

3상 유도전동기 구동을 위한 새로운 2상 RPWM기법

李曉相[†], 金南俊^{*}

Novel Two-Phase RPWM Technique for Three-Phase Induction Motor Drive

Hyo-Sang Lee and Nam-Joon Kim

요 약

본 논문에서는 고주파 스위칭 시 스위칭 손실의 감소, 구현의 용이성 및 인버터 제어를 위하여 요구되는 연산시간 감소 등 다양한 장점을 가진 4-Switch 인버터를 대상으로, 새로운 2상 스위칭 패턴(Pattern)과 이에 적용된 새로운 SRP-PWM(Separately Random Pulse Position PWM)기법을 제안한다. 본 논문에서는 고속운전 영역에서의 인버터 출력전류의 고조파 스펙트럼을 넓은 주파수 영역으로 즉, 특정주파수의 side-band로 고루 분산시키는 결과로부터 제안한 스위칭 패턴과 이에 적용된 새로운 SRP-PWM기법의 고조파 저감효과를 확인하고자 한다. 따라서 DSP를 이용한 IGBT인버터에 의한 실험을 수행하고, 이로부터 얻은 결과를 MATLAB/SIMULINK를 이용한 시뮬레이션 결과와 비교·분석하여 제안된 기법의 타당성을 검증하고자 한다.

ABSTRACT

This thesis proposes novel SRP-PWM(Separately Random Pulse Position PWM) techniques and novel two-phase switching pattern applied to four-switch inverter, having various advantages such as operation time decrease that is required for decrease of switching damage, easy of implementation and inverter control at high frequency switching. In this thesis, we wish to confirm that SRP-PWM techniques disperse harmonic spectrum of inverter output current evenly into wide frequency area, that is, side-band of specification frequency. And we confirm the harmonic reduction effect of proposed techniques. Therefore, we will achieve an experiment by IGBT inverter using DSP and will verify the validity of proposed techniques compared with simulation results that use MATLAB/SIMULINK.

Key Words : Separately Random Pulse Position PWM, Reduction of Harmonic Magnitude, Four-Switch Three Phase Inverter

1. 서 론

최근 유도전동기 구동에 있어 구현은 용이하지 않지만 빠른 응답특성 및 우수한 전류제어 성능을 가진 공

간 벡터 PWM(Space Vector PWM)방식을 사용하고 있다. 그리고 공간 벡터 PWM의 경우 선형적으로 제어 가능한 전압의 영역이 삼각파 비교 PWM 방식보다 15.5% 증가함은 이미 알려져 있다^[2~5]. 본 논문에서는 현재 산업현장에서 폭 넓게 적용되고 있는 유도전동기 구동을 위하여 4-Switch(B4) 인버터를 위한 새로운 2상 스위칭 패턴(Pattern)과 이에 적용된 새로운 SRP-PWM(Separately Random Pulse Position PWM)기법을 제안하며, 제안된 기법의 타당성을 검증하기 위하여 10000[RPM]이상의 고속운전을 대상으로

[†]교신저자 : 학생회원, 대전대 전기공학과 졸업(석사)

E-mail : hglhs@hanmail.net

^{*}정회원, 대전대 전기공학과 부교수

접수일자 : 2003. 12. 24 1차 심사 : 2004. 3. 30

2차 심사 : 2004. 4. 22 3차 심사 : 2004. 6. 10

심사완료 : 2004. 6. 17

v/f 제어를 기반으로 한 Open Loop방식의 실험을 수행한다^[7]. 이를 통해 인버터 출력전류의 스위칭 주파의 정수배 대역에 해당하는 %THD 감소비율을 분석하였다. 따라서 본 논문에서 제안한 스위칭 패턴과 이에 적용된 새로운 SRP-PWM기법이 스위칭 주파수 정수배에 고조파가 집중되는 문제점을 얼마나 개선시키는가에 대한 효과를 확인하고, 제안한 기법들의 타당성을 입증하고자 한다.

2. 2상 공간 벡터 PWM의 원리 및 특성

그림 1은 본 논문에서 사용한 3상 정류기를 통한 4-Switch(B4) 3상 인버터를 나타낸다. B4 인버터는 두개의 선간전압 V_{ba}, V_{ca} 을 발생하기 위한 4개의 스위치와 4개의 다이오드가 적용되며, 나머지 한 상에 해당하는 선간전압 V_{bc} 는 분리된 2개의 커패시터 뱅크에 의해 Kirchhoff's 전압법칙에 따라 생성된다. 따라서 구성된 회로에 의해 최대 피크 선간전압은 $\frac{V_{dc}}{2}$ 다.

