

論文94-31B-12-17

준 공진 DC 링크를 사용한 공간 벡터 PWM 인버터의 구현

(Realization of the Space Vector PWM Inverter Using a Quasi - Resonant DC Link)

韓完沃*, 趙成正**, 李宗圭***, 林承河****, 李成栢*

(Han Wan Ok, Cho Sung Jung, Lee Jong Gyu, Lim Seung Ha and Lee Sung Paik)

要約

본 논문은 대전력 스위칭시 발생하는 스위칭 손실(switching loss)과 스위칭 스트레스(switching stress)를 줄임으로써 소프트 스위칭되는 PWM 인버터의 구현에 관한 연구이다. 공간 전압 벡터(space voltage vector) PWM 방식의 인버터를 설계함으로써 기존의 정현 펄스 폭 변조 (sinusoidal PWM) 방식보다 스위칭수를 감소시킬 수 있었고 출력 전압도 $2/\sqrt{3}$ 배 (15%) 향상시킬 수 있었다.

스위칭 손실과 스트레스를 없애기 위해 DC 링크 측에 커패시터와 인덕터 그리고 두개의 보조 스위치를 추가하였으며, 영전압 조건에서 제안된 인버터로 PWM 동작을 수행한 결과 스위칭 손실을 줄이고 안정성을 확보할 수 있었다.

제어 시스템은 실시간 처리를 위해 8 비트 단일-칩 마이크로프로세서를 사용하였으므로 종래의 정현 펄스 폭 변조 방식의 반송파 발생기와 기준파 발생기를 제거함으로써 시스템의 크기와 구조를 단순화 할 수 있었다.

Abstract

In this paper, we present a soft switching PWM inverter as reducing switching loss and stress at high power application. The PWM inverter is designed by space voltage vector, which can diminish a number of switching and improve maximum output voltage about $2/\sqrt{3}$ times (15%) than conventional SPWM method.

To reduce switching loss and stress, The DC link requires a capacitor, an inductor and two additional switches. Therefore proposed inverter performs true PWM operation under the soft switching condition. As a result of soft switching we can reduce switching loss and ensure stability of switching devices.

For approach To real time, control system is realized by 8 bit single-chip microprocessor. Therefore, we can construct system is with simplified volumn and structure by eliminating carrier wave and reference wave generator of conventional SPWM method.

**準會員, *正會員, 光云大學校 電子工學科
(Dept. of Elec. Eng., KwangWoon Univ.)

***正會員, 富川 專門大學 電子科
(Dept. of Elec. Eng., Buchon Tech. College)

****正會員, 大宥 專門大學 電算機科
(Dept. of Computer Eng., Dae Yeu Tech. College)

接受日字: 1994年 1月 8日

I. 서론

현대의 DC / AC 전력 변환 부분에서는 기본 주파수와 전압을 동시에 제어할 수 있고 구조가 간단하다는 이유로 인하여 전압원 펄스 폭 변조 인버터 (Voltage Source Pulse Width Modulation Inverter) 가 주류를 이루고 있다.

저차 고조파를 줄이기 위하여 PWM 인버터의 스위칭 주파수를 높일 경우 출력 주파수의 대역 폭은 커지고 여파기의 크기는 작아진다. 또한, 모터 구동시에는 속응성이 개선되며, 맥동 전류를 최소화하여 맥동 토오크를 감소시키고, 20KHz 이상의 스위칭 주파수에서는 가청 소음 문제가 해결된다.^{[2][4][6]}

그러나, 스위칭 주파수를 높이면 소자의 스트레스와 손실이 증가되므로 스위칭 주파수를 높이는 데는 한계가 있다.^{[3][4][5]}

본 논문에서는 기존의 정현 펄스 폭 변조 방식에 비해서 스위칭 회수가 감소하는 공간 전압 벡터 방식으로 인버터를 구성하였고, 스위칭 스트레스와 손실을 줄이기 위하여 두개의 보조 스위치를 이용한 준공진형의 인버터를 제안하였다.^{[1][7][8][9][10]}

그리고, 스위칭 주파수를 높여도 스위칭 손실이 커지지 않음을 시뮬레이션과 실험을 통하여 입증하였다.

