega_m) i_2^\alpha \quad (6)$$

FAM법은 여자전류 i_0^α 를 (7)과 같이 정의하고 원 벡터에 유지하는 것이다.

$$i_0^\alpha = \sqrt{2} |I_0^\alpha| e^{j(\omega t + \phi_0)} \quad (7)$$

이 때 (5)는 (8)가 되고 여자 전압은 (9)이 된다.

$$v_1 = R_1 i_1 + j\omega \frac{3M\alpha}{2} i_0^\alpha \quad (8)$$

$$\begin{aligned} e_1^\alpha &= j\omega \frac{3M\alpha}{2} i_0^\alpha \\ &= j\omega \frac{3M\alpha}{2} \sqrt{2} |I_0^\alpha| e^{j(\omega t + \phi_0)} \end{aligned} \quad (9)$$

(8)을 (5)에 대입하면 일반해는 (10)이다.

$$i_2^\alpha = -\frac{s}{R_2\alpha + s\omega L_2\alpha} e_1^\alpha + |I_2^\alpha| A e^{-\frac{R_2\alpha}{L_2\alpha} t} e^{j\omega_m t} \quad (10)$$

여기서, $|I_2^\alpha| = s\omega \frac{3M\alpha}{2} |I_0^\alpha| \frac{\sqrt{(R_2\alpha)^2 - (s\omega L_2\alpha)^2}}{(R_2\alpha)^2 + (s\omega L_2\alpha)^2}$ 이고

과도항의 시정수 $\frac{L_2\alpha}{R_2\alpha}$ 는 7.6[msec]이다. 3상 토크는 (11)이다.

$$\begin{aligned} T_3 &= \frac{9PM}{4} \text{Im}[i_0^\alpha i_2^{\alpha*}] \\ &= \frac{3P}{2} \left(\frac{3M\alpha}{2}\right)^2 s\omega |I_0^\alpha|^2 \frac{\sqrt{(R_2\alpha)^2 - (s\omega L_2\alpha)^2}}{(R_2\alpha)^2 + (s\omega L_2\alpha)^2} \cos\theta_2 (1 - e^{-\frac{R_2\alpha}{L_2\alpha} t}) \end{aligned} \quad (11)$$

여기서 $\theta_2 = \tan^{-1} \frac{s\omega L_2\alpha}{R_2\alpha}$ 이고 정격 토크 범위에서 $s\omega t \gg \theta_2$ 이다. (10)에서 변수는 슬립 각속도 $s\omega$ 와 시간 뿐이고 과도 시정수는 매우 작은 것으로 무시하면, 토크는 슬립각속도 만에 의존하는 것이 된다. 따라서 슬립 주파수가 작은 영역에서는 토크는 슬립주파수에 비례한다.

3.2 전압 입력형 FAM법에 의한 회생전력

식 (11)에서 부 토오크 발생은 슬립 각속도가 음(-)으로 되는 것이고 회생전력은 과도항을 무시하면 (12)이다. 전원으로 귀환하는 전력은 R_1 에 의한 손실을 제외한 부분이다.

$$\begin{aligned} P_{03} &= \frac{9PM}{4} \omega_m \text{Im}[i_0^\alpha \cdot i_2^{\alpha*}] \\ &= 3\omega_m \frac{P}{2} \left(\frac{3M\alpha}{2}\right)^2 s\omega |I_0^\alpha|^2 \frac{\sqrt{(R_2\alpha)^2 - (s\omega L_2\alpha)^2}}{(R_2\alpha)^2 + (s\omega L_2\alpha)^2} \cos\theta_2 \end{aligned} \quad (12)$$

그림 1은 유도전동기의 실제 인버터 동작에서 인버터와 전동기의 1상분의 회생동작 모델을 나타낸 것이다.

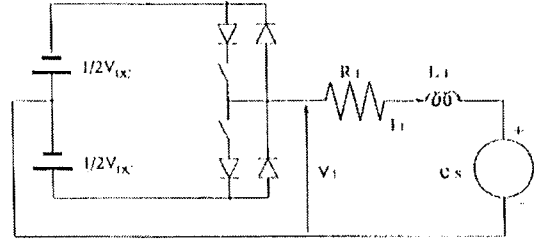


그림 1. 회생동작모델(1상분)

어떤 PWM 주기에서 전동기가 회생동작이 된다고 하면 1차전류 I_1 과 상전압 V 는 $I_1 V < 0$ 의 조건이고 듀티비 (Duty ratio)는 r_{PWM} 이다. I_1 이 정(Positive)의 경우 Upper의 스위치가 on 되어있는 $r_{PWM} \cdot \frac{1}{f_{PWM}}$ 의 구간에서 I_1 는 Upper의 스위치를 통해 전동기에 흐른다. 이후 $(1 - r_{PWM}) \cdot \frac{1}{f_{PWM}}$ 의 구간은 Upper가 off 이고 Lower 스위치가 on 이 되기 때문에 Lower의 플라이휠 다이오드를 통해 전동기로 흐른다. 따라서 전반과 후반의 각각의 소비에너지는 (13)이 된다.

