

2상 유도전동기의 구동을 위한 2상 인버터의 2상 공간전압벡터 PWM 방식

張 都 鉉*, 尹 德 鏞

Space Vector PWM Technique for Two-Phase Inverter-Fed Two-Phase Induction Motors

Do-Hyun Jang and Duck-Yong Yoon

요 약

본 논문에서는 2상 인버터용 공간전압벡터 PWM 방식을 제안하였다. 제안된 2상 공간전압벡터 PWM 방식은 2상 유도전동기에 적용할 수 있다. 2상 공간전압벡터 방식을 사용하는 2상 인버터는 4개의 공간 전압벡터를 발생하나 영 전압 벡터는 만들 수 없다. 2상 인버터에서는 4개의 공간 전압벡터를 조정하여 기본 전압벡터를 실현한다. 또한, 2상 공간전압벡터방식에 의해 최적의 PWM 전압파형을 만들기 위한 대칭변조방식이 제안되었다. 제안된 2상 공간 전압벡터방식에 대한 타당성을 확인하기 위해 시뮬레이션과 실험이 실행되었다.

ABSTRACT

In this paper the space voltage vector pulsewidth modulation(SVPWM) technique for two-phase inverter is proposed. The two-phase SVPWM technique is applicable to two-phase induction motor drives. The two-phase inverter using two-phase SVPWM technique cannot generate zero voltage vectors, but four space vectors. A reference voltage vector in the square locus is realized by adjusting four space vectors. The switching sequence "two-phase symmetrical modulation" used in two-phase SVPWM is proposed. Practical verification of theoretical predictions is presented to conform the capabilities of the new technique.

Key Words : SVPWM, two-phase inverter, two-phase induction motor drives, two-phase symmetrical modulation

1. 서 론

디지털 제어를 기반으로 하는 유도전동기의 벡터 제어 기술의 발전은 DSP 등과 같은 고속연산처리용 마

이크로프로세서의 실용화와 함께 공간벡터 PWM (space vector pulsewidth modulation : 이하, SVPWM으로 칭함) 방식과 같은 전류제어 기술의 진보에 의하여 가능하였다. 3상 유도전동기를 제어하기 위한 SVPWM 방식은 상당히 복잡하여 구현하기가 용이하지 않음에도 불구하고 탁월한 전류제어 성능 때문에 오늘날 교류전동기의 벡터제어 또는 고성능 서보제어에는 거의 필수적으로 사용되고 있다.

단상 유도전동기는 가전제품과 같은 중소용량의 응용분야에 광범위하게 사용되어 왔음에도 불구하고 벡

*호서대학교 전기공학과 교수

E-mail : jangdh@office.hoseo.ac.kr

접수일자 : 2001.10.17

1차심사요청일 : 2001.11. 2

심사완료일 : 2001.12. 4

터 제어 기술을 적용하기 어려웠고, 따라서 고성능 서보 제어는 물론 단순한 가변속 제어에도 적용하기가 사실상 어려운 실정이다. 단상 유도전동기는 구조적으로 기동 토크를 발생하지 못하므로 주권선과 별도로 기동용 보조권선을 설치할 뿐만 아니라 직렬로 커패시터를 삽입함으로써 기동시 기동토크를 발생시키는 용도로 사용한다. 그러나, 기동이 이루어진 후에는 원심력 스위치를 개방하여 단상유도전동기-커패시터 기동전동기로 이용하기도 하며, 원심력 스위치가 없이 사용함으로써 2상 비대칭 유도전동기-커패시터 구동전동기-의 형태로 동작하기도 한다. 그러나, 이러한 단상 유도전동기는 권선 이용률이 나쁘고, 역 토크 발생이 커서 효율이 낮으며, 주권선만으로는 속도제어 특성도 좋지 않기 때문에 가변속 제어에는 부적합하다.

2상 유도전동기는 이와 같은 단상 유도전동기의 단점을 개선하기 위하여 2상의 권선이 90°의 위상차를 가지도록 대칭으로 감은 것이다. 가변속제어를 위한 인버터의 경우, 이를 가변속 제어를 하려면 각 상의 권선에 대하여 서로 독립적인 2개의 풀 브리지 인버터가 필요하기 때문에 오히려 3상 유도전동기용의 인버터에 비하여 더 많은 스위칭 소자를 필요로 하며 제어도 어려워진다. 따라서 본 논문에서는 전력소자가 4개로 구성된 하프브리지 방식의 전압형 2상 인버터를 채택하였다.

Enjeti 등은 4개의 스위칭 소자와 2개의 콘덴서를 사용한 하프 브리지 방식의 3상 인버터를 제안하여 이를 3상 유도전동기 구동에 적용하였고^[1], Correa 등은 이를 2상 인버터로 응용하여 단상 유도전동기의 벡터 제어에 적용함으로써 소형 유도전동기 제어의 새로운 가능성을 제시하였다^[2]. 그러나, 2상 인버터는 3상 인버터와는 달리 영 전압 벡터(zero voltage vector)를 출력하지 못하고 4개의 전압벡터만을 생성할 수 있기 때문에 아직 SVPWM 방식을 적용하지 못하였다. 이 때문에 현재까지 가변속 제어 또는 서보 제어에서는 거의 3상 유도전동기가 사용되었고, 단상 유도전동기는 대부분 정속운전에 사용되었으나, 2상 유도전동기는 구조상으로 단상 유도전동기와 비슷하지만 속도제어라는 측면에서 별다른 장점이 없기 때문에 거의 주목을 받지 못하였다.

