

SVPWM인버터의 과변조 기법

An Overmodulation Strategy for SVPWM Inverter

김 상 훈* 최 윤 영**
Kim, Sang-Hoon Choi, Yun-Young

Abstract

This paper proposes an overmodulation strategy for space-vector PWM(SVPWM). The overmodulation strategy increases a fundamental output voltage and improves a voltage utilization up to the maximum in the overmodulation region. To maintain a linearity of the relation between a reference voltage and a fundamental output voltage, this paper suggests a compensation voltage, whose magnitude or phase is modified to the proposed control scheme.

The practical implementation is simple and it is applied to improve an output voltage of SVPWM controlled AC motor in the steady-state. The characteristic of the proposed strategy is confirmed by simulations and experiments for a V/F control of a induction motor.

키워드 : 공간벡터전압변조방식, 과변조 기법

Keywords : SVPWM(Space Vector Pulse Width Modulation), Overmodulation

1. 서론

최근 전력용 반도체 소자의 발달과 더불어 전력 전자 기술의 발전으로 인해 고성능 진동기 제어가 가능하게 되었다. 이러한 고성능 제어를 하기 위해 정밀한 전압을 제공할 수 있는 전압형 PWM기법이 제시되어 왔고, 공간 벡터에 의한 PWM방법(SVPWM : Space Vector Pulse Width Modulation)이 기존의 다른 PWM방법 보다 알고리즘과 연산과정이 다소 복잡하지만, 주어진 직류 전압을 최대한 사용할 수 있는 전압이용률이 높고, 정상상태에서의 고조파 전류 성분이 작은 것으로 알려져 있다[1].

그러나, 이 방법도 기본파가 인버터의 최대 출력인 6-스텝 동작에 비해 기본파가 90.6%에 불과하여 주어진 입력전압을 최대한 이용할 수 없는 문제점이 있다. 따라서 전압이용률을 향상시키기 위한 여러 가지 방법들이 제시되었다. 약 10%의 과도 상태 영역을 과변조 영역이라 하고, 이 영역을 고조파 전류 성분을 줄이면서 기본파에 대한 출력 전압의 기본파가 선형을 유지하는 연구가 진행되어 왔다.

기존의 과변조 방식은 기준파와 출력전압의 기본파를 고려하지 않고 단지 평균전압이 일정하도록 제어하여 기준파와 출력전압의 기본파가 비선형이 되는 문제점이 있다[2]. 변조지수를 보상하는 방법은 보상할 변조지수를 미리 구하는 알고리즘이 추가된다[3,4]. 간단하게 선형 제어하는 방법은 출력전압에 고조파 성분이 많이 포함되는 문제점이 있다[5].

본 논문에서는 과변조 영역을 2개의 영역으로

* 강원대학교 전기전자공학부 조교수, 공학박사

** 강원대학교 전기공학과 석사과정

구분하여 각각의 영역에서 기준전압에 대한 출력 전압의 기본파가 선형을 유지하도록 간단한 수식에 의해 새로운 기준전압벡터를 구하고, 이 기준전압벡터의 크기나 위상을 제어하여 과변조 영역을 간단하게 구현할 수 있는 과변조 기법을 제안한다.

2. 이론적 배경

2.1 SVPWM 인버터의 구조

공간 벡터(Space Vector)PWM은 기준전압벡터의 벡터 공간상의 위치에 기준을 두어 스위칭 시간을 결정한다.

그림 1에서 일반적인 3상 인버터의 구조는 모두 6개의 스위칭 소자로 구성된다.

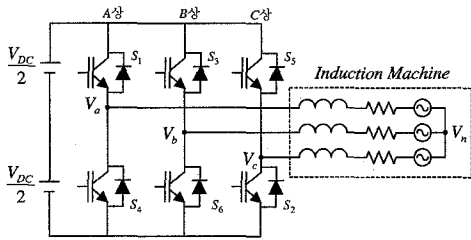


그림 1. PWM inverter의 구조

3상 인버터에서 부하에 전압을 인가할 수 있는 방법으로 그림 2에서 보이는 바와 같이 6개의 유효전압벡터($V_1 \sim V_6$)와 영전압벡터(V_0, V_7)가 있다. 인버터의 스위칭 소자 중에서 위쪽 혹은 아래쪽 소자들이 모두 켜지는 상황을 영벡터라고 지칭하고, 영벡터를 제외한 6개의 벡터는 서로 각기 다른 유효전압을 전동기에 공급할 수 있는 벡터로써 유효벡터라고 한다.

