

스위칭 주파수변화에 따른 3상 유도전동기 구동특성에 관한 연구

박종진, 이효상, 권수범, 김남준
대전대학교 전기공학과

A Study about three-phase induction motor drive by variable-switching frequency

Jong-Jin Park, Hyo-Sang Lee, Soo-Bum Kwon, Nam-Joon Kim
Department of Electrical Engineering, DAEJIN University

ABSTRACT

본 논문에서는 RPWM(Random PWM) 방식을 사용한 3상 유도전동기 구동 시스템의 스위칭 주파수 가변에 따른 구동 특성을 비교 분석하고자 한다.

기존의 RPWM 방식과 본 논문에서 제안한 RPWM 기법을 이용하여 스위칭 주파수 가변에 따른 M_f 변화에 대한 구동특성을 비교 분석하고, 특히 10000[rpm] 이상의 고속운전특성에서의 인버터 출력 전압 및 전류의 고조파 저감효과를 제안된 기법으로부터 확인할 수 있다. 이러한 과정에서는 제안된 RPWM 기법 알고리즘에 대한 타당성 검증을 위해 DSP를 이용한 IGBT 인버터로부터 개별 스위칭 주파수별 실험을 하고, 그 결과의 취득으로부터 스위칭 주파수별 운전 특성을 분석하고자 한다.

1. 서론

최근의 전력용 반도체 소자의 발전과 전력 전자 기술의 발전에 따라 고정밀도의 모터 제어기술이 많이 발전되어 있다. 좀더 정밀하게 전압을 생성할 수 있고 빠른 전류응답 특성을 가진 PWM방식 중 선형제어 능력이 가장 큰 SVPWM(Space Vector PWM) 방식이 주류를 이루고 있으나 고정 스위칭 주파수로 동작하기 때문에 협 대역에서의 전류 고조파, 토크 리플 그리고 유도전동기에서의 가청소음 등이 문제가 되고 있다. 이러한 대책으로서 새롭게 등장한 RPWM 방식은 인버터의 출력전압과 전류 고조파와 모터의 가청소음이 어느 특정대역에 머물러 있지 않고 주파수 전 대역에 고르게 분산되도록 하는 방식으로서 각광을 받고 있다.

본 논문에서는 특정대역에서의 고조파 저감과 THD 감소를 위한 새로운 RPWM방식(이하 SRP-WM이라 한다.)이 3상 유도 전동기에 대하여 스위칭 주파수를 변화시켰을 때, 각 주파수대역에서 고조파 분산 효과와 그 특성을 파악하고자 한다.

2. SVPWM에 대한 소개

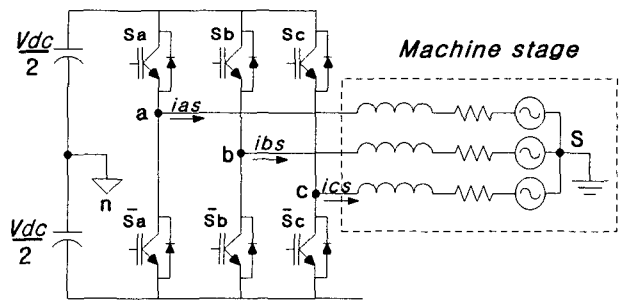


그림 1 인버터의 구성도

Fig. 1 Configuration diagram of a inverter

SVPWM은 직류단 전압 V_{dc} 로부터 출력 상전압을 선형적으로 합성하는데 있어 가장 큰 최대 출력 상전압을 얻을 수 있는 우수한 전압변조 방식^{[1],[2]}이다. 이것은 유도 전동기의 구동시 최대의 토크를 얻기 위해 큰 출력 전압이 필요하기 때문이며 V_{dc} 로부터 가장 큰 교류 상전압을 발생시킬수 있는 전압변조 방식이라 하겠다. 그림 1에서 스위치 S_a, S_b, S_c 는 서로 상보형으로 동작을 하며 그 스위칭 조합에 따라 발생된 벡터는 $V_0 \sim V_8$ 까지 8개의 벡터가 나오며 그 중 유효벡터($V_1 \sim V_6$)가 6개, 무효벡터(V_0, V_7)가 2개이다.