본 논문에서는 하프 브리지 방식의 2상 인버터로 구동하는 2상 유도전동기를 SVPWM 방식으로 구현하는 방법을 제안하고, 이것이 3상 인버터에서와 같이 매우 우수한 전류제어 성능을 가진다는 것을 입증하였다. 따라서, 2상 유도전동기가 중소용량의 고성능 서보제

어 분야의 전동기로서 적용할 수 있는 가능성을 보였다. 이러한 2상 SVPWM 방식의 전류제어 기술은 이미 저자들이 학술대회에서 이론적인 바탕을 제시하고 시뮬레이션 결과를 발표한 바 있으며^[3], 본 논문에서는 실험적으로 이를 확인함으로써 2상 SVPWM 방식의 실용적 타당성을 입증하였다.

2. 3상 인버터에서의 SVPWM 방식

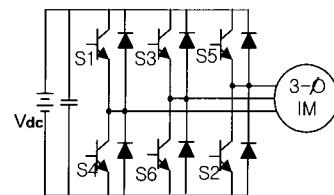


그림 1 3상 유도전동기를 위한 3상 인버터
Fig. 1 Three phase inverter for ac motor drives

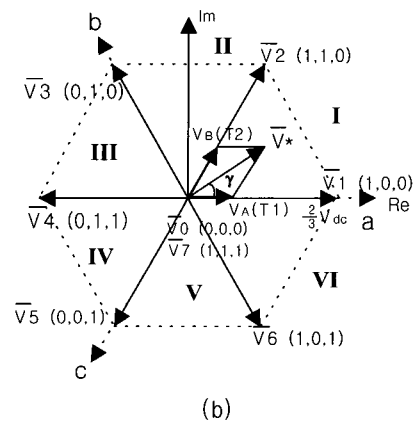
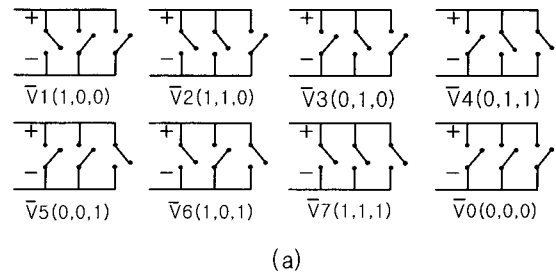


그림 2 (a) 3상 인버터에서 8개의 스위칭 상태
(b) 6개의 출력전압 벡터
Fig. 2 (a) Eight switching states in 3-phase inverter
(b) Six voltage vectors

3상 인버터에서의 SVPWM 방식은 비교적 최근인

1988년에 Broeck 등에 의하여 처음 제안되었으나^[4], 짧은 역사에도 불구하고 현재까지 전류제어 특성이 가장 우수한 것으로 평가되어 벡터제어 시스템에서 매우 일반적인 방법으로 적용되어 왔다.

그림 1은 직류 링크와 6개의 스위칭 소자로 구성되는 전형적인 3상 전압형 인버터를 보여준다. 이것이 출력할 수 있는 전압은 그림 2에서 보인 바와 같이 8개의 벡터로 나타낼 수 있는데, 이 중에서 6개는 유효한 전압벡터가 되고 나머지 2개는 크기가 0인 영벡터가 된다. 6개의 전압벡터는 복소평면에서 각각 60°의 간격으로 배열되며, 각 벡터의 크기는 $2V_{dc}/3$ 가 되므로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_k = \begin{cases} \frac{2}{3} V_{dc} e^{j\frac{(k-1)\pi}{3}} & k=1, 2, \dots, 6 \\ 0 & k=0, 7 \end{cases} \quad (1)$$

여기서, 기준전압이 어느 섹터에 위치하게 되면 인버터는 그 기준전압에 해당하는 전압을 생성하기 위하여 그 섹터의 양측에 인접해 위치하는 2개의 전압벡터를 출력하게 되며, 그림 2에서와 같이 기준벡터가 섹터 I에 위치하는 경우에는 다음과 같이 전압벡터 V_1 과 V_2 의 시간적 합성으로 표현될 수 있다.

$$\int_0^{T_s} V^* dt = \int_0^{T_1} V_1 dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} V_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_s} V_0 dt \quad (2)$$

즉, T_1 과 T_2 는 샘플링 주기 T_s 내에서 각각 전압벡터 V_1 과 V_2 를 인가하는 시간이며, 그 나머지 시간 T_0 동안에는 영 전압벡터 V_0 또는 V_7 을 출력한다. 이들 스위칭 시간은 아래와 같이 계산된다^[4].

$$\begin{cases} T_1 = \sqrt{3} T_s \frac{|V^*|}{V_{dc}} \sin(\frac{\pi}{3} - \gamma) \\ T_2 = \sqrt{3} T_s \frac{|V^*|}{V_{dc}} \sin \gamma \\ T_0 = T_s - (T_1 + T_2) \end{cases} \quad (3)$$

이와 같이 기준전압벡터를 합성하기 위하여 2개의 인접벡터를 출력하는 방법은 여러 가지가 있을 수 있지만, 가장 바람직한 것은 그림 3에서와 같이 영전압벡터의 인가시간 T_0 를 반으로 나누어 각각 V_0 과 V_7 을

출력함으로써 스위칭 주파수를 최소로 하는 3상 대칭 변조방식이다. 섹터 I의 기준전압에 대하여 3상 대칭 변조방식으로 스위칭을 수행하는 경우 출력벡터는 "... $V_0-V_1-V_2-V_7-V_7-V_2-V_1-V_0$..."의 순서로 된다.

