

## 2상 인버터를 위한 공간 전압벡터 방식

장도현, 박제권

호서대학교 전기공학과

### Space Voltage Vector Pulse Width Modulation for 2-Phase Inverter

Do-Hyun Jang, Jae-Kweon Park

Ho-Seo University

#### Abstract

In this paper, space voltage vector pulsewidth modulation for 2-phase inverter is proposed. When this method is applied to 2-phase induction motor, the phase difference of voltage between phase A and B is fixed at  $90^\circ$  and amplitude of voltage of phase A is same with that of phase B. This method have advantages over low-power servo system because this is simple method comparing to 3-phase space vector method which requires d-q transform.

#### 1. 서론

최근 전력 반도체 기술의 발달함에 따라 인버터를 이용한 전력 변환이 용이하게 되었으며, 제어 기술 발달로 인하여 연속적으로 주파수 및 전압을 가변할 수 있어 교류 시스템의 가변속 제어가 발전되고 있다. 정밀도를 요구하는 제어에 PWM(Pulse Width Modulation) 기술이 많이 사용되고 있으며, 특히 공간전압벡터 PWM(SVPWM:Space Voltage Vector Pulse Width Modulation)에 의한 방식에 관심이 모아지고 있다. 공간 전압 벡터 PWM에 의한 방식은 직류 전압을 최대한 많이 사용할 수 있다는 점에서 다른 어떤 종류의 PWM 방법보다 우수한 것으로 알려져 있다[1-3]. 또한 공간 전압 벡터 변조 PWM 방식은 일반적으로 널리 사용되는 삼각파 비교 PWM 방식에 비해 정상상태에서의 전류 고조파 성분을 크게 억제할 수 있음이 밝혀져 있다. 공간 전압 벡터 구현하기 위해서는 기준 전압벡터 위치에 따라 유효 전압 벡터의 인가 시간을 계산하고, 기준벡터의 위치에 따라 역으로 환산하여 실제 스

위칭 시간을 계산하여 섹터에 따라 적절한 게이팅 신호(gating signal)를 발생시킨다.

2상 인버터와 2상 교류전동기는 구조가 간단하고 제작비를 저감시킬 수 있으므로 소형의 서보 시스템에 적합하다. 본 논문에서는 3상 공간 전압벡터 기술을 토대로 하여 2상 인버터에 적용할 수 있는 공간전압벡터 제어기술을 제안하였으며, 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 2상 인버터와 2상 유도전동기의 적용 가능성을 확인하였다.

#### 2. 3상 공간전압벡터 PWM 방식

공간 벡터 PWM은 스위치 순서를 한꺼번에 고려하여 인버터의 스위칭 상태를 미리 계산된 순서와 지속시간에 따라 스위치를 ON 또는 OFF하는 것으로서, 3상 인버터에서 대표적으로 사용하고 있다.

그림 1과 같은 전압원 인버터에서 스위치 조정하면 000, 001, 011, 010, 110, 100, 101, 111과 같은 8가지의 스위치 상태를 얻을 수 있다.

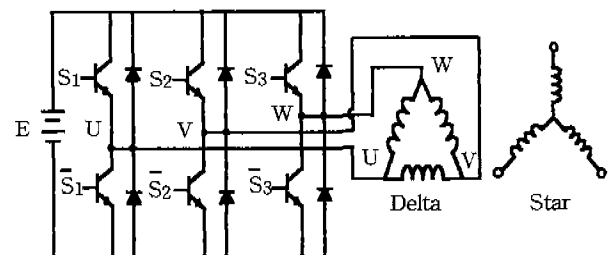


그림 1 3상 인버터 시스템

8개의 상태에서 000과 111은 GND 또는 E가 되므로 모터에 전류가 흐르지 않으며, 나머지 6가지 상태는 모터에 전압을 공급할 수 있다. 3축 좌표를 이용하면 각각의 스위치 S1, S2, S3는 3축 U, V, W 대응되고 스위치 상태는 정육면체의 꼭지점이 된

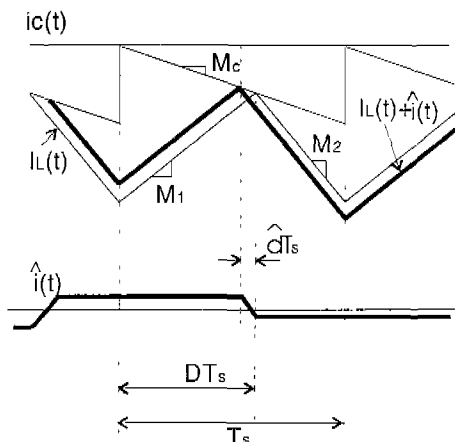


Figure 2. Waveforms of a peak current-mode control modulator.