2.2 벡터인가 시간결정

그림 2에서와 같이 한 주기 내에서 일정한 크기와 위상을 갖는 기준전압벡터(V^*)가 주어졌다고 가정한다면 한 주기 내에서 기준전압벡터와 평균적으로 동일한 전압을 인버터의 유효벡터들로 합성함으로써 생성할 수 있다.

예를 들어 기준벡터가 제1영역에 주어졌을 경우 이 전압은 기준벡터(V^*)와 가장 가까운 벡터인 V_1 벡터와 V_2 벡터 그리고 영벡터(V_0, V_7)의 시간적인 합성으로 한 주기 내에서 생성할 수 있다.

이 원리를 이용하여 전압에 대한 한 주기 내에서의 적분으로 각 유효벡터의 인가 시간을 다음과 같이 결정할 수 있다.

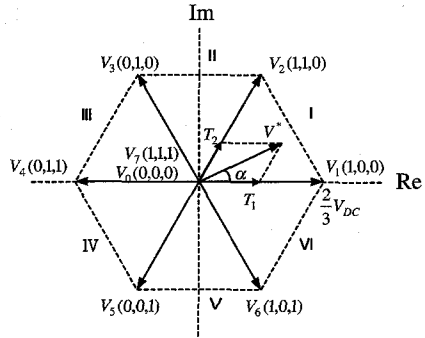


그림 2. 공간 전압 벡터도

$$\int_0^{T_s} V^* dt = \int_0^{T_1} V_1 dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} V_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_s} V_7 \text{ (or } V_0) dt \quad (1)$$

여기서, T_s 는 스위칭 주기의 1/2주기, T_1 은 V_1 벡터의 인가시간이며, T_2 는 V_2 벡터의 인가시간이다.

$$V_1 \cdot T_1 + V_2 \cdot T_2 = V^* \cdot T_s \quad (2)$$

$$T_1 \cdot \left(\frac{2}{3} V_{dc}\right) \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 \cdot \left(\frac{2}{3} V_{dc}\right) \cdot \begin{bmatrix} \cos 60^\circ \\ \sin 60^\circ \end{bmatrix} = T_s \cdot \left(\frac{2}{3} V_{dc}\right) \cdot k \cdot \begin{bmatrix} \cos \alpha \\ \sin \alpha \end{bmatrix} \quad (3)$$

여기서, $0 \leq \alpha \leq 60^\circ$, $k = \frac{|V^*|}{\frac{2}{3} V_{dc}}$

식 (3)으로부터 T_1, T_2 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$T_1 = T_s \cdot k \cdot \frac{\sin(60^\circ - \alpha)}{\sin 60^\circ} = \sqrt{3} \cdot T_s \cdot \frac{|V^*|}{V_{dc}} \sin(60^\circ - \alpha) \quad (4)$$

$$T_2 = T_s \cdot k \cdot \frac{\sin(\alpha)}{\sin 60^\circ}$$

$$= \sqrt{3} \cdot T_s \cdot \frac{|V^*|}{V_{dc}} \sin(\alpha) \quad (5)$$

$$T_0 = T_s - (T_1 + T_2) \quad (6)$$

여기서, T_0 는 영벡터의 인가 시간이다.

2.3 스위칭 방법 및 전압이용률 비교

2개의 인접한 전압벡터와 영벡터를 적절히 조합하여 원하는 기준전압을 합성하는 경우 그림 3과 같이 스위칭 주기의 중간을 기준으로 스위칭 하면 고조파가 최소화된다[1].