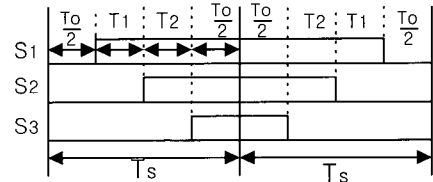
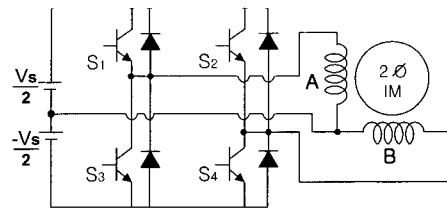


그림 3 3상 인버터에서 공간전압벡터 PWM의 3상 대칭 변조방식

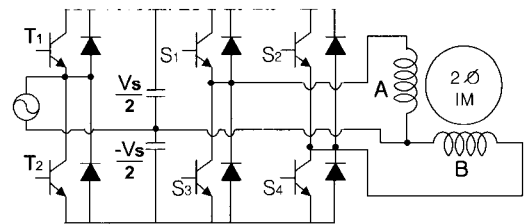
Fig. 3 Three-phase symmetrical modulation Switching pattern of SVPWM in 3-phase inverter

3. 2상 인버터에서의 SVPWM 방식

3.1 2상 인버터의 구조



(a)



(b)

그림 4 2상 유도전동기를 위한 2상 인버터 시스템
(a) 하프 브릿지 2상 인버터

(b) IPM에 의한 2상 인버터
Fig. 4 Two-phase inverter for two-phase induction motor drives
(a) Two-phase inverter of half bridge type
(b) Two-phase inverter built by IPM

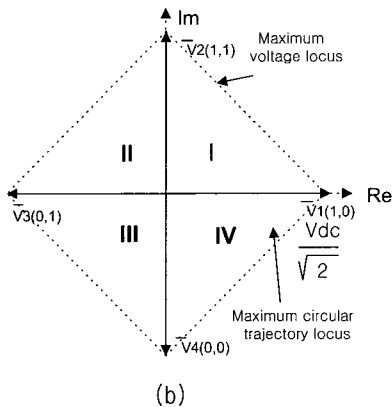
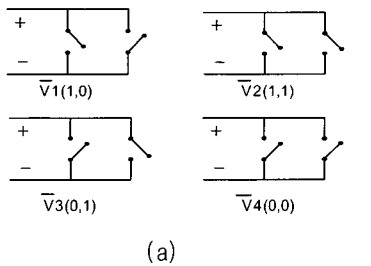


그림 5 (a) 2상 인버터에서 4개의 스위칭 상태
 (b) 4개의 출력전압 벡터
 Fig. 5 (a) Four switching states in two-phase inverter
 (b) Four voltage vectors

2상 유도전동기를 구동하기 위한 2상 인버터 시스템은 그림 4(a)와 같이 4개의 스위칭 소자와 2개의 커패시터를 사용하여 하프 브리지 방식으로 구성된다.

뿐만 아니라, 그림 4(b)와 같이 6개의 스위치를 내장하는 IPM 모듈을 사용하는 경우에는 4개의 스위치로는 2상 인버터 회로로 구성하고 나머지 2개의 스위치로는 단상 PWM 정류기서 활용이 가능하다^[2, 5].

2상 인버터에서 각 상의 출력전압의 기본 파형은 크기가 같고 90°의 위상차를 가지는 2상 대칭이라고 할 때 다음과 같이 표시된다.

$$\begin{cases} V_a = \frac{V_{dc}}{2} m \cdot \sin \omega t = V_o \cdot \sin \omega t \\ V_b = V_o \cdot \sin(\omega t - 90^\circ) \end{cases} \quad (4)$$

$-1 \leq m \leq 1$

여기서, V_o 는 m 에 의해 결정되는 출력전압의 최대치이다. 2상 인버터의 4개의 스위치 S1, S2, S3 및 S4의 턴온 또는 턴오프에 따라 그림 5(a)와 같이 4개의 스위칭 상태(switching state)가 존재한다. 이러한 스위칭

상태의 조합에 의해 그림 5(b)와 같이 각각의 위상차가 90°이며, 그 크기가 $V_{dc}/\sqrt{2}$ 인 4개의 공간전압벡터를 갖는다. 복소 평면에서 4개의 공간전압벡터를 복소 벡터로 나타내면 다음과 같다.

$$V_k = \frac{V_{dc}}{\sqrt{2}} e^{j \frac{(k-1)\pi}{2}} \quad k=1, 2, 3, 4 \quad (5)$$

영점에서 두 개의 영 전압 벡터가 존재하는 그림 2(b)의 3상 인버터와는 달리 그림 5(b)의 영점, 즉 2상 인버터에서 영 전압벡터는 존재하지 않는다

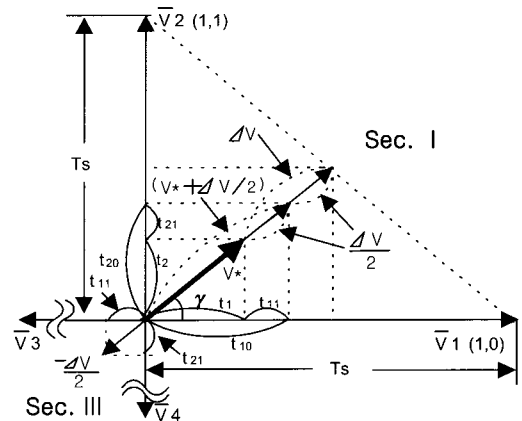


그림 6 2상 인버터에서 SVPWM 방식을 구현하기 위한 스위칭 시간의 결정
 Fig. 6 Determination of switching times in SVPWM of two-phase inverter