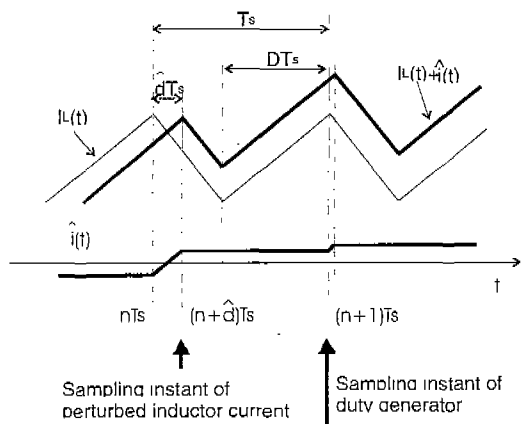
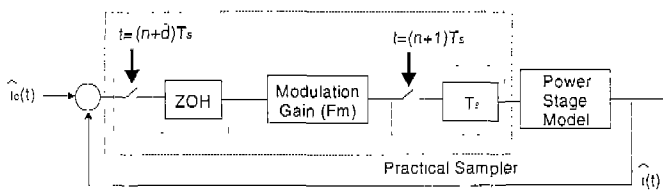
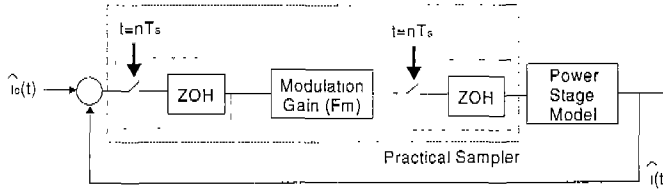


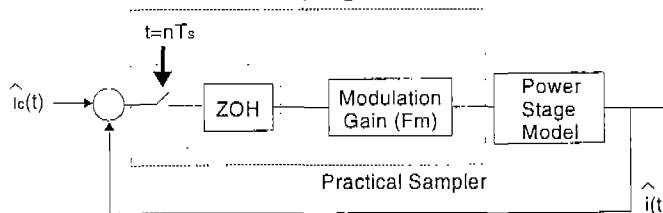
Figure 3. Expanded view of an inductor current waveform.



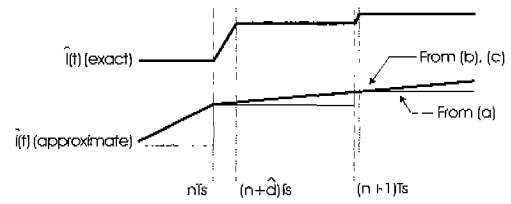
(a) Model structure with two samplers operating at the different sampling instant



(b) Model structure with two samplers operating at the same sampling instant



(c) Model structure with one sampler



(d) Approximated perturbed current for each model structure

Figure 4. Model structure of a peak current-mode control.

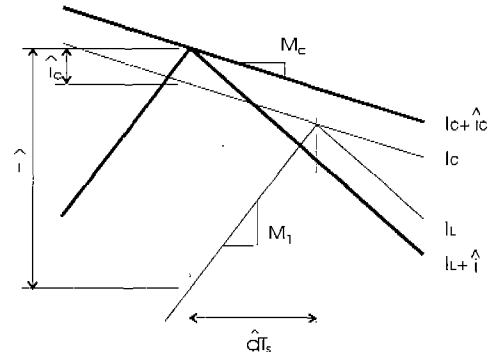
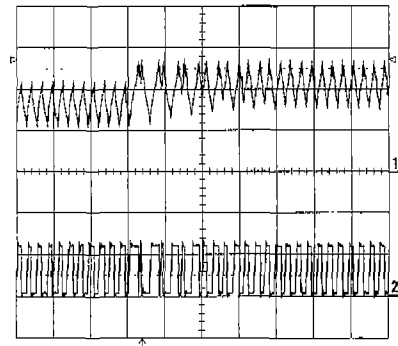
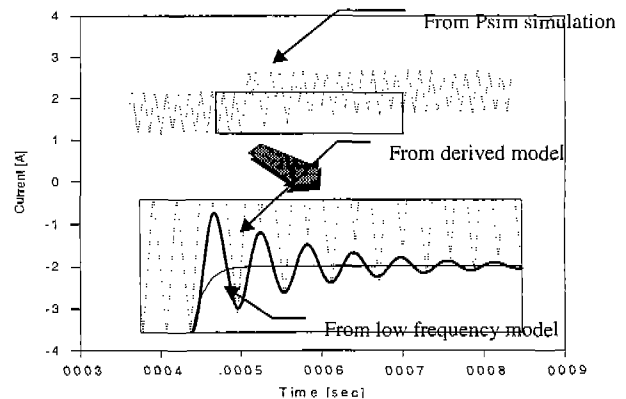


Figure 5. Extended view of the modulator waveforms with small perturbations of reference signal.



(a) Experimental results (upper trace: inductor current [A/dvi], lower trace: gate signal)



(b) Predicted results

Figure 6. Inductor current responses with D=0.46.

다. 여기에서 000과 111을 연결하여 중앙에 위치하도록 하면 그림 2와 같이 6각형이 되고, 6개의 꼭지점과 연결하여 만들어지는 화살표는 전압벡터를 정의한다. 6면체 표면의 전압벡터를 기초로 하여 순회하면 PWM 신호를 발생시킨다.