II. 영전압 스위칭 기법

하드 스위칭되는 인버터에서 스위칭 순간마다 반도체 소자에서의 손실과 스트레스로 인하여 스위칭시 많은 문제점이 제기된다. 스위칭 주파수를 높이지 못하고 소자의 안전성과 인버터의 효율 등이 문제시되며 극단적인 경우 전력용 반도체 소자의 파괴를 초래한다.

스위칭 손실은 스위칭시의 전압과 전류의 곱에 의하여 주어지므로 스위칭 시에 전압 혹은 전류를 영으로 만들 경우 스위칭 손실은 근본적으로 제거될 수 있다. 스위치의 ON/OFF 시 반도체 소자는 높은 전압 및 전류 스트레스를 동시에 받으므로 많은 스위칭 손실이 있다.

그러나, 공진형 스위치 회로는 전압, 전류가 동시에 스위칭에 인가되는 일이 없으므로 스위칭 스트레스 및 손실이 매우 저감된다.^{[1][13]}

그러므로 본 논문에서도 이러한 개념에 입각하여 DC 링크측에 두개의 보조 스위치를 연결하여 이 두 스위치를 제어함으로써 영 전압에서 스위칭이 이루어지도록 하였다.^{[3, 4][14]}

제한한 PWM 인버터의 기본 회로는 그림 1 과 같다.

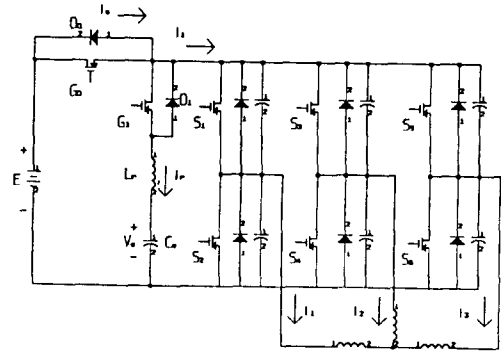


그림 1. 준 공진 DC 링크 전압원 인버터
Fig. 1. Quasi resonant DC link voltage source inverter(VSI).

회로의 동작 원리는 그림 2 에서 설명된다. 정상 동작 시간인 t_0 기간 동안은 인버터 입력 전압 V_i 는 공급 전압 E를 유지하면서 스위치 G_0 나 D_0 가 인버터 입력 전류 i_i 를 흘린다. 반면에 스토리지 커패시터 C_c 는 거의 E/2 가까이 충전된다.

공진이 필요할 때는 우선 G_1 이 턴 온 되며, 그 결과 공진 인덕터 L_r 에서의 전류 i_i 는 스토리지 커패시터 C_c 로 흐르기 시작한다. (t_1 의 기간)

i_i 가 적당한 레벨 I_{r1} 에 이르자마자 스위치 G_0 는 개방되고 C_c 와 인덕터 L_r , 그리고 인버터의 스너버 커패시터 사이에서 공진이 일어난다. 그러므로, t_2 의 기간 동안 스너버 커패시터는 방전되고, 전압 V_i 는 영으로 떨어진다. 이런 조건에서 모든 브릿지 스위치들은 영전압하에서 턴 온될 수 있다.

t_3 의 기간 동안 C_c 와 L_r 사이에서 공진이 계속되며, 이때 전류 i_i 이 감소하여 반대 방향으로 증가한다.

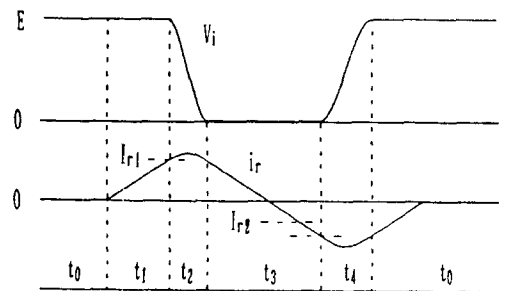


그림 2. 공진 링크 파형
Fig. 2. Resonant link waveform.