3.2 2상 SVPWM 방식의 원리

본 절에서는 2상 인버터가 기준전압 벡터 V^* 를 발생하기 위한 방식을 제안한다. 기준 전압 벡터 V^* 의 크기가 최대전압 궤적에 이르지 않는 한 스위칭 시간 t_1 과 t_2 의 합은 샘플링 주기 T_s 보다 작게 되며, 그 나머지의 시간에 해당하는 만큼 인버터는 영 전압벡터로서 출력하는 것이 바람직하다. 3상 인버터는 이러한 SVPWM방식으로서 PWM 제어가 가능하지만, 2상 인버터는 영 전압벡터를 출력하지 못하므로 다음과 같은 방식으로 T_s 를 만족하게 된다. 즉, 최대 전압벡터까지의 거리와 실제 전압벡터와의 차이 ΔV^* 를 구하고 이를 2등분하여 각각 그림 6과 같이 현재 영역 I에서 V^* 와 더하여 “수정 기본전압 벡터” ($V^* + \Delta V^*/2$)로 실행하고, 상대 영역 III에서는 “역제벡터” ($-\Delta V^*/2$)를 실행한다.

따라서, ($-\Delta V^*/2$)를 실행하면 주영역의 벡터와 서로 상쇄되어 결과적으로 영벡터를 출력하는 효과를 얻을

수 있게 된다.

각 전압 벡터에서 스위칭하는 시간은 그림 6을 참조하여 다음과 같이 나타낼 있다.

$$\begin{aligned} T_s &= (t_1 + t_{11}) + (t_2 + t_{21}) + t_{11} + t_{21} \\ &= t_{10} + t_{20} + t_{11} + t_{21} \end{aligned} \quad (6)$$

여기서 스위칭 시간 t_{10} , t_{20} , t_{11} , t_{21} 은 각각 다음과 같은 과정으로 계산할 수 있다. 먼저, 각 섹터에서 기준벡터가 가질 수 있는 최대 값은

$$\begin{aligned} |V_{\max}^*| &= |V^* + \Delta V^*| \\ &= \frac{V_{dc}}{\sqrt{2}} \frac{1}{\cos \gamma + \sin \gamma} \end{aligned} \quad (7)$$

로 나타낼 수 있다^[3]. 단, 여기서 γ 는 각 섹터의 시작에서부터 기준전압 벡터까지 반시계 방향으로 표시되는 각도이며, $0 < \gamma \leq 90^\circ$ 이다. 이로부터,

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

$$\left| \frac{\Delta V^*}{2} \right| = \frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}} \frac{1}{\cos \gamma + \sin \gamma} - \left| \frac{V^*}{2} \right| \quad (9)$$

가 된다. 따라서,

$$\left| V^* + \frac{\Delta V^*}{2} \right| = \frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}} \frac{1}{\cos \gamma + \sin \gamma} + \left| \frac{V^*}{2} \right| \quad (10)$$

가 된다. 또한, 식 (9)에서

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

가 되는 것을 알 수 있다. 그림 6으로부터,

$$T_s : t_{10} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{2}} : \left| V^* + \frac{\Delta V^*}{2} \right| \cos \gamma \quad (12)$$

의 관계가 있다. 위의 식에 식 (10)을 대입하여 스위칭 시간 t_{10} 을 구하면 다음과 같다.

$$t_{10} = \frac{\sqrt{2} T_s}{V_{dc}} \left(\frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}} \frac{1}{\cos \gamma + \sin \gamma} + \left| \frac{V^*}{2} \right| \right) \cos \gamma \quad (13)$$

마찬가지로

$$T_s : t_{20} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{2}} : \left| V^* + \frac{\Delta V^*}{2} \right| \sin \gamma \quad (14)$$

의 관계에서 스위칭 시간 t_{20} 을 구하면 다음과 같다.

$$t_{20} = \frac{\sqrt{2} T_s}{V_{dc}} \left(\frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}} \frac{1}{\cos \gamma + \sin \gamma} + \left| \frac{V^*}{2} \right| \right) \sin \gamma \quad (15)$$

또한,

$$T_s : t_{11} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{2}} : \left| -\frac{\Delta V^*}{2} \right| \cos \gamma \quad (16)$$

$$T_s : t_{21} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{2}} : \left| -\frac{\Delta V^*}{2} \right| \sin \gamma \quad (17)$$

의 관계에서 식 (11)을 대입하여 억제벡터를 구현하는 스위칭 시간 t_{11} 및 t_{21} 을 구하면 다음과 같다.

$$t_{11} = \frac{\sqrt{2} T_s}{V_{dc}} \left(\frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}} \frac{1}{\cos \gamma + \sin \gamma} - \left| \frac{V^*}{2} \right| \right) \cos \gamma \quad (18)$$

$$t_{21} = \frac{\sqrt{2} T_s}{V_{dc}} \left(\frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}} \frac{1}{\cos \gamma + \sin \gamma} - \left| \frac{V^*}{2} \right| \right) \sin \gamma \quad (19)$$

3.3 2상 대칭변조방식

기본 전압벡터 V^* 가 각각의 섹터 I에서 섹터 IV까지 머물러 있을 경우 이상과 같이 계산한 스위칭 시간을 이용하여 2상 인버터의 최적 PWM 출력전압을 만들어야한다. 본 논문에서는 3상 인버터에서 사용되는 3상 대칭 변조방식을 이용하여 2상 대칭 변조방식 (two-phase symmetrical modulation)을 제안하였다.

본 논문에서 제안하는 2상 대칭변조 방식으로 영역 I의 V^* 를 발생하기 위해 인가하는 전압벡터 및 인가 순서를 식으로 표현하면 다음과 같다.

$$T_s \overline{V^*} = t_{10} \overline{V_1} + t_{20} \overline{V_2} + t_{11} \overline{V_3} + t_{21} \overline{V_4} \quad (20)$$

그림 7은 각 영역이 변화될 때 2상 SVPWM 방식을 구현하여 얻어진 2상 인버터의 출력전압으로서, 2-level PWM 전압파형을 이루고 있다.