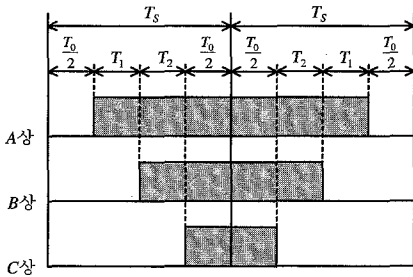


그림 3. SVPWM의 스위칭 방법

이와 같이 SVPWM에서는 우선, 벡터 공간상에서 기준 벡터가 위치해 있는 섹터를 알아내야 하고, 유효벡터의 인가시간을 계산한다. 그리고 실제 스위칭 시간을 다시 계산하는 복잡한 계산 과정을 가짐으로 빠른 계산 속도를 가진 마이크로프로세서 및 하드웨어를 사용해야 하지만, 간단하게 유효전압을 인가하는 유효시간의 개념으로 구현하는 방법이 소개되어 있다[6].

표 2.1 전압이용률 비교

	상전압 (peak)	선간전압 (RMS)	$\frac{V_{LL}}{V_{dc}} \times 100$	구형파 비교법과 비교
구형파 비교법	$\frac{2}{\pi} V_{dc}$	$\frac{\sqrt{6}}{\pi} V_{dc}$	78 %	100 %
삼각파 비교법	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} V_{dc}$	61.2 %	78.5 %
SVPWM	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}$	70.7 %	90.7 %

SVPWM과 PWM기법에 따른 전압이용률의 비

교가 표 2.1에 보인다.

2.4 SVPWM과 과변조(Overmodulation)

앞에서 살펴본 바와 같이 일반적으로 인버터에서 널리 사용하는 SVPWM기법은 전압벡터의 크기 및 위상을 순서적으로 합성할 수 있다.

SVPWM기법에서 선형적으로 순시제어가 가능한 인버터의 출력전압영역은 그림 4와 같이 6개의 출력전압벡터로 이루어진 육각형의 내접원 이내의 영역으로, 이 경우 얻을 수 있는 최대 전압의 크기는 $V_{dc}/\sqrt{3}$ 로 제한된다. 이는 같이 구형파 비교법으로 운전시의 90.7%이다. 따라서 전압이용률을 높이기 위한 과변조(Overmodulation) 기법이 요구된다.

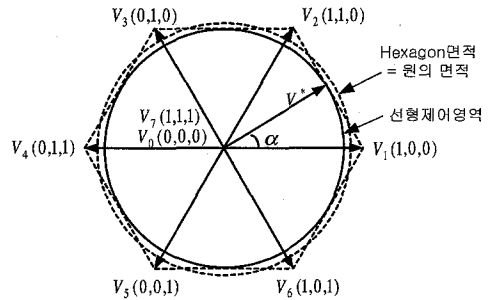


그림 4. SVPWM의 전압이용률

만일 위상 변화 없이 육각형의 변을 따라 전압 벡터를 합성할 경우 구형파 비교법의 95.23%(육각형의 면적과 동일한 면적의 원)까지 출력전압을 얻을 수 있고, 그 이상의 영역에서는 크기와 위상을 변화시켜 구형파 비교법의 출력전압까지 얻을 수 있다.

3. 제안된 과변조 방법

본 논문에서 제안하는 과변조 기법은 기존의 방법처럼 I, II영역으로 구분하여 설명하기로 한다[2].

3.1 기준전압벡터를 변경하는 방법

(1) 과변조 영역 I ($0.906 \leq M_i \leq 0.951$)

제안된 영역 I에서의 과변조 기법이 그림 5에 보인다. 기준전압벡터 (V_{ref})가 주어진 경우, 육각형 내부에 존재하는 $\bar{V}_1 \sim A$ 구간은 각 전압벡터의 합성으로 표현할 수 있으나 육각형 외부에 위치하는 A~B구간은 전압벡터의 합성으로 나타낼 수 없으므로 이 구간은 육각형의 빗변을 따라 전압백

터를 합성한다. 출력전압의 궤적을 살펴보면 $\overline{V}_1 \sim A$ 구간은 원의 궤적을, $A \sim B$ 구간은 육각형의 빗변을, $B \sim \overline{V}_2$ 구간은 원의 궤적을 지나게 된다.