반대 방향의 전류는 다이오드 D_1 을 통해서 흐르므로 스위치 G_1 이 스트레스 없이 턴 오프될수 있다. i_i 이 적

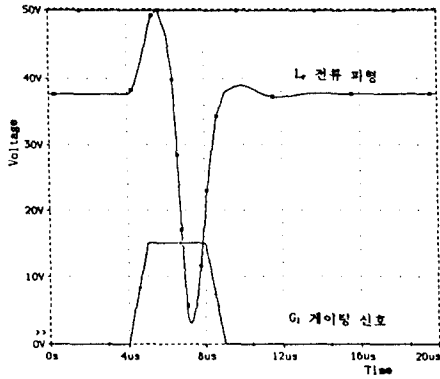
당한 값 I_{L2} 에 이르렀을때 V_i 전압의 상승이 시작된다.

t_4 의 기간동안은 C_0 , L_1 그리고 스너버 커패시터 사이에서 공진이 진행되며 전압 V_i 는 공급 전압 E 가 될 때까지 상승한다.

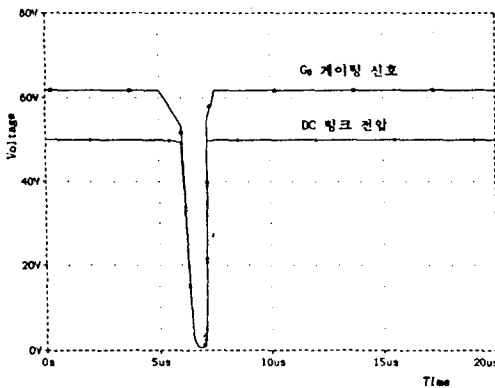
잔류 전류 i_1 은 다이오드 D_0 를 통하여 부하쪽으로 흐르며 마침내 영이 된다.

이 상황에서 스위치 G_0 는 소프트 스위칭 조건으로 턴 온되어 t_0 기간의 상황으로 복귀한다.

제한한 동작에 대한 시물레이션 결과를 그림 3에 나타냈다.



(a) G_1 신호와 인덕터 전류



(b) G_0 신호와 링크 전압

그림 3. 공진 링크의 시물레이션
Fig. 3. Simulation of resonant link.

Ⅲ. 공간 벡터 PWM 인버터

PWM 신호는 비교적 간단한 방법으로 실현이 가능한 부고조파 변조 (Sub-Harmonic Modu-

lation, SHM) 방법을 많이 사용하며, 부고조파 변조 방법중 정현 펄스 폭 변조 (SPWM) 방법은 저차 고조파의 제거가 용이하고, 구동신호를 쉽게 얻을수 있다는 장점이 있는 반면에 스위칭의 횟수가 많고, 최고 출력 전압이 작다는 결점이 있다.

그러나, 상태 공간 벡터 변조 기법을 사용하여 PWM 파형을 발생시키면, 최대 출력 전압이 더 커지며 스위칭의 수가 적어진다는 장점이 있으며 반송파와 정현파 신호의 동기가 특별히 필요하지 않다는 장점을 가지고 있다.^{6, 7, 8, 9, 10, 11)}

본 논문에서는 공간 전압 벡터로써 PWM 신호 파형을 발생시켰다.

그림 4와 같은 인버터 회로에서 부하의 중성점에서 본 상전압의 합은 모두 영(zero)이다.

$$V_a(t) + V_b(t) + V_c(t) = 0 \quad (1)$$

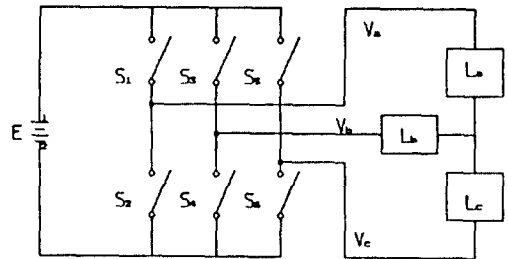


그림 4. PWM 전압원 인버터
Fig. 4. PWM voltage source inverter.