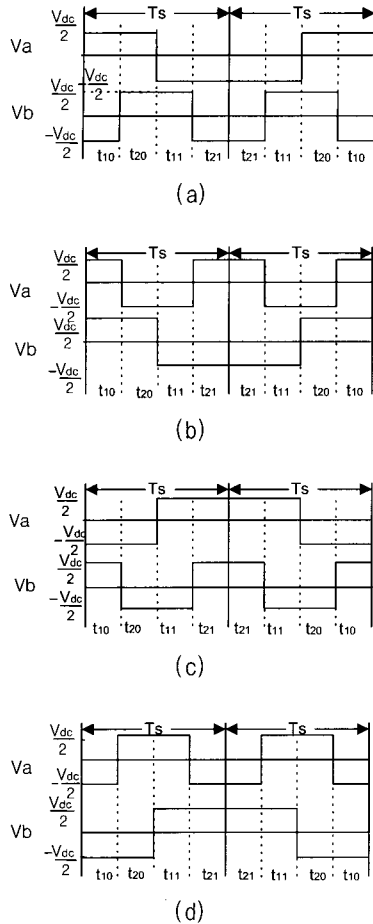


그림 7 2상 인버터에서 SVPWM 방식 및 2상대칭 변조방식에 의한 출력전압
(a) 섹터 I (b) 섹터 II
(c) 섹터 III (d) 섹터 IV

Fig. 7 Output voltage in two-phase inverter by SVPWM method and two-phase symmetrical modulation
(a) sector I (b) sector II
(c) sector III (d) sector IV

2상 대칭변조 방식에 의한 PWM 파형은 대칭적인 출력전압을 얻기 위하여 2개의 샘플링 주기에 대하여 스위칭 시간을 서로 반대의 순서로 적용한다. 따라서 출력전압의 제어주기는 샘플링 주기 T_s 보다 2배로 길어지게 된다. 그림 7에서는 스위칭 시간의 순서가 “ $\dots-t_{10}-t_{20}-t_{11}-t_{21}-t_{21}-t_{11}-t_{20}-t_{10}\dots$ ” 로 구현하였으나 반드시 이러한 순서대로 지켜질 필요는 없다. 그림 7에 의하면 각 상의 출력전압 V_a 와 V_b 가 원하는 공간전압 벡터를 발생하기 위하여 A상 및 B상의 인버터 스위치들은 각 샘플링 주기 T_s 에서 1회와 2회의 스위칭 동작

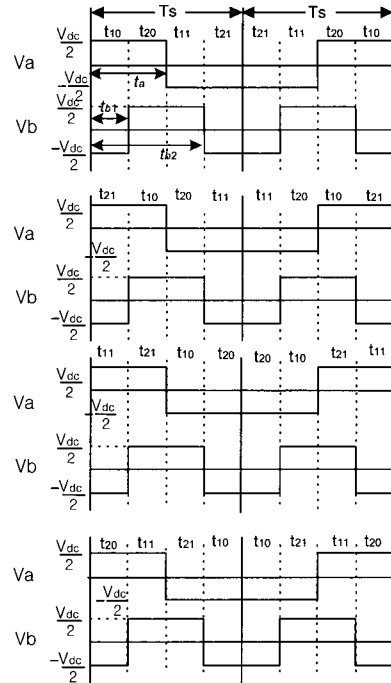


그림 8 2상 인버터에서 개선된 2상 대칭변조방식에 의한 출력전압

Fig. 8 Output voltage in two-phase inverter by advanced two-phase symmetrical modulation

을 교대로 수행한다. 3상 SVPWM 방식에서는 샘플링 주기동안 A상, B상, C상의 스위치들이 그림 3과 같이 항상 1회만 스위칭을 수행하는데 비하여, 2상 공간전압 벡터 방식에서는 이와 같이 불규칙한 스위칭동작을 수행하므로 이를 하드웨어적으로 구현하는 것을 어렵게 한다.

더구나 실제로 그림 7과 같이 PWM 스위칭을 수행하게 되면 각 섹터 사이의 출력전압이 불연속으로 되어 각 섹터의 경계점에서 출력전류에 심각한 서지를 발생하게 된다. 이 때문에 그림 7에서처럼 인버터를 항상 $t_{10}-t_{20}-t_{11}-t_{21}$ 의 일정한 순서로 스위칭하는 것은 매우 좋지 않으며, 이 문제를 해결하기 위해서는 각 섹터에서 전압벡터의 스위칭 순서를 임의로 조정함으로써 모든 섹터의 경계점에서 출력전압이 연속으로 되도록 할 수 있다.

그림 8은 모든 섹터의 경계점에서 출력전압이 연속이 되도록 개선한 2상 대칭변조방식이다. 개선된 2상 대칭변조방식에 의해 스위칭을 하면 모든 섹터의 경계점에서 출력전압이 연속으로 되는 것은 물론이고, 한 상의 스위치는 1개의 샘플링 주기내에서 항상 1회만 스위칭을 수행하고 다른 한 상의 스위치는 항상 2회의

스위칭을 수행하므로 각 상의 스위칭 동작이 규칙성을 가지게 되어 이를 하드웨어적으로 구현하기가 보다 용이해진다.

그림 8와 같이 스위칭을 수행하는 경우 A상에서는 t_a 에서 한 번만 스위칭을 수행하고, B상에서는 t_{b1} 및 t_{b2} 에서 두 번의 스위칭을 수행하게 된다. 따라서, 각 섹터에 따라 이 스위칭 시간 t_a, t_{b1}, t_{b2} 를 계산하는 방법은 달라지며, 이를 정리하면 표 1과 같다.