공간벡터 PWM을 구현하기 위하여 기준부하 상전압(reference load phase voltage) 파형을 설정해야 하는데, 이는 인버터로부터 출력되는 부하 상전압이며 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_{an}^* \\ v_{bn}^* \\ v_{cn}^* \end{bmatrix} = \frac{2}{3} V_{dc} m \begin{bmatrix} \cos \omega t \\ \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \quad (1)$$

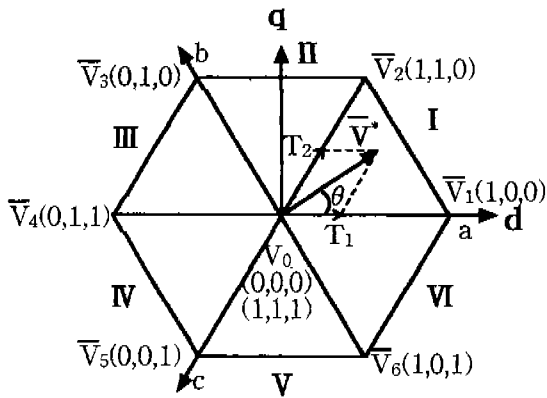


그림 2 전압형 인버터의 상태 공간 벡터

여기서  $v_{an}^*$ ,  $v_{bn}^*$ ,  $v_{cn}^*$ 은 기준부하 상전압이며,  $m$ 은 공간 벡터 PWM의 변조지수(modulation index)이다. 기준상전압을 d-q축으로 변환하면 크기가  $\frac{2}{3} V_{dc} m$ 이고 각속도  $\omega$ 로 회전하는 전압벡터  $V^*$ 가 되는데 이를 기준벡터라 한다. 즉  $V^* = \frac{2}{3} V_{dc} m e^{j\omega t}$ 이 되며, 공간벡터란 부하 상전압을 d-q변환하여 얻은 전압벡터를 말한다.

$$V_n = \frac{2}{3} V_{dc} e^{j(\frac{n-1}{3})\pi} \quad n=1, 2, \dots, 6$$

$$= 0 \quad n=0, 7 \quad (2)$$

공간벡터 PWM은 일정한 시간간격  $T_s$  동안 기준부하 상전압과 발생된 인버터의 부하 상전압이 서로 같도록 공간벡터를 적절히 선택하여 스위칭하는 것이다. 공간벡터  $V_1$ ,  $V_2$ ,  $V_0$ 가 스위치 상태에

머무르는 시간을 각각  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_0$ 라고 하고, 전체 스위칭 주기가  $T_s$ 일 때 전압벡터  $V^*$ 는 다음과 같이 평균적으로 합성할 수 있다.

$$\int_0^{T_s} V^* dt = \frac{1}{T_s} \left( \int_0^{T_1} V_1 dt + \int_0^{T_1+T_2} V_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_s} V_0 dt \right) \quad (3)$$

식(3)을 정리하여 풀면

$$T_1 = T_s m \frac{\sin(\frac{\pi}{3} - \theta)}{\sin \frac{\pi}{3}} \quad (4)$$

$$T_2 = T_s m \sin \frac{\pi}{3}$$

$$T_0 = T_s - (T_1 + T_2)$$

$$\text{단, } m = \frac{|V^*|}{\frac{2}{3} V_{dc}}$$

여기서  $T_0$ 는 전압벡터  $V_0$ 가 인가되는 시간이다. 기준벡터  $V^*$ 가 공간벡터  $V_1$ ,  $V_2$  사이에 놓이게 되어  $V_1$ ,  $V_2$ ,  $V_0$ 를 각각  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_0$ 의 시비를 만큼 선택해줄 때, 각 벡터들의 순서는 인버터에서 한 극의 스위칭만으로도 전환이 가능하도록 정한다. 그림 3과 같이  $V^*$ 가 공간벡터  $V_a$ ,  $V_b$  사이에 놓인 경우 인버터 상태의 스위칭 순서와 실제 구현 방식은 그림 3과 같이 3상 대칭 PWM 방식으로 매 샘플링 주기가 반복 될 때마다 스위칭 신호는 ON 또는 OFF로 교번하게 된다. 섹터 I에서의 실제 스위칭 시간을 구하면 식 (5)와 같이 된다.

ON 스위칭 시간

OFF 스위칭 시간

$$\begin{bmatrix} T_{sa} = \frac{T_0}{2} \\ T_{sb} = \frac{T_0}{2} + T_1 \\ T_{sc} = \frac{T_0}{2} + T_1 + T_2 \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} T_{sc} = \frac{T_0}{2} + T_1 + T_2 \\ T_{sb} = \frac{T_0}{2} + T_2 \\ T_{sa} = \frac{T_0}{2} \end{bmatrix} \quad (5)$$

### 3. 제안 2상 공간 전압벡터 PWM

소형의 서보 시스템에서 사용되는 3상 인버터-3상 교류전동기 시스템을 2상 인버터-2상 교류전동기 시스템으로 대체한다면 구조가 간단하고, 전력 스위치의 수가 6개에서 4개로 감소되므로 제작비를 줄일 수 있다. 2상 인버터를 사용할 경우 요구되는

2상공간전압벡터 PWM기술을 적용한다면 3상공간 전압벡터 방식에 비해 간단해질 것이다. 왜냐하면, 3상공간벡터에 경우 d-q변환이 요구되나 2상공간 전압벡터는 d-q변환을 필요치 않는다.