$$\left. \begin{aligned} E_{fh} &= r_{PWM} \cdot \frac{1}{f_{PWM}} \frac{1}{2} I_1 V_{DC} \quad [J] \\ E_{lh} &= (1 - r_{PWM}) \cdot \frac{1}{f_{PWM}} \frac{1}{2} I_1 V_{DC} \quad [J] \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

그리고 회생된 에너지는 (14)이다.

$$E = -(2r_{PWM} - 1) \frac{1}{f_{PWM}} I_1 \frac{1}{2} V_{DC} \quad (14)$$

여기서 상전압은

$$V = \frac{1}{2} V_{DC} (2r_{PWM} - 1) \quad (15)$$

이다. 이 PWM 주기의 평균 회생전력은 $-I_1 V$. I_1 가 음(-)의 경우도 같고 전압형 PWM 인버터 회생전력은 $-I_1 V$ 이다.

4. 속도제어

구동시스템에 사용한 전동기는 300[W]이고 그 정격 및 정수는 표 1에 나타냈다. 회전 속도범위는 0-3000rpm 이고 대응하는 동기주파수는 0-50Hz이다. 전압지령형 인버터를 사용하고, 토오크 제어는 전압형 FAM법을 이용한다.

표 4.1 전동기 정수

여자 전류	0.5A	R_1	5.86
정격속도	3000rpm	R_2	5.3
정격전압	120V	$L_1 L_2$	0.164
정격전류	2.0A	M	0.143

$|I_0^\alpha|$ 는 0.5A이하로 두면 표 2는 전동기 정수와 제어법칙에서 결정한 제어정수이고 K_p 는 토오크 제어 성능에는 영향을 끼치지 않기 때문에 시행착오에 의해 결정했다.

표 2. 제어 정수

K_{e1}	0.1163	토크정수	0.0765
K_{sw}	127	토크제한	0.54Nm

4.1 제어 알고리즘

그림 2는 제어계의 구성을 나타낸다. 샘플링 속도의 고속화를 위해 소프트웨어는 어셈블리로 기술하고 정수연산을 행한다. 속도제어는 FAM법을 이용하고 실험의 주목적이 토크 제어 성능이기 때문에 비례요소만의 피드백으로 한다.

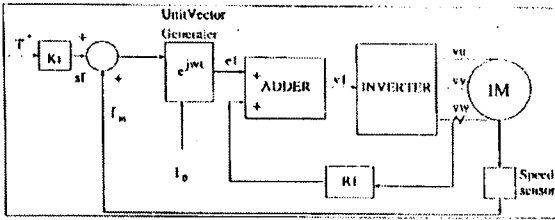


그림 2. 제어계 블록선도

토크 지령치 T^* 는 게인(gain)을 K_b , 속도오차를 ω_e 로 하면 (16)이다.

$$T^* = K_b \cdot \omega_e \quad (16)$$

토크 지령에 대한 슬립주파수는 (17)이다.

$$s\omega^* = K_{sw} \cdot T^* \quad (17)$$

여자전압 e_1 는 (9)에 의해 (18)으로 구해진다.

$$e_1 = K_{e1} \omega e^{j(\omega t + \phi_0 + \frac{\pi}{2})} \quad (18)$$

전압 지령치는 여자전압에 R_1 에 의한 전압강하를 보상하여 (19)이다.

$$V_1^* = R_1 i_1 + K_{e1} \omega \cos(\omega t + \phi_0) \quad (19)$$

그리고 전압 지령치를 직류전원전압으로 나눈 것이 최종적인 출력의 Duty 비가 된다.

5. 실험결과

5.1 구동실험

그림 4는 속도 지령을 3000rpm으로 했을 때의 속도 응답이다. 그림에서 가속 부분은 대체로 일정 가속으로 되며 토크 제어가 정상으로 행해지고 있는 것을 나타내고 있다.

그림 5은 기동 직후 속도응답을 확대해서 나타낸 것이다. 속도 지령치를 준 후 가속이 시작되어 실제 응답이 출력 할 때까지의 시간은 약 10[msec]가 되었고 이 결과에서 전압입력형 FAM법의 과도항의 영향이 확인 가능하다. 이론치와 실측치 사이에 오차가 있지만 이것은 전동기의 물리적 정수 특히, 점성계동 계수가 정확하지는 않기 때문이라 여겨진다. 그림 6은 속도 지령치 864 [rpm], 1728 [rpm], 1944 [rpm]에 대한 속도응답을 나타낸 것이다. 모든 정수는 표 1, 2의 것을 이용했다. 모두 정상적으로 안정하게 동작하고 있지만 저속에서는 토크 맥동이 심한 것을 볼 수 있다.