표 1 2상 SVPWM에서 2상 대칭 변조 방식을 구현하기 위한 스위칭 시간의 계산

Table 1 Switching arrangement to realize the two-phase symmetrical modulation of two-phase SVPWM

섹터	스위칭 시간	전반부 T_s					후반부 T_s				
		t_{10}	t_{20}	t_{11}	t_{21}	비고	t_{10}	t_{20}	t_{11}	t_{21}	비고
I	t_a	1	1	0	0	↓	0	0	1	1	↑
	t_{b1}	1	0	0	0	↑	0	0	0	1	↑
	t_{b2}	1	1	1	0	↓	0	1	1	1	↓
II	t_a	1	0	0	1	↓	0	1	1	0	↑
	t_{b1}	0	0	0	1	↑	0	0	1	0	↑
	t_{b2}	1	1	0	1	↓	1	1	1	0	↓
III	t_a	0	0	1	1	↓	1	1	0	0	↑
	t_{b1}	0	0	1	0	↑	0	1	0	0	↑
	t_{b2}	1	0	1	1	↓	1	1	0	1	↓
IV	t_a	0	1	1	0	↓	1	0	0	1	↑
	t_{b1}	0	1	0	0	↑	1	0	0	0	↑
	t_{b2}	0	1	1	1	↓	1	0	1	1	↓

3.4 2상 유도전동기 속도제어 시스템의 장단점

2상 인버터로 구동하는 2상 유도전동기에 SVPWM 방식에 의한 전류제어 기술을 적용하고, 앞으로 벡터 제어 알고리즘을 적용할 수 있게 되면 이는 소형전동기의 응용분야에 획기적인 전기가 될 것으로 기대된다.

우선, 2상 유도전동기는 단상 유도전동기와 거의 유사한 구조를 가지므로 경제적으로 대등한 입장이지만, 기존의 단상 유도전동기는 가변속 제어가 상당히 곤란한데 비하여 2상 유도전동기는 가변속 제어의 차원을 넘어서 고성능 서보제어 분야까지 적용하는 것이 가능하다.

현재의 IPM과 같은 3상 인버터 모듈을 사용하면 4개의 스위치로는 2상 인버터 회로로 구성하고 나머지 2개의 스위치로는 단상 PWM 정류기서 활용이 가능하므로^[1,2] 입력 역률을 1에 가깝도록 조정하면서 정류기

와 인버터 회로를 처리할 수 있다. 따라서, 본 제안 시스템은 매우 경제적이고 고역률, 고효율의 전력회로를 구현하는 것이 가능할 것이다.

그러나, 2상 인버터 회로는 기본적으로 하프 브리지 형태를 취하므로 직류 링크 전압을 2등분하기 위한 큰 용량의 커패시터를 필요로 하며, 따라서 전체 제품의 부피가 커지게 된다. 또한, 여기에 벡터제어 알고리즘이나 SVPWM 방식을 적용하기 위해서는 DSP와 같은 비교적 고가의 CPU를 사용하는 것이 불가피하므로 콘트롤러가 전체 시스템의 가격에 미치는 영향이 커지게 된다. 하지만, 이러한 단점은 전해콘덴서가 빠르게 발전하여 소형 대용량화로 변화되고 있고, 저가이면서 다기능의 모터제어 전용 DSP 및 IPM 소자들이 계속 출시되고 있으므로 빠른 시간내에 극복될 수 있을 것으로 예상된다.

4. 시뮬레이션 및 실험 결과

본 연구에서 제안한 2상 인버터 구동을 위한 2상 공간 벡터 이론의 타당성을 검토하기 위하여 소프트웨어 패키지 ACSL을 이용하여 시뮬레이션하였다. 시뮬레이션하기 위한 조건은 인버터 전원 전압은 $V_{dc}=220[V]$ 이며, 2상 유도전동기 대신 RL부하를 사용하였으며, $R=0.9[\Omega]$, $L=0.0012[H]$ 로 계산하였다.

그림 9는 기준 전압(reference voltage) $V^* = 50 [V]$, 주파수 $f=60 [Hz]$, 샘플링 타임(Sampling Time)을 $T_s=6 \times e^{-4}$ 로 고정했을 때 2상 유도전동기의 기동 시 나타나는 A, B상의 전압 및 전류 파형을 보여주고 있다. 시작점에서 A, B상 전류는 최대치가 큰 과도상태를 지속하다가 곧 크기가 같고 두 상간의 위상차가 90° 인 정상상태를 유지하게 된다.

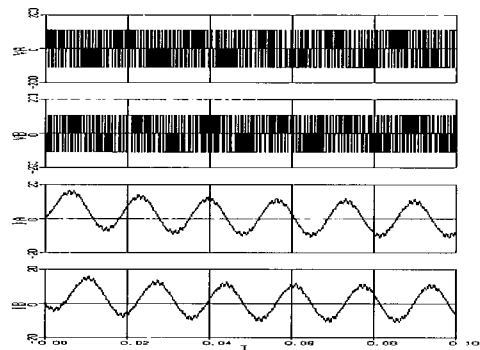


그림 9 시동 시 A, B상의 시뮬레이션 전압 및 전류 파형
Fig. 9 Simulated output voltage and output current at starting