그러나 이 때의 출력 전압의 기본파를 살펴보면 기준전압벡터의 크기 보다 작은 기본파 전압이 출력되므로 원하는 전압을 출력할 수 없게 된다. 따라서 원하는 기본파를 얻기 위해 그림 5와 같이 기준전압벡터보다 큰 새로운 전압벡터 (V_{new})를 인가하게 된다.

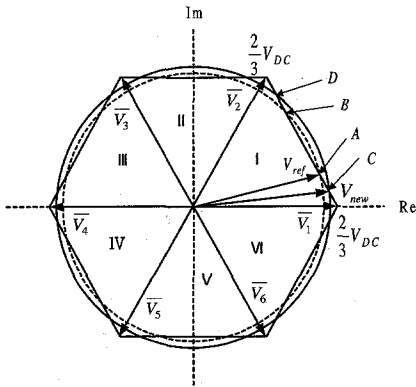


그림 5. 제안된 방법(영역 I)

새로운 전압은 그림 6과 같이 주어진 기준전압 벡터에 대하여 첨가된 알고리즘에 의해 연산을 수행하여 인가하며, 인가 후 궤적을 보면 $\overline{V}_1 \sim C$ 구간은 원의 궤적을, $C \sim D$ 구간 육각형의 빗변을, $D \sim \overline{V}_2$ 구간은 원의 궤적을 지나면서 회전하게 된다. 이와 같은 방법으로 원하는 기본파 전압을 얻을 수 있다. 즉 새로운 전압의 크기를 제어하는 방법이다.

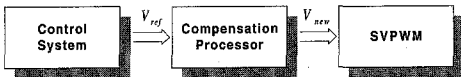


그림 6. 새로운 전압 연산

새로운 전압의 크기는 각 기준전압벡터에 대한 출력 파형을 FFT분석하여 기본파의 크기를 구하면, 원하는 기본파 전압에 대한 새로운 전압을 알 수 있다.

인버터 입력전압 300[V]일 때 영역 I의 범위 ($0.906 \leq M_i \leq 0.951$, M_i : 변조지수)는 173.2~181.6[V]로써 그림 7은 기준전압에 대해 보상할 새로운 전압을 나타내었고, 이것을 이용하여 기준전압벡터에 대한 새로운 전압은 식 (7)로 간단하게 나타낼 수 있다.

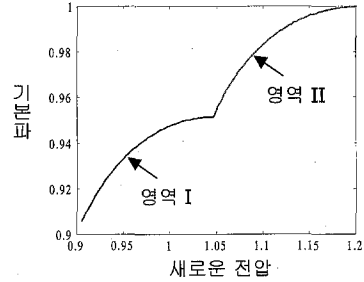


그림 7. 새로운 전압과 기본파의 관계

$$V_{new} = m_1 V_{ref}^3 + m_2 V_{ref}^2 + m_3 V_{ref} + m_4 \quad (7)$$

(2) 과변조 영역 II ($0.951 \leq M_i \leq 1$)

제안된 과변조 영역 II의 과변조 기법이 그림 8에 보인다. 영역 I에서와 같이 기준전압벡터 (V_{ref})가 주어진 경우 기준전압에 대한 출력전압의 기본파가 선형을 유지할 수 있도록 그림 6과 같이 주어진 기준전압벡터에 대하여 첨가된 알고리즘에 의해 연산을 수행하여 새로운 전압 (V_{new})을 인가한다. 새로운 전압을 인가한 후, 그림 8과 같이 공간 전압 벡터도인 육각형에 외접하는 가상의 육각형(Imaginary hexagon)과 비교한다. 새로운 전압이 가상의 육각형보다 큰 경우는 가까운 전압벡터에 머무르고, 새로운 전압이 작은 경우는 공간 전압 벡터도를 나타낸 육각형(Real hexagon)의 빗변을 지나게 된다.