인버터 출력 공간전압벡터를 v_s 라고 하면

$$v_s = \frac{2}{3} (v_{as} + \underline{a}v_{bs} + \underline{a}^2v_{cs}) \quad (1)$$

로 계산된다. 여기서, $\underline{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}$, $\underline{a}^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}}$ 이다.

공간상에 발생하는 8개의 벡터를 도시하면 그림 2와 같다.

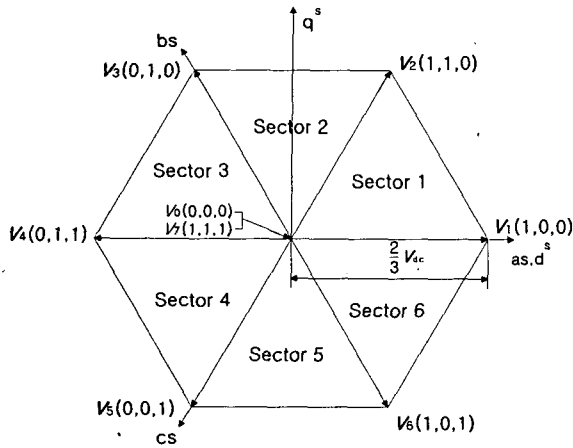


그림 2 공간 전압 벡터도
Fig. 2 Space Voltage Vector Diagram

지령 출력 전압 벡터(V^*)가 주어진 경우 일정 제어주기(T_s)동안 합성하는 두 유효 전압 벡터 및 영 벡터의 인가시간을 T_1, T_2, T_0 라 할 때,

$$\int_0^{T_s} V^* dt = \int_0^{T_1} V_n dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} V_{n+1} dt + \int_{T_1+T_2}^{T_s} V_0 dt \quad (1)$$

의 관계식^[3]이 성립한다. 이 6개의 전압이 차례대로 전동기에 인가 될 때 360°로 회전하는 전압이 전동기에 인가되는 효과를 얻을 수 있다. 공간 벡터 전압 변조 방식의 경우 선형적으로 출력이 가능한 인버터의 최대 상 전압의 크기는 그림 2의 6각형에 내접하는 원의 반지름으로써 직류 링크 전압의 57.7% 정도이다.

3. 새로운 공간벡터 SRP-PWM기법

3.1 랜덤PWM

대표적인 RPWM 방식으로는 매 스위칭 주파수를 랜덤하게 변조하는 RSF-PWM(Random Switching Frequency PWM), 매 스위칭 구간의 시간은 일정하지만 펄스를 변조구간 내에서 랜덤하게 위치시켜 스위칭 주파수의 랜덤효과를 갖도록 한 RPP-PWM(Random Pulse Position PWM)^[3] 등으로 크게 분류된다. RSF-PWM은 아날로그 방식의 삼각파 캐리어 주파수가 필요한 캐리어변조방식과 공간벡터에 의한 스위칭 구간 랜덤화 방식이 있다. RPP-PWM은 RLL-PWM(Random Leading-Lagging PWM), RCD-PWM(Random Centered Displacement PWM), RZV-PWM(Random Zero Voltage Vector Distribution)등으로 나뉘어지며 최근에 고조파 저감 및 효율성 증대의 목적, 그리고 가청 소음의 감소 등에 대한 이유로 활발한 연구가 지속되고 있다. 본 연구에서 제안하는 새로운 공간벡터 S

RP-PWM은 펄스의 위치를 랜덤하게 변화시키는 것이지만, 오른쪽 정렬 후 왼쪽으로 쉬프트시키는 것을 랜덤하게 하는 방식의 기존의 RPWM^{[4],[7]}과 달리 각 상의 위치를 변경하지 않은 상태에서 좌우의 간격을 랜덤하게 배치하는 방법을 택한 것이다.

3.2 랜덤화 과정

랜덤 수를 발생시키기 위한 수식은 문헌^[5]을 참고하였다. 그 두가지 수식은 다음과 같다.

$$f_{ran} = (f_{ran} * I_a + I_c) \% I_m \quad (2)$$

$$f_{sw} = f_0 + ((f_{high} - f_0 + 1) * f_{ran}) / I_m \quad (3)$$

여기에서 f_{sw} 는 스위칭 주파수이고, f_0, f_{high} 는 허용 주파수 한계 값으로서 본 실험에서는 0에서 각각 계산된 T_0, T_1, T_2 까지의 값으로 정하였으며 선택된 정수로서 I_a, I_c, I_m 는 각각 106, 1283, 6075를 사용하였다.