식 (1)의 3 상은 2 상 좌표 변환하여 실수와 허수축의 2 차원 공간 벡터로 표현하면 식 (2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$V(t) = \frac{2}{3}(V_a + K \cdot V_b + K^2 \cdot V_c) \quad (2)$$

$$\text{여기서, } K = \exp\left(j \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \quad (3)$$

$$V(t) = V_r + jV_i \quad (4)$$

$2/3$ 는 실수축, 허수축 벡터와 3상 변수 사이의 조정 계수(Scaling factor)이다.

여기서, 3상축으로부터 복소 벡터축으로의 변환을 다음 식 5와 같이 정의한다.

$$\begin{pmatrix} V_r \\ V_i \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix} \quad (5)$$

식 2.3 으로부터 역변환하면 다음과 같이 된다.

$$V_a = \text{Re}[V] \tag{6}$$

$$V_b = \text{Re} \left[V \cdot \exp \left(-j \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \right] \tag{7}$$

$$V_c = \text{Re} \left[V \cdot \exp \left(j \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \right] \tag{8}$$

V_a, V_b, V_c 가 평형3상 상전압이라면 다음식과 같이 표현된다.

$$V_a = A_m \cdot \cos(\omega t) \tag{9}$$

$$V_b = A_m \cdot \cos \left(\omega t - \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \tag{10}$$

$$V_c = A_m \cdot \cos \left(\omega t + \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \tag{11}$$

여기서, A_m 은 최대 상전압값이다.
이 벡터들을 공간벡터로 표시하면 다음과 같다.

$$V(t) = A_m \cdot \exp(j\omega t) \tag{12}$$

이것은 일정한 각속도 ω 로 회전하고 있는 길이 A_m 인 벡터이다.

여기서, 그림 4 와 같은 삼상 인버터 시스템에서 상측의 스위치가 닫히면 1로 하고 하측의 스위치가 닫히면 0으로 한다면, 모두 $V_0(0,0,0)$, $V_1(1,0,0)$, $V_2(1,1,0)$, $V_3(0,1,0)$, $V_4(0,1,1)$, $V_5(0,0,1)$, $V_6(1,0,1)$, $V_7(1,1,1)$ 의 8개의 경우가 나온다.

표 1. 전압원 인버터의 상전압
Table 1. Phase Voltage of VSI.

	V_0	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_7
V_a	0	$\frac{2}{3}E$	$\frac{1}{3}E$	$-\frac{1}{3}E$	$-\frac{2}{3}E$	$-\frac{1}{3}E$	$\frac{1}{3}E$	0
V_b	0	$-\frac{1}{3}E$	$\frac{1}{3}E$	$\frac{2}{3}E$	$\frac{1}{3}E$	$-\frac{1}{3}E$	$-\frac{2}{3}E$	0
V_c	0	$-\frac{1}{3}E$	$-\frac{2}{3}E$	$-\frac{1}{3}E$	$\frac{1}{3}E$	$\frac{2}{3}E$	$\frac{1}{3}E$	0

그때의 상전압 값을 계산하여 표1에 보였으며, 이것은 그림 5 와 같이 표현할 수 있다. 여기서, V_0 와 V_7 은 영벡터로써 상전압에 기여하지 않는다.

이로써 부고조파 변조방식과는 무관하게 PWM 패턴을 발생시킬 수 있다.

즉, 좌표에서 반시계 방향으로 일정각속도로 회전

해 나가면서 각 벡터의 유지시간을 알맞게 정해줌으로써 실현할 수 있다.

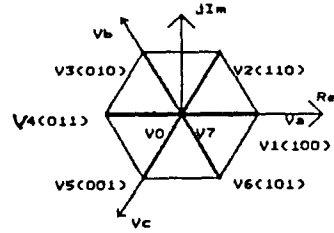


그림 5. 전압원 인버터의 상태 공간 벡터
Fig. 5. State space vector of VSI.