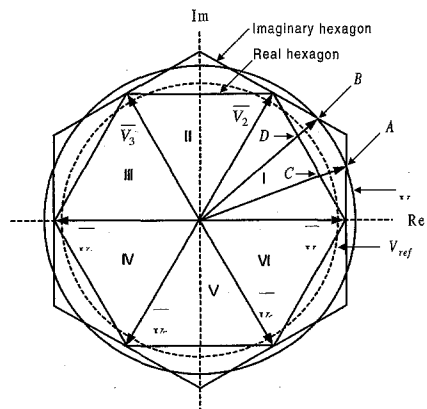


그림 8. 제안된 방법(영역 II)

궤적을 살펴보면 $\overline{V}_1 \sim A$ 구간은 \overline{V}_1 에 머물러

이고, A~B구간은 육각형의 빗변 C~D를, B~ \overline{V}_2 구간은 \overline{V}_2 에 머물러 있게 된다. 즉 새로운 전압의 크기와 위상을 수정하는 방법으로, 간단한 알고리즘으로 구현할 수 있다. 새로운 전압을 구하는 방법은 영역 I과 마찬가지로 각 기준전압벡터에 대한 출력 파형을 FFT분석하여 기본파의 크기를 구하면, 원하는 기본파 전압에 해당하는 새로운 전압을 알 수 있다. 영역 II의 범위($0.951 < M_i \leq 1$)는 181.6~190.98[V]로써 그림 7에서 영역 II에서의 기준전압벡터에 해당하는 새로운 전압을 알 수 있고, 이것을 이용하여 기준전압벡터에 대한 새로운 전압을 식 (8)로 나타낼 수 있다.

$$V_{new} = n_1 V_{ref}^3 + n_2 V_{ref}^2 + n_3 V_{ref} + n_4 \quad (8)$$

4. 시뮬레이션

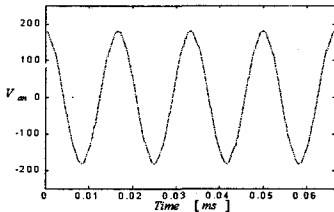
4.1 시뮬레이션 조건

시뮬레이션 조건은 다음과 같다.

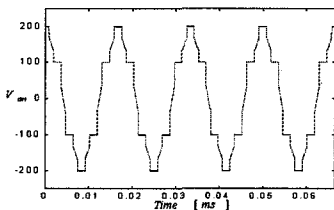
- 인버터 입력전압 : $V_{DC} = 300[V]$
- 스위칭 주파수 : 10[kHz]
- 부하 : 3.7[kW] 유도전동기

4.2 시뮬레이션 결과

(1) 상전압 파형



(a) $M_i = 0.932$



(b) $M_i = 0.984$

그림 9. 상전압

6-스텝의 기본파 크기를 변조지수 1로 했을 때 각 영역에서 변조 지수에 따른 출력파형의 결과가

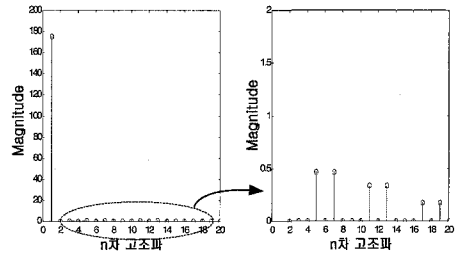
그림 9에 보인다. 그림 9(a)는 영역 I, (b)는 영역 II에서의 상전압 파형을 나타내었다.

변조지수가 증가할수록 영역 I에서는 육각형의 빗변의 궤적을 많이 지나게 되고, 영역 II에서는 육각형의 꼭지점에 머무는 시간이 많아진다.

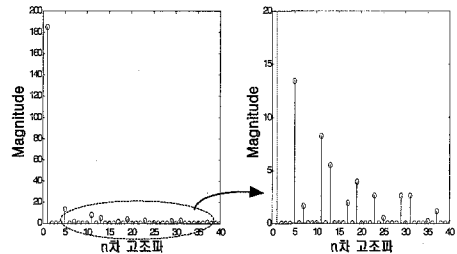
(2) 상전압의 FFT분석

상전압의 FFT분석을 통하여 기본파의 크기와, 고조파 성분의 크기를 알 수 있다.