한편, 삼각함수의 연산시간을 줄이기 위해 공간 벡터 상의 상 전압 지령치를 d-q전압 치로 변경한다.

$$\begin{bmatrix} V_{ds}^* \\ V_{qs}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1/\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{as}^* \\ V_{bs}^* \\ V_{cs}^* \end{bmatrix} \quad (4)$$

식 (4)에 의해서 기준전압에 따른 V_{ds}^*, V_{qs}^* 을 먼저 계산한 후 각도에 따른 섹터를 먼저 계산한 후

$$T_1 = \frac{\sqrt{3}T_s}{V_{dc}} \left[\sin\left(\frac{\pi}{3}m\right) V_{ds}^* - \cos\left(\frac{\pi}{3}m\right) V_{qs}^* \right] \quad (5)$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{3}T_s}{V_{dc}} \left[\cos\left(\frac{\pi}{3}(m-1)\right) V_{ds}^* - \sin\left(\frac{\pi}{3}(m-1)\right) V_{qs}^* \right] \quad (6)$$

(5)식과 (6)식에서 T_0, T_1, T_2 의 값을 계산한다. m은 섹터번호(1,2,...,6)이다. 이 값에 대해 발생된 랜덤 수와 결합시켜서 다시 T_0, T_1, T_2 를 계산하는 것이다.

3.3 랜덤기법에 대한 설명

다음은 T_0, T_1, T_2 에 적용할 랜덤 값을 각각에 대해 발생시켜, 랜덤 값(J0, J1, J2)을 섹터1에 적용한 C 코드 예이다.

```

TaOn = (int)((T0/2.0-J0));
TbOn = (int)((T0/2.0)+T1-J1-J0);
TcOn = (int)((T0/2.0)+T1+T2-J0-J1-J2);

TaOff = (int)((T0/2.0)+T1+T2-J0);
TbOff = (int)((T0/2.0)+T2-J0-J1);
TcOff = (int)((T0/2.0-J0-J1-J2));

```

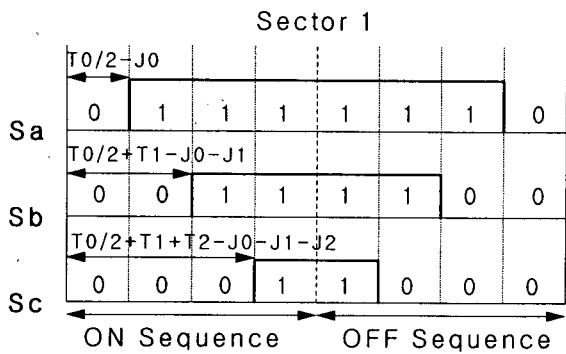


그림 3 섹터1에 대한 게이팅(Gating) 출력파형
Fig. 3 Gating Output Pulse on the Sector 1

공간벡터상에 구해진 T_0, T_1, T_2 에 대하여 ON 시퀀스와 OFF 시퀀스를 정할 때 그림 3과 같이 가장 큰 스위칭 시간을 가진 상(Sa)을 선택한 뒤 발생시킨 랜덤 값(J0)을 적용하고 그 다음 크기의 상(Sb)을 선택하여 가장 큰 스위칭 시간(Sa)의 크기를 벗어나지 않는 영역 내에서 랜덤 값(J1)을 다시 이동시킨다. 그러므로 더해지거나 빠지는 것이 랜덤함수에 의해서 결정되며 각 스위칭 패턴마다 각각 다른 스위칭 시간이 만들어 진다.

4. 실험 결과 및 고찰

4.1 하드웨어 구성

본 논문에서는 정격 22000RPM, 1HP의 3상 유도전동기(Y결선)를 대상으로 10000RPM 이상의 고속 운전 상태 아래 v/f 일정 제어를 기반으로 RPWM을 수행하여 실험을 진행하였다. 이를 위하여 CPU로서는 TMS320C31을, 스위칭 시간의 다운로드 및 어드레스 디코더, 통신을 위한 타이밍 제너레이션 등을 EPLD 단일 소자로 구성하여 하드웨어를 대폭 간소화하고 출력으로서의 저렴한 IGBT소자를 사용하였다.