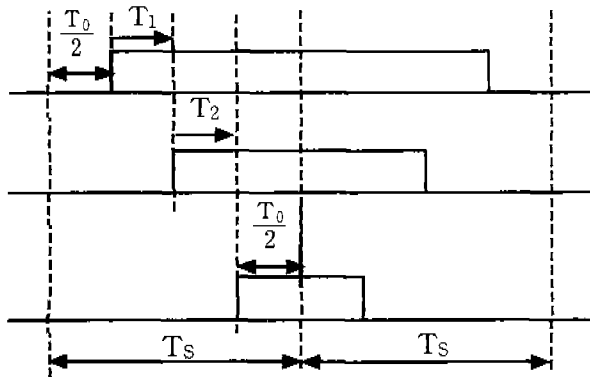


그림 3 3상 대칭변조 펄스 구현 방식

3상 공간전압벡터방식을 4개의 스위치로 구성된 심플 인버터(simple inverter)에 적용하는 방식은 이미 발표되었다[6]. 심플 인버터를 3상 유도전동기로 운전할 경우 콘덴서에 연결된 상과 나머지 두 상 사이에서 평형을 유지하기 어려우나, 제안방식은 두 상 사이에서 90°의 위상차를 유지할 수 있다. 뿐만 아니라, 제안방식은 3상 심플 인버터에 비해 시스템이 간단하다. 심플 인버터는 4개의 전력 스위치로 이루어져 있어 6개의 전력 스위치로 형성된 3상 인버터보다 작아 저렴하고 간단하나 3상 전압 사이에서 불평형이 될 가능성이 있으며, 역시 d-q변환이 요구된다.

본 논문에서 제안한 2상 공간전압벡터방식은 단상 유도기 속도제어 시스템의 대체방식으로도 가능하다. 단상 유도기는 기동 토크가 0이므로 기동 토크를 발생시키기 위해 공간의 위상차가 90°인 보조권선을 설치하고 콘덴서를 직렬로 연결해야 한다. 그러나 주권선 전류와 보조권선 전류는 위상차가 90°가 되는 것은 불가능하므로 효율이 낮으며, 속도제어가 어려워 속도제어 시스템에 적용하기에 곤란하다. 단상 유도전동기에서 주권선과 보조권선의 권선수를 같게 한다면 제안 방식을 적용할 수 있다. 이럴 경우 주권선 전류와 보조권선 전류의 위상차를 90°로 고정시킬 수 있고 크기가 같은 2상전압에 따라 제어하므로 역토크 발생을 저지시킨다. 따라서 효율이 증가하며,  $V/f$  일정제어가 가능하므로 단상 유도전동기에 비해 우수한 속도제어 능력을 가진다. 물론, 기존의 단상 유도전동기보다는 복

잡한 시스템이므로 적용분야는 속도제어로 한정될 것이다.

### 3.1 2상 공간 전압벡터 PWM 실제 구현

그림 4는 각 상마다 2개의 스위치를 가진 2상 반브리지 인버터(half bridge inverter)구조로써 제안한 2상 공간전압 PWM벡터를 적용하기 위한 구조로서 전체의 스위치 수는 4개이다. A, B상 권선의 공간 사이에서 90°의 위상차를 가진다.

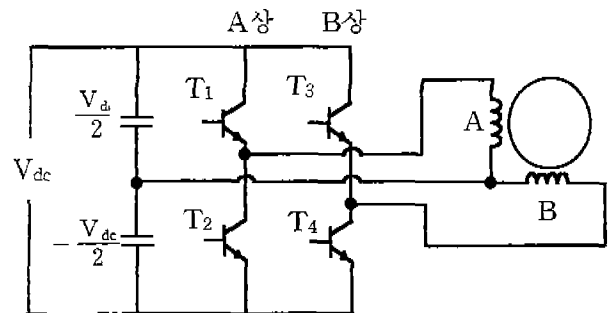


그림 4 2상 인버터 시스템

2상 인버터는 스위치 T1, T2, T3, T4의 ON, 또는 OFF의 상태에 따라 그림 5와 같이 인버터 각 상의 인가전압이 결정되며, 4개의 벡터를 발생한다. 각각의 벡터는 위상적으로 90°의 차이가 있으며, 크기는  $\frac{V_{dc}}{2}$ 로 고정된다. 3상 인버터의 경우, 선간전압에 의한 0벡터 즉, (0, 0, 0) 또는 (1, 1, 1)이 존재하나, 2상 인버터의 경우 0벡터는 존재하지 않는다. 따라서 출력전압은 GND가 없는 2-level PWM 파형이 된다.

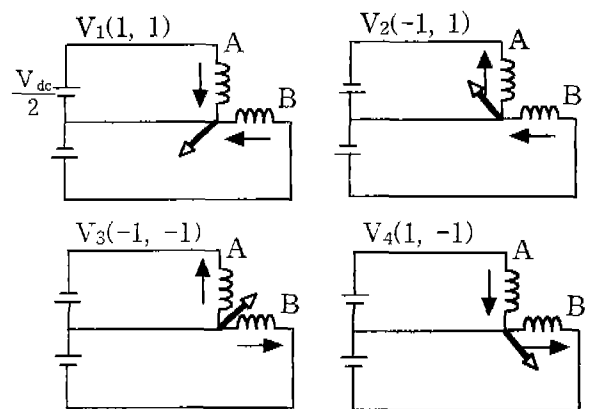


그림 5 유효벡터

2상 인버터에서 출력이 가능한 전압벡터는 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned}
 v_1 &= +\frac{V_{dc}}{2}, v_2 = +\frac{V_{dc}}{2}, \overline{v_3} = \frac{V_{dc}}{2}(1+j) \\
 v_1 &= -\frac{V_{dc}}{2}, v_2 = +\frac{V_{dc}}{2}, \overline{v_3} = \frac{V_{dc}}{2}(-1+j) \quad (6) \\
 v_1 &= -\frac{V_{dc}}{2}, v_2 = -\frac{V_{dc}}{2}, \overline{v_4} = \frac{V_{dc}}{2}(-1-j) \\
 v_1 &= +\frac{V_{dc}}{2}, v_2 = -\frac{V_{dc}}{2}, \overline{v_4} = \frac{V_{dc}}{2}(1-j)
 \end{aligned}$$