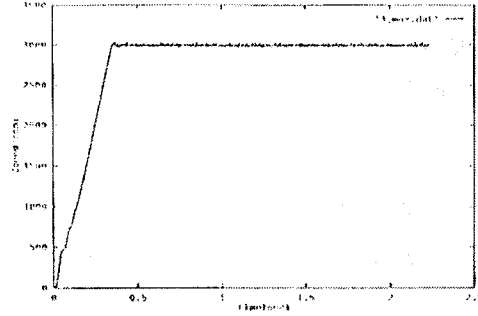


그림 4. 속도 응답(3000rpm)

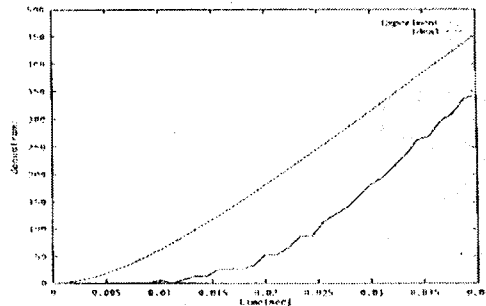


그림 5. 가속 시 속도 응답(3000rpm) 확대

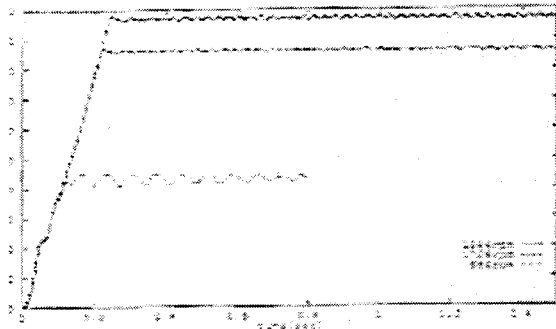


그림 6. 속도 응답

전압입력형 FAM법의 지령치는 (19)에서 여자전압 지령치와 R_1 의 전압강하의 합으로 되기 때문에, R_1 의 변동, 또는 설정의 오차는 토크 제어성능에 큰 영향을 끼친다. 본 연구에서 처음 R_1 의 실측치는 75Ω로 환산한 수치를 사용했지만 그림 7에 나타난 것처럼 속도의 맥동이 매우 크고 전류와 동기하여 맥동하고 있는 것을 볼 수 있다. 이것은 R_1 의 측정값이 적정하지 않기 때문이라 생각된다.

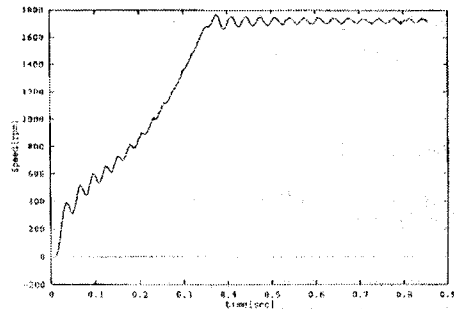


그림 7. R_1 의 변동에 의한 속도의 영향

이번의 실험은 무부하로 하여 전동기 정격보다도 낮은 출력으로 실험하였기 때문에 손실에 의한 발열이 작은 것은 아닌가하고 여겨져, R_1 을 실온의 치로 수정하여 실험하였다. 그림 8은 R_1 을 수정하였을 때 속도응답을 나타내고 그림 8 보다 좋은 결과를 얻었다.

R_1 , R_2 은 전동기의 온도변화 등에 의해 수치가 변화하기 쉽다. R_2 의 변동은 토오크 과도항의 시정수와 정정치(Setering value)에 영향을 끼치지만 속도응답에 끼치는 영향은 비교적 적다. 그러나 R_1 의 측정오차 또는 변동은 i_0^a 의 안정성을 크게 좌우하기 때문에 제어성능에 끼치는 영향이 크다. 한편 그림 7을 보면 R_1 의 변동은 전류에 동기한 토크의 맥동으로 나타나는 것을 볼 수 있다.

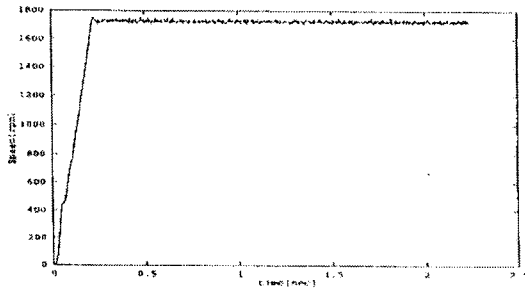


그림 8. R_1 을 수정 후의 응답

이것은 R_1 의 오차 ΔR_1 가 지령전압에 끼치는 오차전압이 $\Delta R_1 i_1$ 인 것에서도 알 수 있다. 따라서, 정토크 시의 토크 맥동을 감시해서 R_1 의 변동을 추종해 보정하는 것이 가능하다고 여겨진다.