4.2 랜덤PWM패턴, 전압 및 전류의 파형

그림 4는 스위칭 주파수(F_s) 10KHz, V_{dc} 전압 150V, 인버터 출력 주파수(F_{out}) 150Hz일 때의 제안한 SRP-PWM을 적용하여 측정한 그림이다.

4.3 전류 스펙트럼 분석

삼각파 캐리어 정현파 변조에서 인버터 출력의 전압 고조파는 측파대, 스위칭 주파수의 중간, 그리고 m_f 의 배수에서 나타난다. $m_f \leq 9$ 범위에서는

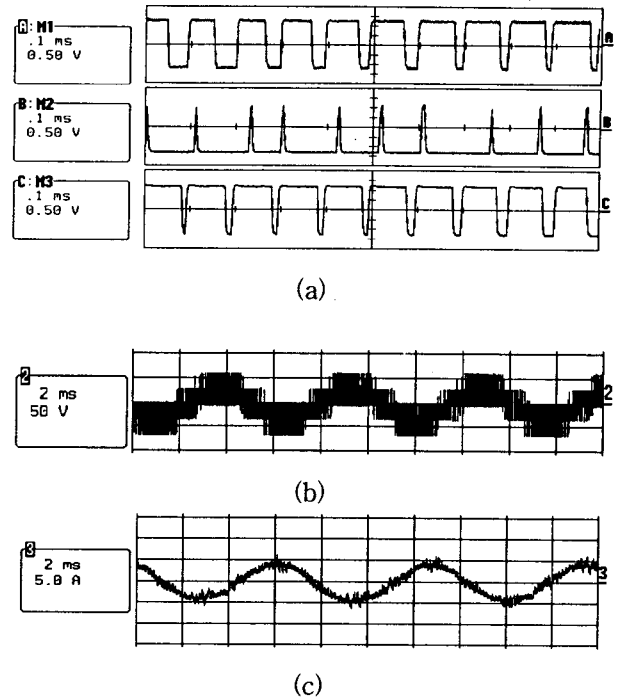


그림 4 (a) 랜덤 PWM 파형
(b) 출력 상전압 파형 ($V_{dc}=150V, F_{out}=150Hz$)
(c) 출력 상전류 파형 ($V_{dc}=150V, F_{out}=150Hz$)
Fig. 4 (a) Waveform of Random PWM
(b) Output waveform of phase-voltage
(c) Output waveform of phase-current

매우 높은 전력을 제외하고 m_f 의 값과는 상관없이 나타난다. 이론적으로 전압고조파는 식 (7)과 같이 주어진다.

$$f_h = (jm_f \pm k)f_1 \quad (7)$$

즉, 고조파 차수 h는 m_f 의 j배의 k번째 측파대에 일치한다.

$$h = j(m_f) \pm k \quad (8)$$

식 (8)에서 j의 홀수 값에 대해서 고조파는 k의 짝수 값에만 존재하고 j의 짝수 값에 대해서 고조파는 k의 홀수 값에만 존재한다는 것이다. m_f 는 정수배로서 사용한다. 그 이유는 그렇지 않을 때 원치 않는 부분고조파가 나타나기 때문이다. m_f 의 큰 값에서는 PWM의 비동기적인 부분으로 인한 부분고조파의 크기가 작게 나타난다. 삼각파 캐리어에 의한 스위칭은 SVPWM 방식과 펄스가 배치되는 위치는 같으므로 여기에서의 m_f 의 값이 홀수 및 3의 배수는 아니지만 m_f 가 상당히 큰 값에서 고조파의 영향은 적을 것^[6]으로 생각된다. m_f 의 값은 22~100까지 사용되었다.

실험 결과, 그 수치적인 내용을 표 1과 표 2에

작성하였다. 실험은 각 F_s 가 5KHz, 7KHz, 10KHz 일 때 $F_{out}(100\text{Hz}\sim 220\text{Hz})$ 을 가변 하면서 실험하였으며 전체적으로 SVPWM에서 보다 SRP-PWM에서 훨씬 더 낮은 THD를 보이고 있다.