식 (6)으로부터 형성되는 벡터 영역은 그림 6과 같이 정사각형으로 구성되며 기준전압에 대해 출력전압의 실효치가 선형적으로 변화하는 최대 영역은 점선과 같은 원형이다.

### 3.2 2상 인버터의 인가 시간 결정

일정 주기내(Sampling Time:  $T_s$ )에서 전압 명령에 가장 가까운 두 전압 벡터를 이용하여 평균적으로 전압 명령과 같은 전압을 발생시킨다.

3상 인버터에서는 (0, 0, 0) 또는(1, 1, 1)의 영전압이 존재하므로 부하에 영전압을 가하므로써 처리할 수 있다. 그러나 제안 방식의 경우 영전압이 존재하지 않으므로 그림 7과 같이 반대 방향에서 벡터 전압을 구현함으로써 평균 전압을 조정할 수 있다. 즉, 기준전압벡터를 구현하기 위한  $v_1$ 과  $v_2$ 에서 머무르는 스위칭 상태의 시간을 기준전압벡터를 직접 계산하게 된다면 이러한 스위칭 시간은 일정 주기를 만족하지 못하므로 다음과 같은 방식으로 계산하게된다. 즉, 최대 전압벡터까지의 거리와 실제

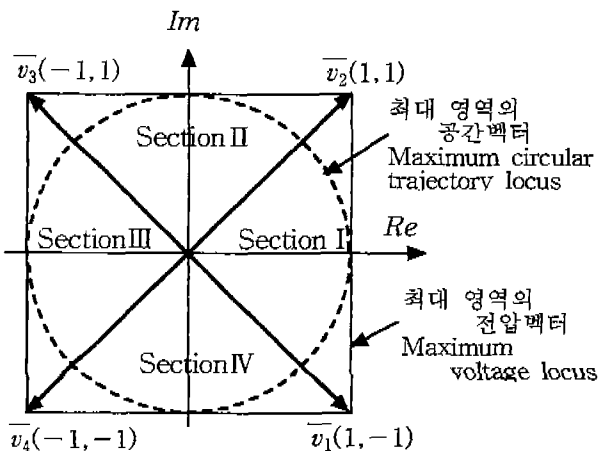


그림 6 2상 공간벡터의 다이어그램

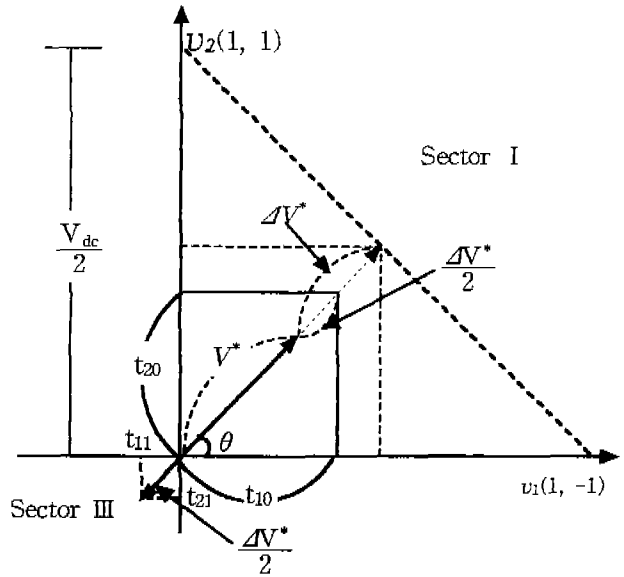


그림 7 2상 인버터의 인가 시간 결정

전압벡터와의 차이를 구하고 이 차이의 절대치를 반분하여 일부분은 실행 영역에서 실행하고, 나머지 받은 상대 영역에서 실행한다. 일정 주기를  $T_s$  라고 하고, 그림 7과 같이  $v_1, v_2$  벡터 영역의 스위칭 시간을 각각  $t_{10}, t_{20}$  상대 영역의 스위칭 시간을 각각  $t_{11}, t_{12}$ 이라고 하면,  $T_s$ 는 다음과 같다.

$$T_s = t_{10} + t_{20} + t_{11} + t_{21} \quad (7)$$

최대 영역의 벽까지 이르는 최대 전압 벡터의 절대치는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$|V^* + \Delta V^*| = \frac{V_{dc}}{2} \cdot \frac{1}{\sin \theta + \cos \theta} \quad (8)$$

이에 따라 최대 전압 벡터와 실제 전압 벡터와의 차는 다음과 같다.