그림 10은 변조지수 증가에 따른 출력파의 기본파 크기와 고조파의 크기를 나타내었다. 그림 10의 (a)는 영역 I에서의 출력파형의 기본파를 나타내었고, (b)는 영역 II에서의 출력파형의 기본파를 나타내었다. 그림에서 알 수 있듯이 변조지수의 증가에 따라 출력파형의 기본파가 선형을 유지하면서 증가하는 것을 알 수 있다.



(a) $M_i = 0.932$



(b) $M_i = 0.984$

그림 10. 기본파의 크기

(3) 전고조파왜율

전고조파왜율(Total Harmonic Distortion)과 변조지수의 관계가 그림 11에 보인다.

제안된 방법이 영역 II의 일부분에서 기존의 방법 보다 고조파 성분이 약 1.5% 감소함을 알 수 있다[2]. 식 (10)은 전고조파왜율을 나타내었다.

$$\Delta I_1 = \frac{1}{L} \int_{T_1}^{T_2} (V_{ref} - V_{real}) dt \quad (9)$$

V_{ref} : 기준전압, V_{real} : 출력전압, L : 인덕턴스

$$I_{T.H.D} = \sqrt{\Delta I_1^2 + \Delta I_2^2 + \Delta I_3^2 + \dots} \quad (10)$$

시뮬레이션 결과 새로운 방법은 전고조파왜율이 작은 우수한 특징을 나타내고 있다.

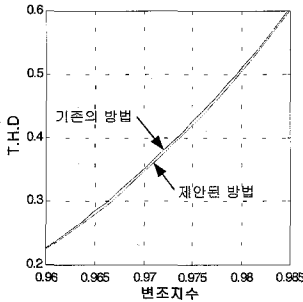


그림 11. 전고조파왜율

5. 실험결과

5.1 시스템 구성

새로운 과변조 기법을 실험하기 위한 시스템 구성이 그림 12에 보인다. 입력전압은 300[V]이고, 스위칭 주파수는 5[kHz]이며, 유도전동기 V/F(Constant Volts per Frequency)제어를 하였다.

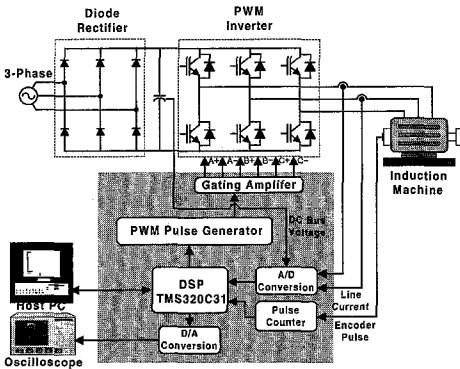


그림 12. 시스템 구성

유도 전동기의 정격 및 상수는 표 5.1과 같다. 제어기 회로의 디지털(Digital)회로는 크게 주처리기인 DSP와 그 주변회로 및 메모리 부분의 기본적인 회로로 구성되고, 그밖에 전동기 제어를 위한 부수적인 회로인 게이트(Gate)와 고장(Fault)신호 및 엔코더(Encoder)신호 처리부로 구성되어 있다.

사용된 주처리기는 TI(Texas Instrument)사의

TMS320C31 DSP를 사용하였다. 본 논문에서 DSP는 50[MHz] 클럭을 이용하며 32비트 실수 연산 능력을 가지고 있다. 제어기의 동작에 필요한 논리 회로들은 EPLD(Erasable and Programmable Logic Device)로 구현하였다.

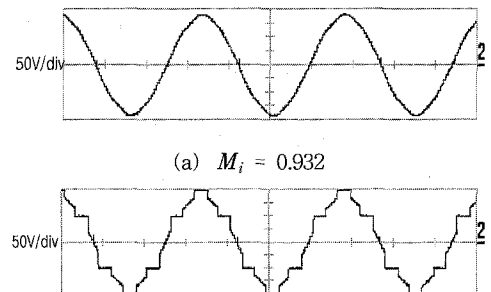
메모리는 제어기의 프로그램을 저장하고 실행하기 위한 SRAM(Static Random Access Memory)과 제어기 부팅시 SRAM으로 다운로드 할 프로그램을 저장하고 있는 플래시메모리(Flash memory)로 구성되어 있다.