이 데이터를 기준으로 Matlab에서 3차원 그래프를 그림 5와 그림 6에 보였다. 5KHz 스위칭 주파수 대역에서는 유독 200Hz 출력주파수에서 매우 낮은 THD를 보이고 있다. 실험상황 하에서 순간적인 데이터 포착의 불안정성을 생각한다면 할지라도 V_{dc} 전압이 100[V]와 150[V] 전압에서 동일한 결과를 보이고 있으므로 200Hz 출력전압이 유도 전동기에 가해질 때 가장 THD가 낮다고 할 수 있다.

전반적인 측정 데이터의 유형은 고주파수 스위칭 ($5\text{KHz} > 7\text{KHz} > 10\text{KHz}$)으로 갈수록 SVPWM과의 THD 격차가 벌어지고 있다. 또한, SVPWM 방식에 비해 SRP-PWM의 변조 방식이 THD 고조파의 분산 효과로 인한 저감효과가 분명하다.

그림 7은 10KHz의 스위칭 주파수, V_{dc} 전압 100[V]와 150[V], 인버터 출력 주파수 180Hz에서의 출력전류 스펙트럼 과정을 보여주고 있다. 그림에서 보여 지듯이 스위칭 주파수의 2배차인 20KHz 대역에서부터 많은 고조파 분산, 협 대역에서의 고조파 저감 효과를 확인할 수 있다.

표 1 V_{dc} , 100V에서의 주파수 변화에 따른 THD
Table 1 THD by a Variable F_{out} at 100V V_{dc}

F_{out}	제타	5KHz	7KHz	10KHz
100Hz	SVM	8.27	9.2524	7.8376
	SRP	9.4813	7.3755	5.849
150Hz	SVM	11.0411	10.5046	10.0781
	SRP	11.8032	9.7106	8.9272
180Hz	SVM	13.2466	13.5699	10.93
	SRP	12.3906	10.3759	9.3453
200Hz	SVM	14.9393	11.7848	10.8187
	SRP	8.6813	11.8128	9.6204
220Hz	SVM	15.0958	13.1559	12.308
	SRP	13.9085	12.5755	12.0692

표 2 V_{dc} , 150V에서의 주파수 변화에 따른 THD
Table 2 THD by a Variable F_{out} at 150V V_{dc}

F_{out}	제타	5KHz	7KHz	10KHz
100Hz	SV	8.1294	8.1294	7.0307
	SRP	9.4186	6.6458	5.317
150Hz	SV	10.1481	10.1481	9.8378
	SRP	12.5703	8.756	8.4028
180Hz	SV	13.1704	13.1704	10.89
	SRP	11.2773	11.7669	7.6207
200Hz	SV	14.1926	14.1926	10.9467
	SRP	9.1188	11.0405	9.0931
220Hz	SV	14.7729	14.7729	11.9344
	SRP	13.3157	14.6065	10.1012

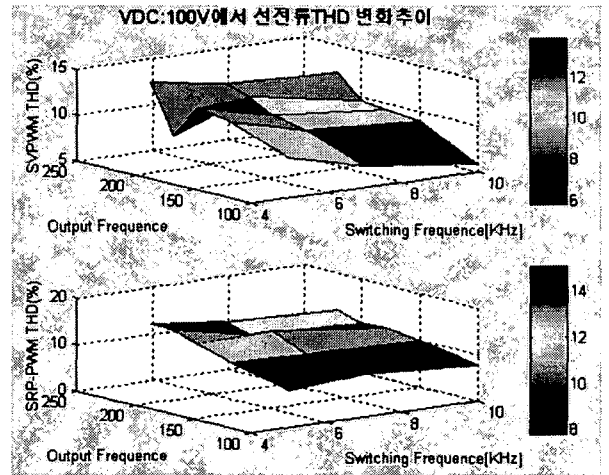


그림 5 V_{dc} 가 100V일 때 선전류에 대한 THD 변화추이
Fig. 5 THD change about line current in 100V