$$|\Delta V^*| = \frac{V_{dc}}{2} \cdot \frac{1}{\sin \theta + \cos \theta} - V^* \quad (9)$$

$$\left| \frac{\Delta V^*}{2} \right| = \frac{V_{dc}}{4} \cdot \frac{1}{(\sin \theta + \cos \theta)} - \frac{V^*}{2}$$

섹터 I에서 실행해야 하는 전압 벡터의 절대치는 다음과 같다.

$$|V^* + \frac{\Delta V^*}{2}| = \frac{V^*}{2} + \frac{V_{dc}}{4} \cdot \frac{1}{(\sin \theta + \cos \theta)} \quad (10)$$

상대 섹터 III에서 실행해야하는 역전압 벡터의 절대치는 다음과 같다.

$$\left| \frac{\Delta V^*}{2} \right| = \frac{V_{dc}}{4} \cdot \frac{1}{(\sin \theta + \cos \theta)} - \frac{V^*}{2} \quad (11)$$

일정기간동안 섹터 I에서 인가시간은

$$\int_0^{T_s} (V^* + \frac{\Delta V^*}{2}) dt = \int_0^{t_{10}} \bar{v}_n dt + \int_{t_{10}}^{t_{10}+t_{20}} \bar{v}_{n+1} dt$$

$$\therefore T_s (V^* + \frac{\Delta V^*}{2}) = (t_{10} \bar{v}_n + t_{20} \bar{v}_{n+1}) \quad (12)$$

따라서 식 5와 식 12로부터

$$T_s \cdot |V^* + \frac{\Delta V^*}{2}| \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix} = t_{10} \frac{V_{dc}}{2} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + t_{20} \frac{V_{dc}}{2} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (13)$$

그러므로 주영역 섹터 I에서 인가 시간과 제어영역 섹터 III에서의 인가 시간은 식 (14), 식 (15)와 같이 된다.

$$t_{10} = T_s |V^* + \frac{\Delta V^*}{2}| \cdot \frac{2}{V_{dc}} \cdot \cos \theta = \frac{T_s}{V_{dc}} \left[ V^* + \frac{V_{dc}}{2} \cdot \frac{1}{(\sin \theta + \cos \theta)} \right] \cdot \cos \theta$$

$$t_{20} = \frac{T_s}{V_{dc}} \left[ V^* \frac{V_{dc}}{2} \cdot \frac{1}{(\sin \theta + \cos \theta)} \right] \cdot \sin \theta \quad (14)$$

$$t_{11} = \frac{T_s}{V_{dc}} \left[ \frac{V_{dc}}{2} \cdot \frac{1}{(\sin \theta + \cos \theta)} - V^* \right] \cdot \cos \theta$$

$$t_{21} = \frac{T_s}{V_{dc}} \left[ \frac{V_{dc}}{2} \cdot \frac{1}{(\sin \theta + \cos \theta)} - V^* \right] \cdot \sin \theta \quad (15)$$

위 식 (14)와 식 (15)을 정리하면 표 1과 같이 나타낼 수 있다.

표 1 전압 벡터의 영역에 따른 각  $\theta$ 의 계산

| 영역  | $\bar{v}_{n+1}$               | $\bar{v}_n$                                   |
|-----|-------------------------------|---|
| I   | $\theta$                      | $\frac{\pi}{2} - \theta$                      |
| II  | $\theta - \frac{\pi}{2}$      | $\frac{\pi}{2} - \theta + \frac{\pi}{2}$      |
| III | $\theta - \pi$                | $\frac{\pi}{2} - \theta + \pi$                |
| IV  | $\theta - \frac{3\pi}{2}$     | $\frac{\pi}{2} - \theta + \frac{3\pi}{2}$     |
| 공식  | $\theta - \frac{(n-1)\pi}{2}$ | $\frac{\pi}{2} - \theta + \frac{(n-1)\pi}{2}$ |

식 (16)과 같이 전압 명령을 직접 이용할 수 있다.

$$t_{10} = T_s |V^* + \frac{\Delta V^*}{2}| \cdot \frac{2}{V_{dc}} \sin \left( \frac{n\pi}{2} - \theta \right)$$

$$t_{20} = T_s |V^* + \frac{\Delta V^*}{2}| \cdot \frac{2}{V_{dc}} \sin \left( \theta - \frac{n-\pi}{2} \right)$$

$$t_{11} = T_s \left| \frac{\Delta V^*}{2} \right| \cdot \frac{2}{V_{dc}} \left[ \sin \frac{n\pi}{2} \cdot \cos \theta - \cos \frac{n\pi}{2} \cdot \sin \theta \right]$$

$$t_{21} = T_s \left| \frac{\Delta V^*}{2} \right| \cdot \frac{2}{V_{dc}} \left[ \sin \theta \cdot \cos \frac{n-\pi}{2} - \cos \theta \cdot \sin \frac{n-\pi}{2} \right] \quad (16)$$

2상 공간 벡터의 실제 구현 방식은 3상에서와 마찬가지로 대칭 변조법을 이용한다.

#### 가) MODE I

주영역은 섹터 I이며, 제어영역은 III이 된다.