각 벡터간은 전기각 60°에 해당하며 이 부분을 분할해서 해당벡터의 시간비율을 결정하고 세밀히 나눌수록 부고조파 변조방식의 반송파 비를 올리는 것과 같다. 공간벡터의 시간 비율은 그림 6 에 나타낸다.

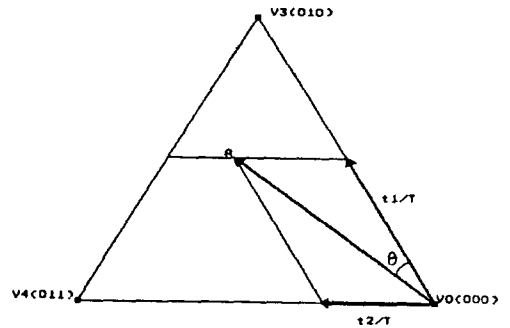


그림 6. 임의의 공간 벡터 표현
Fig. 6. Representation of an arbitrary space vector.

그림 6 에서 각각의 상태공간벡터의 합으로써 임의의 공간벡터를 표현할 수 있으며 그 결과 각각의 시간은 다음과 같다.

$$t_1 = qT \cdot \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta \right) \tag{13}$$

$$t_2 = qT \cdot \sin \theta \tag{14}$$

$$t_0 = T - t_1 - t_2 \tag{15}$$

여기서, θ = 기준벡터와 임의의 벡터 사이의 위상차로서 최대값은 60
 q = 변조도 (0.1 ~ 1)
 T = 펄스발생의 단위시간

각 섹션에서 스위칭 할 수 있는 전압 벡터의 값들은 표 2와 같다.

표 2. 각 섹션에 할당된 상태 공간 벡터
Table 2. Assigned state space vector to each section.

섹션	전압 벡터		
1	0 0 1	1 0 1	1 1 1
2	0 0 0	1 0 1	1 0 0
3		1 0 0	1 1 0
4	0 0 0	1 1 0	0 1 0
5		0 1 0	0 1 1
6	0 0 0	0 1 1	0 0 1

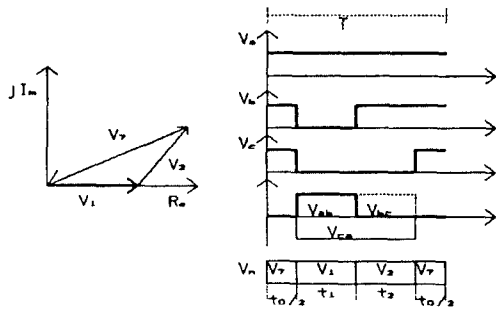


그림 7. 공간 벡터에 의한 스위칭 패턴
Fig. 7. Switching pattern by space vector.

본 논문에서 제시한 공간벡터 PWM 인버터의 설계는 출력주파수는 10Hz~60Hz, 변조도는 0.1~1로 정하여 실험하였다. 더욱 고속의 프로세서를 이용한다면 고주파 스위칭도 가능하나 본 논문에서는 8bit 마이크로 프로세서인 8031을 이용하여 10등분을 했으며 이것은 한 주기당 60등분을 한 것과 같다. 그러므로 식 12에 따라 각속도 ω 가 증가하면서 3상의 PWM 펄스가 공간 벡터와의 유기적으로 결합하므로 스위칭 수를 줄일수 있다.

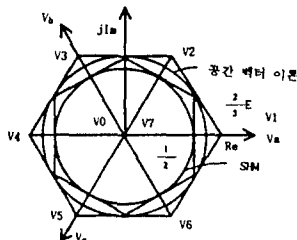


그림 8. 최고 출력 전압의 비교
Fig. 8. Comparing of maximum output voltage.