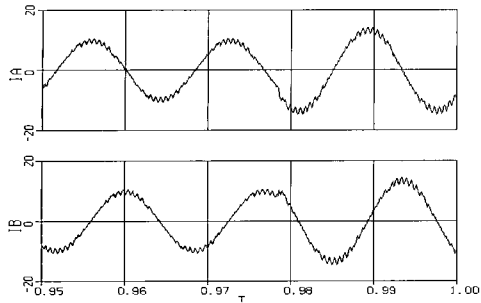
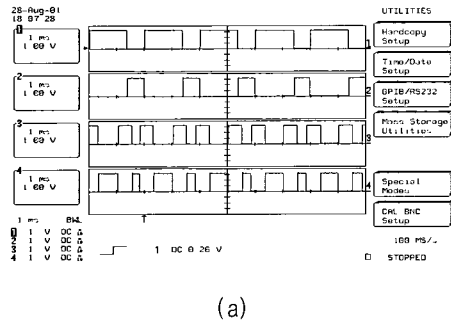
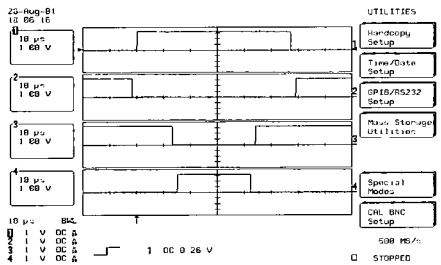


그림 10 부하 변화시 A, B상의 전류 시뮬레이션 파형
 Fig. 10 Simulated output current of phase A and B when a load is changed



(a)



(b)

그림 11 2상 인버터의 실험 스위칭 신호 파형
 (a) 일반적인 신호 파형
 (b) 확대 신호 파형
 Fig. 11 Experiment switching signal
 (a) generally switching signal
 (b) extended switching signal

그림 10은 기준 전압(reference voltage) $V^* = 50$ [V], 주파수 $f=60$ [Hz], 샘플링 타임(Sampling Time)을 $T_s = 3 \times 10^{-4}$ 로 고정하 시작점에서 A, B상 전류는 최대치가 큰 과도상태를 지속하다가 곧 크기가 같고 두 상간의 위상차가 90° 인 정상상태를 유지하게 된다. 그림 10은 기준 전압(reference voltage) $V^* = 50$ [V], 주파수 $f=60$ [Hz], 샘플링 타임(Sampling Time)

을 $T_s = 3 \times 10^{-4}$ 로 고정하고 $t=0.977$ [sec.]에서 부하가 커질 때 나타나는 A, B상의 전류 파형을 보여주고 있다. 전류파형은 부하가 변화되는 과도상태에서 전류는 즉시 변화되며, 곧 안정화된다. 본 논문에서 제안한 2상 인버터 구동을 위한 2상 공간 벡터 이론의 타당성을 검토하기 위하여 실제로 인버터를 제작하여 실험하였다. 본 논문에서 90[W], 220[V]/1[A] 정격의 사용한 2상 유도전동기는 4극의 A상 권선과 B상 권선을 동일한 턴수로 감고 두상의 권선이 전기적으로 90° 의 위상차를 이루도록 설계하여 제작하였다. 인버터 회로는 600[V]/20[A] 용량의 Mitsubishi사 3상 IPM인 PM20CSJ060을 사용하였고, 제어기로는 TMS320C32 DSP를 사용하였다.

그림 11은 2상 인버터의 스위칭 신호를 측정된 파형이다. 위로부터 순서대로 A 상의 상위 스위치(S_1), A 상의 하위 스위치(\overline{S}_1), B상의 상위 스위치(S_2), B상의 하위 스위치(\overline{S}_2)의 스위칭 신호이다. 샘플링 주기 T_s 는 $100[\mu s]$ 으로 고정하였으며, 데드타임(dead time)은 $3[\mu s]$ 로 고정하였다. 그림 11(a)는 출력 전압의 주파수를 30Hz로 고정시키고 2상 공간 벡터 이론의 소프트웨어에 의해 DSP에서 출력되는 스위칭 신호이며, 그림 11(b)는 입력 신호를 확대한 것으로서 신호가 바뀔 때 데드 타임이 형성되어 있음을 보여 주고 있다.

그림 12는 2상 인버터-2상 유도전동기를 2상 공간전압벡터 PWM 방식으로 구동하였을 때 정상상태에서 나타나는 A상과 B상의 PWM 전압파형에 대한 실험 파형을 보여주고 있다. 입력전압의 크기는 DC 311[V]으로 고정하였고 기준전압 V^* 의 크기를 60[V]로 지정하였으며, 출력 주파수를 30[Hz]로 고정하여 구동하였다. 또한 M-G SET에서 발전기에 30[W]에 해당하는 저항 부하를 설치하였다. A상과 B상의 출력전압은 155[V] 크기의 2-level PWM 전압파형이며, 90° 의 위상차를 갖는다.

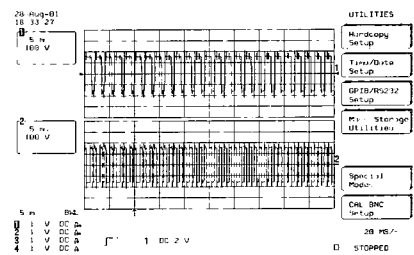


그림 12 2상 인버터의 A상과 B상의 실험 출력 전압 파형
 Fig. 12 Experimental waveform of the output current for phase A and B

그림 13은 2상 인버터-2상 유도전동기를 2상 공간전압벡터 방식으로 구동하였을 때 2상 인버터의 출력 전류 파형이다. 전류 파형의 전제 조건은 그림 11과 같으며 30[W]의 저항 부하를 설치하였을 때 나타나는 속도는 약 673[rpm]이었다. 오실로스코프의 전압 1눈금은 전류 0.4[A]를 나타내고, 시간축의 한 눈금은 10[ms]를 나타낸다. 아래의 2개 파형중에서 위의 파형은 A상의 전류이며 아래 파형은 B상의 전류이다. 두 파형을 비교해 볼 때 위상차가 거의 90°를 이루고 있고, 실효치가 같음을 알 수 있다.