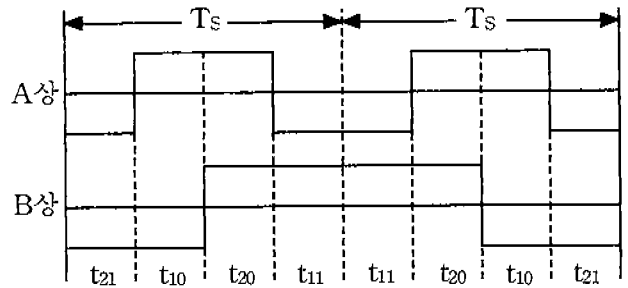


그림 8 2상 대칭 변조법 I

#### 나) MODE II

주영역은 섹터 II이며, 제어영역은 IV가 된다.

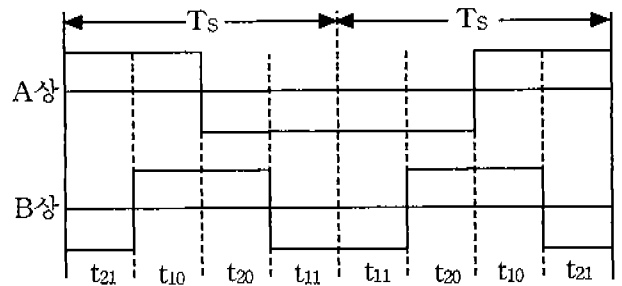


그림 9 2상 대칭 변조법 II

다) MODE III

주영역은 섹터 III이며, 제어영역은 I가 된다.

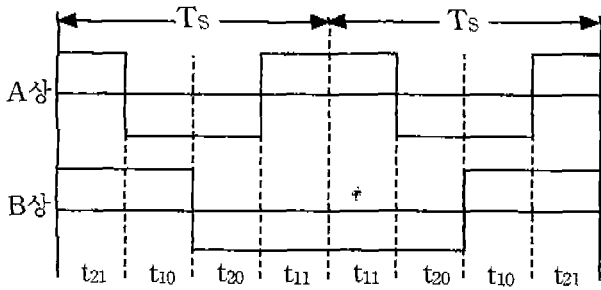


그림 10 2상 대칭변조법 III

라) MODE IV

주영역은 섹터 IV이며, 제어영역은 II가 된다.

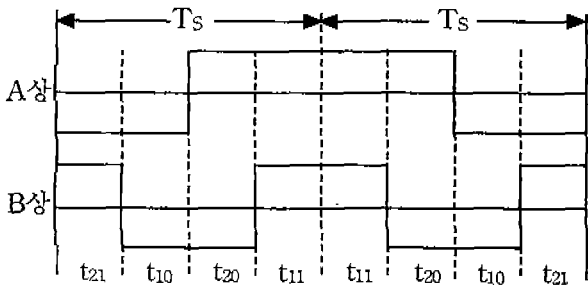


그림 11 2상 대칭변조법 IV

4. 시뮬레이션

본 논문에서 제안한 2상 인버터 구동을 위한 2상 공간 벡터 이론의 타당성을 검토하기 위하여 소프트웨어 패키지 ACSL을 이용하여 시뮬레이션하였다. 시뮬레이션하기 위한 조건은 인버터 전원  $V_{dc}=220$  [V], 부하조건  $R=1$  [ $\Omega$ ],  $L=1$  [mH]로 고정하였다.

그림 12는 기준 전압(reference voltage)  $V_{ref} = 50$  [V], 주파수  $f=60$  [Hz], Sampling Time  $T_s=7 \times e^{-4}$ 일 경우 스위치가 온(ON)될 때 나타나는 A, B상의 전압, 전류 파형을 보여주고 있다. 시작점에서 A, B상 전류는 최대치가 큰 과도상태를 지속하다가 곧 크기가 같고 두 상간의 위상차가  $90^\circ$  인 정상상태를 유지하게 된다.

그림 13은 정상상태에서 기준 전압  $V_{ref}$ 을 40 [V]을 60[V]로 변환하였을 때 나타나는 A, B 상의 전압, 전류 파형을 보여주고 있다. 여기서  $V_{ref}$ 의

변환점은  $t=0.97$ [sec]이며, 주파수와  $T_s$ 는 그림-와 같다.  $V_{ref}$ 의 변환점에서부터 전압 PWM 파형은 2상 공간 벡터 이론에 의해 기본과 실효치를 변환하게 되며, 전류의 실효치는 서서히 증가하여 곧 정상상태를 유지하게 된다.

그림 14는 정상상태에서 기준 전압  $V_{ref}$ 을 40 [V]로 고정하고 부하를 증가하였을 때 나타나는 A, B 상의 전류 파형을 보여주고 있다. 여기서  $T_s=7 \times e^{-4}$ [sec]이며, 부하의 변환점은  $t=0.97$ [sec]이다. 부하가 변하는 시점에서 전류도 안정적으로 변하며, 이는 3상 공간 벡터 이론과 같은 결과임을 알 수 있다.