또한 최고 출력 전압은 변조도를 1로 했을 경우, 그림 8에서 바깥 육각형의 내접원이 되고 그때의 반지름은 $1/\sqrt{3}$ 이 된다. 기존의 부고조파 변조 방법에서의 상전압은 $1/2$ 이 되며, 이것은 내부 육각형의 내접원으로 생각할수 있다. 그러므로 공간 벡터 변조 방법이 부고조파 변조 방법보다 $2/\sqrt{3}$ (1.155)배 더 큰 출력 전압을 가짐을 알 수 있다.

이렇게 설계한 PWM인버터는 DC 링크의 공진회로와 결합하여 그림 9과 같이 동작하게 되며, 스위치의 턴 온때마다 링크의 발진을 명령하게 되므로 턴 온, 턴 오프시에 DC 링크를 영전압 상태로 만들어 스트레스 없는 스위칭을 하도록 하였다.

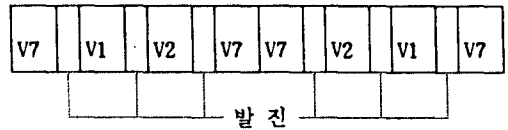


그림 9. 영전압 상태를 부가한 스위칭 패턴
Fig. 9. Switching pattern adding zero voltage state.

IV. 시스템 구성

본 논문에서 제시된 시스템은 제어단(controller unit), 종단(terminal unit), 그리고 부하단(load unit)으로 구성되며, 제어단은 8비트 마이크로 프로세서인 인텔사의 8031을 사용하였다. 설계된 인버터의 스위칭 패턴에 따라 계산된 펄스폭의 시간값을 내부 메모리에 테이블로 저장하였다. 그후 내부 타이머 0의 모드3을 이용하여 시간 지연을 하였으며 지연되는 동안 포트로 필요한 벡터 값을 출력하도록 하였다. 이때 보조 스위치의 제어신호도 함께 출력하며 이 신호는 드라이브단에 입력된다. 제어단에 대한 구성도는 그림 10과 같다.

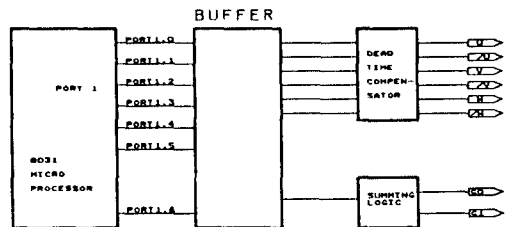


그림 10. 제어기의 구성도
Fig. 10. Block diagram of controller.

위의 시스템을 구동하는 제어프로그램은 그림 11에 나타난 순서도의 동작순서에 따라 진행된다.

1. 시스템을 초기화 시킨다.
2. 변조도와 출력주파수를 고려한 펄스폭의 시간값을 입력한다.
3. 해당 벡터를 지정하고 서브루틴을 콜한다.
4. 서브루틴에서는 펄스폭값과 보조 스위치 제어 신호를 포트 1(port 1)로 출력 한다.
5. 3~4의 순서를 반복한다.

제어기의 신호들은 데드타임을 1 μ sec 로 보상한뒤 종단의 전력용 MOSFET와 그의 구동을 위한 드라이브단으로 입력된다.

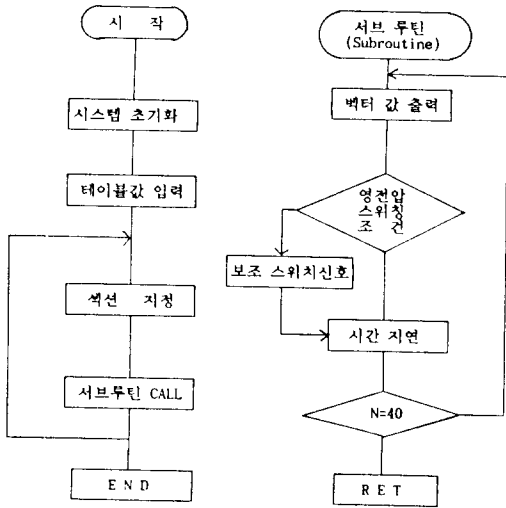


그림 11. PWM 신호 발생 흐름도
Fig. 11. Flow chart of PWM signal generation.