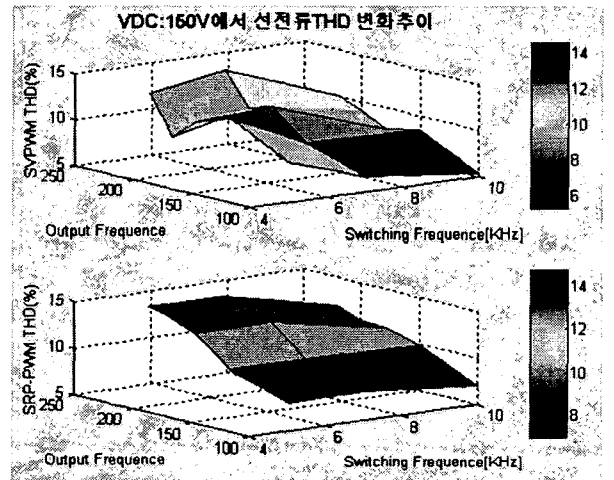


그림 6 150V에서의 선전류에 대한 THD 변화추이
Fig. 6 THD change about line current in 150V

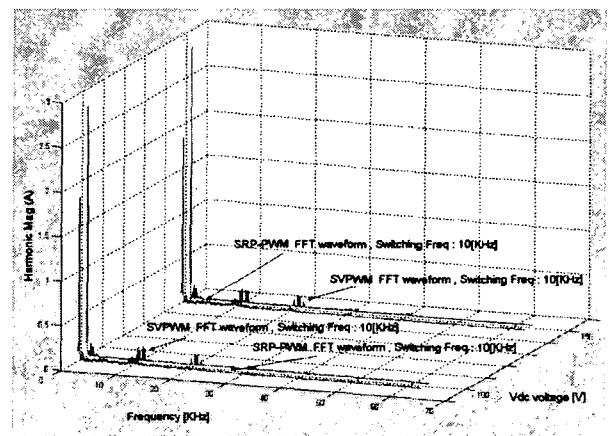


그림 7 인버터 출력전류 스펙트럼($F_{out}=180\text{Hz}$)
Fig. 7 Output current spectrum of Inverter($F_{out}=180\text{Hz}$)

5. 결 론

본 논문에서 고속의 유도 전동기 운전을 위해서는 CPU 인터럽트 내에서의 짧은 연산 시간을 필요로 한다. 이것은 CPU의 수행능력 및 알고리즘 구현방식에 따라 제한을 받을 수밖에 없다. 따라서, 제안한 SRP-PWM 알고리즘 기법을 적용하였다.

3종류의 스위칭 주파수로 제안한 SRP-PWM 방식의 고속 운전을 운용한 결과, 5KHz 보다는 10KHz 스위칭 주파수로 구동하였을 때, 특정 주파수 대역에서의 고조파의 랜덤 효과, 즉 고조파가 집중적으로 나타나는 것을 분산시키는 결과가 분명함을 알수 있었다. 특히, 180~220Hz 대역에서 고조파의 분산 효과가 현저하게 나타났다.

차후의 연구 과제는 좀더 짧은 연산 수행이 가능하도록 알고리즘을 새롭게 구성할 필요성이 있다고 사료된다.

참 고 문 헌

- [1] J. Holtz, "Pulsewidth Modulation - A survey." Conf Record of IEEE, PESC'92, pp. 11-18, 1992.
- [2] H. W. Van der Broeck, H. C. Skudelny, "Analysis and Realization of a Pulse Width Modulator Based on Voltage Space Vectors." IEEE Trans. on Ind. Appl. vol. 24, no. 1, pp. 142-150, 1988.
- [3] 위석오, 정영국, 나석환, 임영철, "새로운 2상 랜덤 펄스 위치 PWM기법", 전력전자학회 논문지, 제7권, 제2호, pp. 194~204, 2002.
- [4] M. M. Bech, J. K. Pedersen, F. Blaabjerg, "Random modulation techniques with fixed switching frequency for three-phase power converters", IEEE PESC '99, pp. 544~551, 1999.
- [5] John K. Pedersen and Frede Blaabjerg. "Implementation and test of a digital quase-random modulated SFAVM PWM in a high performance drive system", IEEE CNF, Vol 1, No. 164, pp. 265~270. 1992.
- [6] A. M. Trzynadlowaki, F. Blaabjerg, J. K. Pedersen, S. Legowski, R. L. Kirlin, "Random Puse Width Modulation Techniques for Converter Fed Drive Systems - A Review", IEEE Trans IA, vol. 30, no. 5, pp 1166~1174, 1994.
- [7] M. M. Bech, G. F. Blaabjerg, and J. K. Pedersen, "Field-Oriented Control of an Induction Motor Using Random Pulsewidth Modulation", IEEE Applied Power Electronics Conference, APEC '00, vol. 2, 2000, pp.924~931