5.2 회생전력

그림 9는 정격속도 3000[rpm]에서 저속상태 1728[rpm]으로 제동할 때 전류, 전압파형을 나타낸 것이다. 제동 전·후의 전원주파수는 그대로 동기속도로 되기 때문에 그것과 비교해 제동 중에는 슬립이 부(-)로 되는 것을 알 수 있다.

그림 10은 같은 그림 9와 같은 조건의 실험에서 전압과 전류에서 전력을 구해, 출력(Plot)한 것이다. 이것에서 제동시의 전력 회생을 확인 가능하다. 또 정상운전 시에 전력이 진동하고 있지만 이것은 앞에서 서술한 토크 맥동에 대응하는 것이다.

이 실험에서 발생한 회생에너지는 4.72[J], 소비시킨 에너지는 5.74[J]이고, 회생에너지를 모두 유효 이용 가능한 경우는 82%의 전력이 절약된다.

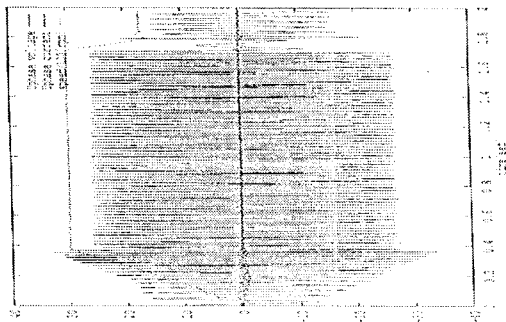


그림 9. 감속 시에 전압, 전류파형

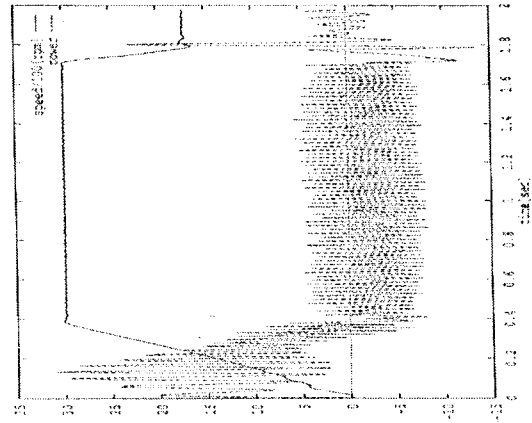


그림 10. 전력회생

6. 결 론

스파이럴 벡터법에 기초한 FAM법의 유효성 확인과 전압지령형 인버터에 의한 전력회생구동의 시험을 위해서, 소형유도전동기로 속도제어시스템을 설계 제작해 실험을 행한 결과 다음의 결과를 얻었다.

- (1) 전류입력형과 전압입력형 FAM법을 검토하여 전압입력형 FAM법의 유효성은 충분히 확인되었다.
- (2) 전압지령형 인버터에 의해 유도전동기 전력회생구동 시스템은 구성이 간편하고 설계가 쉬운 형태로 회생전력을 취할 수 있는 것을 나타내었다.

[참 고 문헌]

- [1] 山村 昌, 交流回路と交流機の 스파이럴 벡터理論, 日本電氣學會誌, 109卷, PP. 517-523, 1992
- [2] Ching-Tsai Pan and Ting-yu Chang, "A Fixed structure Discrete-Time Sliding Mode Controller for Induction Motor Drive", IEEE Transaction on Energy Conversion, Vol. 9, No.4, PP. 645-651, 1994.
- [3] Djordje M. Stojic and Slobodan N. Vokosavic, "A New Induction Motor Drive Based on the Flux Vector Acceleration Method" IEEE Transaction on Energy Conversion, Vol. 20, No.1, PP. 173-180, 2005.
- [4] Kiejun Matsui, Uito Mizuno, "Improved Power Regenerative Controls by Using Thyristor Rectifier Bridge of Voltage Source Inverter and a Switching Transistor", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28, No. 5, p1010 ~ 1016, 1992
- [5] Johann W. Kolar and Hans Ertl, "Design and Experimental Evaluation of the Loss-Free Braking Resistor Concept for Applications in Integrated Converter Machine System", IEEE, p626 ~ 629, 1998
- [6] J. Jiang and J. Holtz, "An Efficient Braking method for Controlled AC Drives With a Diode Rectifier Front End", IEEE, p1446 ~ 1453, 2000
- [7] Jinsheng Jiang and Joachim Holtz, "An Efficient Braking method for Controlled AC Drives With a Diode Rectifier Front End", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 37, No. 5, p1299 ~ 1307, 2001