V. 실험결과 및 고찰

실제 실험은 220V, 1/2HP의 3상 인덕션 모터를 부하로 사용하였다. 제작된 PWM인버터는 출력 주파수 10~60Hz, 변조도를 0.1~1 로 가변되도록 설계하였으며 트랜지스터에 비해 스위칭 시간이 짧은 전력용 MOSFET를 스위칭 소자로 사용하였다.

그림 12는 보조 스위치 G_0 의 게이팅 신호이며 이 신호에 의해서 스위치가 턴 오프되어 링크전압이 영으로 떨어짐을 알 수 있다. 그림 13은 보조 스위치 G_1 에 턴 온 명령을 내려 공진을 유도한다. 인덕터 전류는 앞의 시뮬레이션 결과와 일치함을 알 수 있다. 그림 14는 본 논문에서 제시한 인버터의 선간전압과 선전류를 보인다.

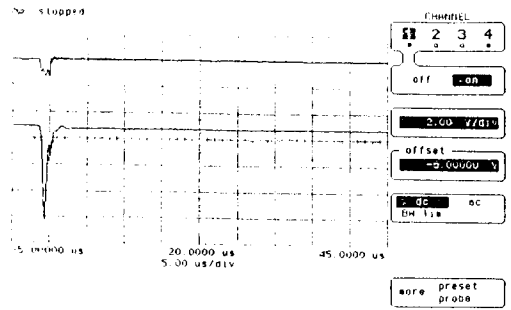


그림 12. 보조 스위치 G_0 게이팅 신호와 DC 링크 전압
Fig. 12. Gating signal of AUX switch G_0 and DC link voltage.

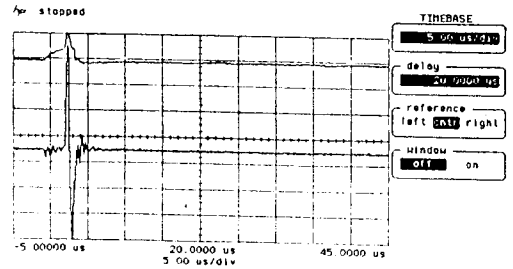


그림 13. 보조 스위치 G_1 게이팅 신호와 인덕터 전류
Fig. 13. Gating signal of AUX switch G_1 and inductor current.

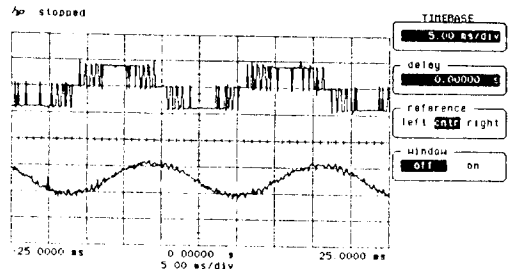


그림 14. 선간 전압과 선전류 파형
Fig. 14. Line to line voltage and line current waveform.

VI. 결론

본 논문에서는 스위칭 손실과 스트레스가 없는 인버터를 제시하였다. 공간 벡터 변조 방식을 적용함으

로써 기존의 부고조파 변조 방식보다 스위칭수를 감소 시켰으며 출력전압도 15% 개선시킬수 있었다. 또한 기준파와 반송파를 만들기 위한 입력 장치를 없애고 단일 칩 마이크로 프로세서를 이용하여 제어신호를 소프트웨어적으로 처리를 하여 제어기를 소형화시킬 수 있었으며, 기준파와 캐리어파의 동기를 특별히 고려하지 않아도 되게 하였다.

이렇게 설계한 인버터의 DC 링크측에 인덕터와 커패시터, 그리고 보조 스위치 두개를 부착하여 필요할 때 마다 두 스위치를 제어함으로써 스위칭시 항상 영전압 상태에서 스위칭이 가능하게 하였다. 그 결과 스위칭 스트레스가 없는 인버터를 구현할 수 있었으며 또한 소자의 안전성과 신뢰성을 확보할 수 있었다.