그림 14는 A상 및 B상의 전류 파형이 정현파로서 올바르게 제어되는지의 정확성 여부 및 90°의 위상차가 유지되는지를 확인하기 위한 리사주 도형이다. 아직 데드타임 보상법(dead-time compensation method)를 고려하지 않았으므로 굵은 폭의 원형을 이루고 있으나 비교적 정현파 전류로 원활하게 제어되는 것을 확인할 수 있다.

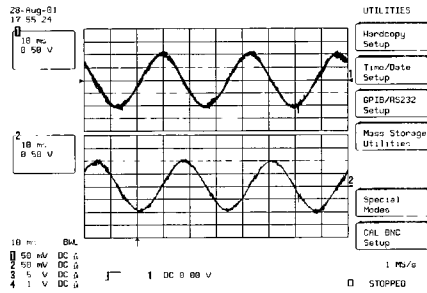


그림 13 2상 인버터에서 실험 출력 전류파형
Fig. 13 Experimental waveforms of the output current for phase A and B

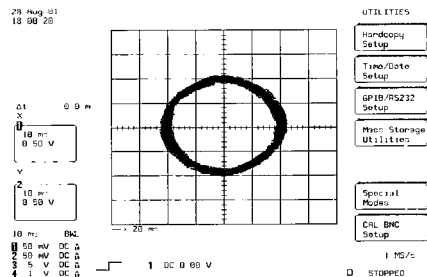


그림 14 출력 전류에 대한 리사주 파형
Fig. 14 Experimental Rissajou's figure for the output current

5. 결 론

본 논문에서는 2상 유도전동기를 구동하기 위한 2상 인버터에서 전류제어기로서 탁월한 성능을 가지는 2상 SVPWM 방식을 제안하였다. 3상 인버터에서의 일반적으로 적용되어 왔던 SVPWM 방식을 2상 인버터에서는 왜 적용하기가 어려운지를 비교 설명하였고, 이를 극복하기 위한 방법을 제시하며 체계적으로 구현하는 기술을 정리하였다. 그리고, ACSL에 의해 시뮬레이션하고 실제 실험장치를 제작하여 이 방법이 타당함은 물론 매우 우수한 전류제어 특성을 보이는 것을 확인하였다.

본 논문에서 제안한 기술이 상용화된다면 가변속 제어기가 사실상 어려웠던 단상 유도전동기나 2상 유도전동기를 가변속 제어 또는 이를 이용하여 고성능 서보 제어 분야에 까지 적용하는 것이 가능할 것으로 예상된다. 또한, 이러한 단상 교류전원 전동기가 냉장고, 에어컨 등과 같은 가전제품에 광범위하게 사용되고 있는 점을 감안하면 이러한 응용분야에 획기적인 변화를 가져다 줄 것으로 기대된다.

즉, 현재 단상유도전동기는 속도제어가 어렵기 때문에 냉장고나 에어컨처럼 전력제어가 필요한 경우에는 거의 전동기를 ON/OFF 방식으로 제어해왔던 것에 비하여, 2상 인버터를 이용하여 2상 유도전동기에 벡터 제어를 적용하게 되면 효율을 크게 향상하고 온도를 일정하게 유지하게 할 수도 있다. 따라서, 우리나라 전체 전력소비에서 이들 가전제품이 차지하는 비중을 감소시킬 때 제안 시스템이 수행될 경우 많은 전력 감소 효과를 기대할 수 있다.

다만, 현재로서는 이러한 2상 인버터에서 SVPWM 방식 또는 이를 이용한 벡터제어를 구현하려면 고가의 마이크로프로세서나 전력용 스위칭 소자를 필요로 하므로 제어기의 가격이 높아지게 되는 것이 단점으로 지적된다. 그러나, 이러한 단점들은 반도체 기술의 발전과 전동기 제어시스템의 시장 확대에 따라 이들 소자들의 가격이 급격하게 하락하게 되므로 머지 않은 장래에 점차 해결될 것으로 보인다.

본 연구(관리번호:00-051)는 한국전력공사의 지원에 의하여 기초전력공학공동연구소 주관으로 수행되었음.

참 고 문 헌

- [1] P. N. Enjeti and A. 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.
- [2] M. B. R. Correa, C. B. Jacobina, A. M. N. Lima, and E. R. C. da Silva, "Field oriented control of a single-phase induction motor drive", Conf. Rec. of IEEE PESC, pp. 990~996, 1997.
- [3] Do-Hyun Jang and Duck-Yong Yoon, "Space vector PWM technique for two-phase inverter-fed single-phase induction motors", Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting, pp. 47~53, Oct. 1999.
- [4] H. W. van der Broeck, H. C. Skudenly, and G. V. Stanke, "Analysis and realization of a pulsewidth modulation based on voltage space vectors", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 24, No. 1, pp. 142~150, 1988.
- [5] A. Rahman, and L. Zhong "A current-forced reversible rectifier fed single-phase variable speed induction motor drive", Conf. Rec. of IEEE PESC, pp. 114~119, 1996.

저 자 소 개



장도현(張都鉉)

1956년 8월 24일생. 1980년 한양대 전기공학과 졸업. 1982년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1989년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1993년~1994년 미국 Texas A&M Univ. 객원교수. 현재 호서대 전기공학과 교수. 당 학회 편집위원.



윤덕용(尹德鏞)

1958년 5월 19일생. 1981년 서울대 전기공학과 졸업. 1983년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년 단국대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1982년~1984년 삼성전자(주) 종합연구소 주임연구원. 1984년~1985년 한독(주) 컴퓨터기술연구소 과장대리. 1985년~현재 천안공업대학 제어계측과 교수. 당 학회 총무이사.