5. 결 론

본 논문은 2상 인버터의 전압 제어방식으로서 2상 공간벡터 이론을 제안하고 시뮬레이션하였다. 최근 연구되어온 공간 벡터이론은 3상 인버터를 대상으로 하며 이를 3상 유도전동기에 적용할 경우 dq 변환이 요구된다. 그러나, 본 논문에서 제안한 2상 공간벡터 이론은 2상 유도전동기와 같은 부하에 적용할 수 있으며, 각 상의 전압의 크기는 같으며 위상차가  $90^\circ$  로 고정된다. 순시토크는 전압의 크기에 의해 제어하므로 역토크는 발생하지 않으므로 효율이 크다. 또한, A,B상 R전류 dq변환이 불필요하여 간단하게 구동 시스템을 구성할 수 있을 것으로 기대된다. 따라서 제안 공간벡터이론을 소용량의 2상 유도전동기를 포함한 간단한 서보시스템에 적용할 경우 기존의 3상 인버터의 공간 벡터방식보다 훨씬 저가의 서보 시스템을 구성할 수 있을 것이다.

이에 대한 실험 및 특성은 현재 진행중이며 곧 결과가 발표될 것이다.

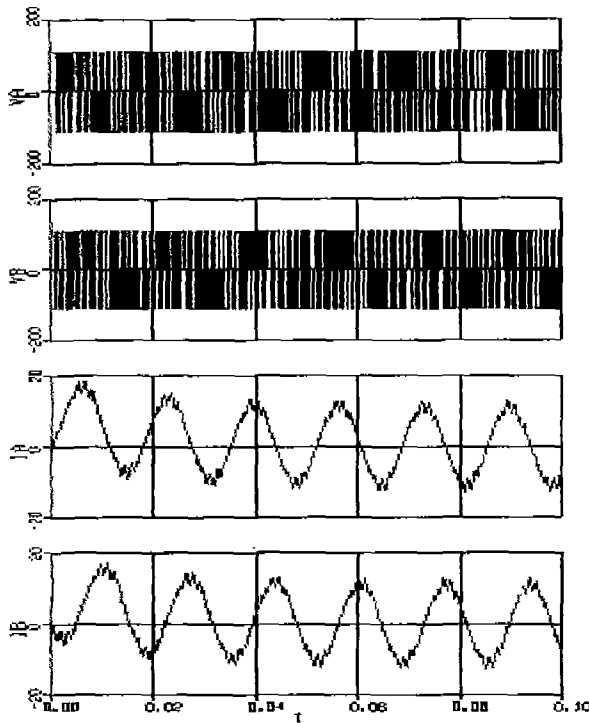


그림 12 과도 특성

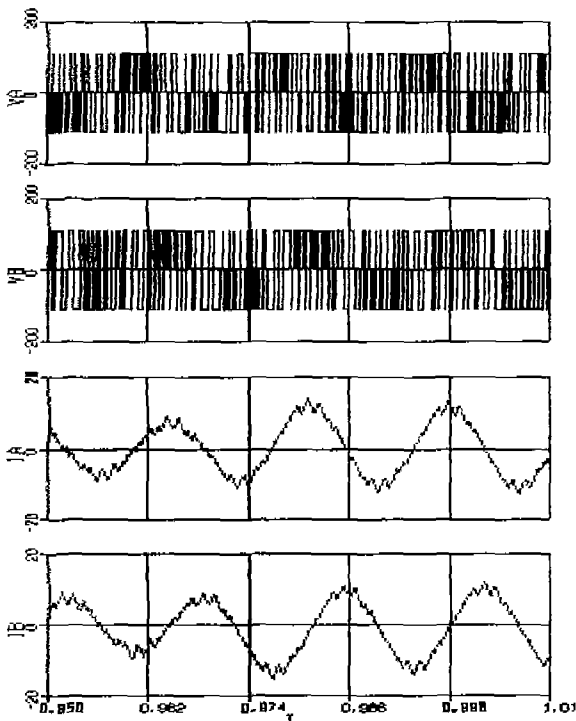


그림 13 기준전압 벡터의 변환

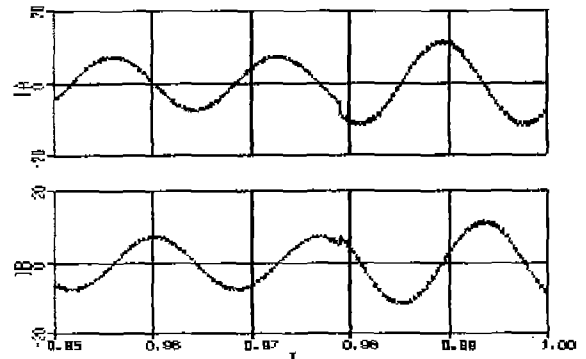


그림 14 부하 변환

### 참고 문헌

- [1] 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. LA-24, no. 1, pp.142-150, 1988.
- [2] J. Holtz, "Pulse Width Modulation - A survey", Conf. Record of IEEE, PESC'92, pp.11-18, 1992.
- [3] H. W. Van der Broeck, "Analysis of the Harmonics in Voltage Fed Inverter Drives Caused by PWM Schemes with Discontinuous Switching Operation", EPE'91 Conf. REC. No.3, pp.261-266, 1991.
- [4] 김준석, 설승기, "공간 전압 벡터 PWM의 새로운 기법", 대한전기학회 논문집 44권 7호, pp. 865-874, 1995.
- [5] Prasad N. Enjeti, Member, IEEE, and Ashra Rahman "A New Single-Phase to Three-Phase Converter with Active Input Current Shaping for Low Cost ac Motor Drives", IEEE Trans. on Ind. Appl. vol. 29, No. 4, pp.806-813, 1993.