표 5.1 전동기 정격 및 상수

정격	3상, 220[V], 4극, 3.7[kW], 1730[rpm]
관성 모멘트	$J_m = 0.01 [Kg \cdot m^2]$
고정자 저항	$R_s = 0.481 [\Omega]$
회전자 저항	$R_r = 0.35 [\Omega]$
고정자 인덕턴스	$L_s = 66.042 [mH]$
회전자 인덕턴스	$L_r = 66.042 [mH]$
상호 인덕턴스	$L_m = 62.6 [mH]$

5.2 실험결과

그림 13은 변조지수에 따른 상전압이 보인다.



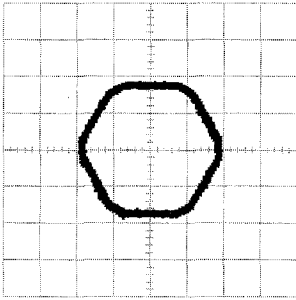
(a) $M_i = 0.932$

(b) $M_i = 0.984$

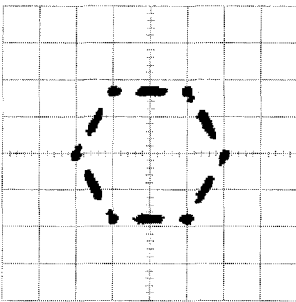
그림 13. 상전압

6-스텝의 기본파의 크기를 변조지수 1로 했을 때 변조지수가 증가함에 따라 영역 I에서는 육각형의 빗변을 지나는 경우가 많아지고, 영역 II에서는 기준전압벡터와 가까운 전압벡터에 머무는 시간이 많아진다.

그림 14는 변조지수에 따른 d-q전압을 기준으로 전압벡터의 궤적을 나타내었다.



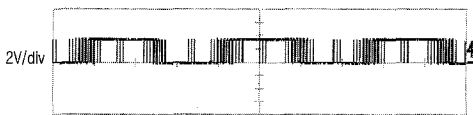
(a) $M_i = 0.932$



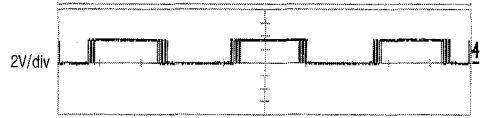
(b) $M_i = 0.984$

그림 14. 전압벡터 궤적

영역 I에서 변조지수가 작을 경우에는 대부분 원의 궤적을 지나게 되고, 육각형 빗변을 지나는 궤적은 작지만, 변조지수가 커질 경우는 빗변의 궤적이 증가하게 된다. 영역 II에서 변조지수가 증가함에 따라 그림 14(b)와 같이 육각형의 모서리에 머무는 시간이 많아지게 되고 결국 6-step동작을 한다.



(a) $M_i = 0.932$

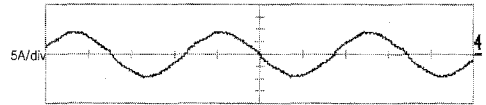


(b) $M_i = 0.984$

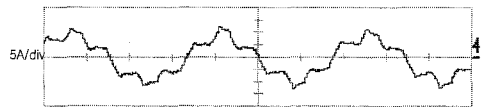
그림 15. 스위칭 신호

그림 15는 변조지수에 따른 인버터의 스위칭 신호를 나타내었다. 변조지수가 증가할 경우 인버터의 ON스위칭 시간이 길어져 출력전압이 증가하게 된다.

그림 16은 변조지수에 따른 상전류를 나타내었다. 변조지수가 작을 경우 상전압이 정현파에 가깝기 때문에 상전류 또한 왜곡 없이 정현파에 가깝게 된다. 변조지수 증가로 인한 상전압의 왜곡이 커지게 되므로 상전류 또한 왜곡이 커지게 된다.