參考文獻

[1] M.Kheraluwala and D.M.Divan, "Delta Modulation Strategies for Resonant Link Inverters," PESC 1987, Conf. Rec., pp.271-278.

[2] D.M.Divan, "The Resonant DC Link Converter - A New Concept in Static Power Conversion," IEEE-IAS, Trans. Vol. 25, No. 2, Mar. 1989, pp.317-325.

[3] D.M.Divan and G.Skibinski, "Zero-switching-loss Inverters for High-power applications," IEEE-IAS Ann. Meet., Atlanta, Oct. 1987, pp.626-639.

[4] D.M.Divan, G.Venkataramanan and R.W.De Doncker, "Design Methodologies for Soft Switching Inverters," IEEE - IAS Ann. Meeting Pittsburgh, Oct. 1988, pp.758-766.

[5] Vassilios G. Agelidis, Phoivos D. Ziogas and Geza Joos, "Optimum Use of DC Side Commutation in PWM Inverters," PESC 1991, Conf. Rec. pp276-282.

[6] S. Fukuda, Y. Iwaji and H. Hasegawa, "PWM Technique for Inverter with Sinusoidal Output Current" IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 5, No.1, Jan. 1990, pp.54-61.

[7] H.W. Van Der Broeck, H. Ch. Skudelny and G. Stanke, "Analysis and Realization of a Pulse Width Modulator Based on Voltage Space Vectors," IEEE- IAS 1986, pp.244-251.

[8] S. Ogasawara, H. Akagi and A. Nabae, "A Novel PWM Scheme of Voltage Source Inverters Based on Space Vector Theory" EPE, 1989, PP.1197-1202.

[9] 권봉환, 민병덕, "IGBT를 사용한 PWM정류기" 한국 전기 학회 논문지, Vol. 42, No. 6, 1993, pp.18-27

[10] Takashi Kenjo, "Power Electronics for the Microprocessor Age" Oxford University Press, pp.200-259.

[11] 李允鍾, 韓慶熙, 白壽鉉 & 金龍 編著, "電力電子" 東逸 出版社, pp128-205

著者紹介



韓完沃(正會員)

1962年 1月 1日生. 1985年 2月 광운대학교 전자공학과 졸업. 1987年 8月 광운대학교 대학원 졸업(공학석사). 1991年 9月 ~ 현재 광운대학교 대학원 전자공학과 박사과정 재학. 1994年 3月 ~ 현재 유한 전문대학 전자과 산업체 겸임 전임강사. 주관심 분야는 u-processor 응용 및 전동기 제어 등임.



趙成正(正會員)

1967年 10月 11日生. 1991年 2月 광운대학교 전자공학과 졸업. 1993年 2月 광운대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사). 1994年 1月 ~ 현재 대우전자 근무. 주관심 분야는 전력전자, Robotics, 디지털 통신 등임.

— 著 者 紹 介 —



李宗圭(正會員)

1955年 12月 17日生. 1979年 2月 광운대학교 응용전자공학과 졸업. 1986年 2月 광운대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사). 1991年 8月 광운대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학박사). 1980年 ~ 현재 대유 공업 전문대학 전산과 조교수. 주관심 분야는 마이크로프로세서 설계, FA 및 전력 제어 시스템 등임.



林承河(正會員)

1947年 2月 21日生. 1969年 2月 광운대학교 응용전자공학과 졸업. 1980年 8月 연세대학교 산업대학원 전자공학과 졸업(공학석사). 1992年 ~ 현재 국민대학교 대학원 전자공학과 박사과정. 1981年 ~ 현재 부천 전문대학 전자과 부교수. 주관심 분야는 전력전자, FA, 회로 및 시스템 등임.



李成梧(正會員)

1940年 12月 27日生. 1965年 한양대공대 전기공학과 졸업. 1987年 한양대학교 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 현재 광운대학교 전자공학과 교수. 주관심분야는 전력전자, 디지털 통신, 전동기 제어 등임.