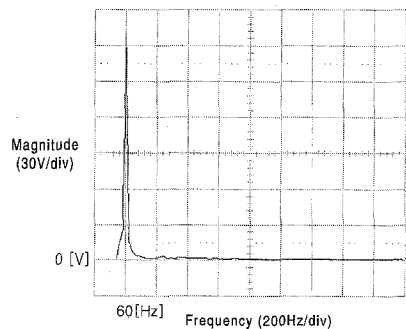
(a) $M_i = 0.932$



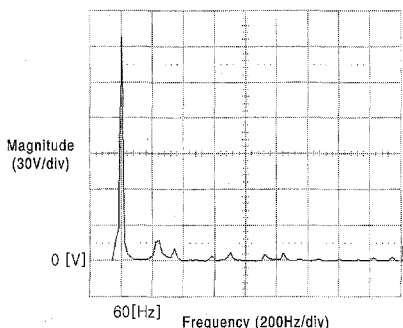
(b) $M_i = 0.984$

그림 16. 상전류

그림 17은 변조지수에 따른 FFT분석으로 기본파와 고조파의 크기를 나타내었다.



(a) $M_i = 0.932$



(b) $M_i = 0.984$

그림 17. 기본파의 크기

FFT분석으로 변조지수에 따른 기본파의 크기가 선형 관계를 유지함을 알 수 있다.

6. 결 론

본 논문에서는 공간 벡터(Space Vector)PWM 인버터의 출력전압을 향상시키기 위한 과변조 기법을 제시하였다. SVPWM인버터의 선형제어가 불가능한 영역에서부터 6-스텝사이의 과변조 영역을 기준전압에 대한 출력전압의 기본파가 선형을 유지하도록 간단한 수식에 의해 기준전압벡터의 크기를 수정하고, 전압벡터로 이루어진 육각형의 전압영역 내에 수정된 기준전압벡터가 표현될 수 있도록 크기나 위상을 제안된 기법에 따라 제어하는 방법으로 기준전압에 대한 선형적인 출력전압을 얻을 수 있다. 기존의 방법들에 비해 제어 알고리즘이 간단하고 고조파 성분이 작게 포함되어 있으며 기준전압에 대한 출력전압의 제어가 우수한 특징을 가지고 있다. 제안된 기법은 시뮬레이션을 통해 여러 가지 특징을 확인하고, 이를 유도전동기의 V/F제어 구동시스템 실험을 통해 출력전압 향상을 입증하였다. 본 연구의 기대효과는 유도전동기, 동기전동기와 같은 교류전동기 구동시스템에 출력전압을 향상시키는 목적으로 활용과 응용이 기대된다.

참 고 문 헌

- [1] H. W. Van Der Broe et. al. "Analysis and Realization of a Pulsewidth Modulator Based on Voltage Space Vectors," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol. 24, No. 1, pp.142-150 Jan./Feb. 1988.
- [2] J. Holz, W. Lotzkat, and A. M. Khambadkone, "On Continuous Control of PWM Inverters in the Overmodulation Range Including the Six-step Mode," *IEEE Trans. Power. Elect.*, Vol. 8, No. 4, pp. 546-553, 1993.
- [3] R. J. Kerkman, T. M. Rowan, D. Leggate, and B. J. Seibel, "Control of PWM Voltage Inverters in the Pulse Dropping Region," *IEEE Trans. Power. Elect.*, Vol. 10, No. 5, pp. 559-565, 1995, September.
- [4] R. J. Kerkman, T. M. Rowan, D. Leggate, and B. J. Seibel, "Operating of PWM Voltage Source-Inverters in the Overmodulation Region," *IEEE Trans. Ind. Elec.* Vol. 43, No. 1, pp. 130-141, 1996, February.
- [5] S. Bolognani, and M. Zigliotti, "Novel Digital Continuous Control of SVM Inverters in the Overmodulation Range," in *IEEE-APEC Conf. Rec.*, pp. 219-223, 1996.
- [6] Dae-Woong Chung, Joon-Sheok Kim, Seung-Ki Sul, "Unified Voltage Modulation Technique for Real-Time Three-Phase Power Conversion," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol. 34, No. 2, March/April. pp. 374-380, 1998.
- [7] 전동기 구동 시스템의 실제 및 실습, 서울대학교 전력전자연구실, 2000.
- [8] 김상훈, AC 전동기 고성능 구동시스템, 강원대학교 전력전자연구실, pp. 55-84, 2000.