두개의 출력 전압은 두개의 dc링크전압(V_1, V_2)과 4-Switch의 게이팅 신호에 의해 정해진다. 본 논문에서는 두개의 dc링크전압이 같아서 두개의 출력전압에 영향을 끼치지 않도록 dc링크필터를 충분히 크게 하여 일정한 전압 $\frac{V_{dc}}{2}$ 을 유지할 수 있게 설계하였다. 이러한 B4 인버터의 스위칭 함수에 따른 출력전압은 표 1과 같고, 이에 대한 스위칭 벡터는 그림 2와 같이 복소평면에 도시 될 수 있다. 특히 섹터 4를 기준으로 한 스위칭 방식을 나타낸 B4 인버터의 개략도를 그림 3에서 나타내었다^[6].

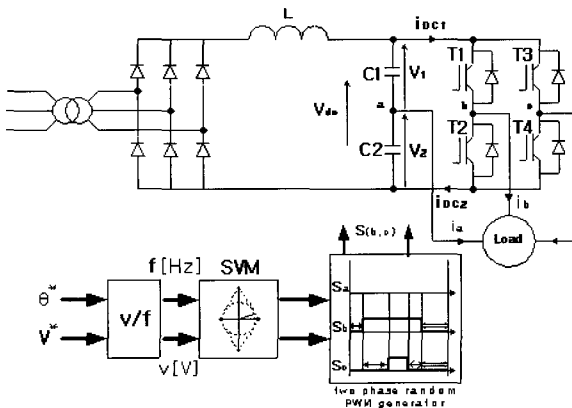


그림 1 3상 B4 인버터
Fig. 1 Diagram of the three phase B4 inverter

표 1 B4 인버터의 스위칭 함수와 출력 상 전압
Table 1 Switching function and the output voltage

Switching Function		Output phase-voltage		
S1	S3	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}
0	0	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$
0	1	0	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$
1	0	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$
1	1	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	$\frac{V_{dc}}{6}$

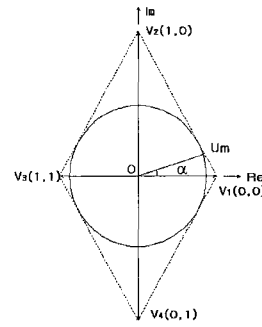


그림 2 스위칭 벡터

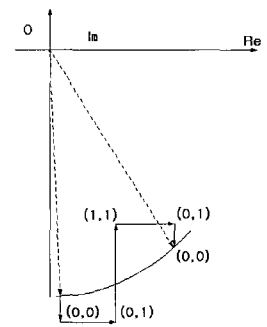


그림 3 스위칭 패턴

Fig. 2 Switching vector Fig. 3 Switching pattern

2.1 2상 공간 전압 벡터 변조

인버터에서 V_{ref} 전압을 발생하는 기본 원리는 한 주기 내에서 전압 벡터와 평균적으로 동일한 전압을 인버터의 유효 벡터들을 이용하여 합성해 내는 것이다. 3상 인버터와 비교하면 B4 인버터에서는 무효벡터가 없으므로, 본 논문에서는 샘플링 시간동안 V_{ref} 와 가장 근접한 벡터와 그것의 인접한 2개의 벡터를 사용한다. V_{ref} 에 대한 각 섹터 즉, 4개의 섹터 영역의 위치에 따른 사용벡터와 크기는 다음 식 (1)~(4)와 같이 표현된다^{[8],[13~16]}.

$$\text{sector 1 } \left(-\frac{\pi}{4} \leq \alpha < \frac{\pi}{4} \right)$$

$$t_{00} = \frac{3TV_{ref} \cos(\alpha)}{V_{dc}} \tag{1-a}$$

$$t_{10} = \frac{T_s}{2} - \frac{\sqrt{3}T_s V_{ref} \cos(\alpha + \frac{\pi}{6})}{V_{dc}} \tag{1-b}$$

$$t_{01} = \frac{T_s}{2} - \frac{\sqrt{3}T_s V_{ref}}{V_{dc}} \cos(\alpha - \frac{\pi}{6}) \quad (1-c)$$

sector2 ($\frac{\pi}{4} \leq \alpha < 3\frac{\pi}{4}$)

$$t_{10} = \frac{\sqrt{3}T_s V_{ref}}{V_{dc}} \cos(\alpha) \quad (2-a)$$

$$t_{11} = \frac{T_s}{2} - \frac{\sqrt{3}T_s V_{ref}}{V_{dc}} \cos(\alpha + \frac{\pi}{3}) \quad (2-b)$$

$$t_{00} = \frac{T_s}{2} - \frac{\sqrt{3}T_s V_{ref}}{V_{dc}} \cos(\alpha - \frac{\pi}{3}) \quad (2-c)$$

sector3 ($3\frac{\pi}{4} \leq \alpha < 5\frac{\pi}{4}$)

$$t_{11} = \frac{3T_s V_{ref}}{V_{dc}} \cos(\alpha) \quad (3-a)$$

$$t_{10} = \frac{T_s}{2} - \frac{\sqrt{3}T_s V_{ref}}{V_{dc}} \cos(\alpha - \frac{\pi}{6}) \quad (3-b)$$

$$t_{01} = \frac{T_s}{2} - \frac{\sqrt{3}T_s V_{ref}}{V_{dc}} \cos(\alpha + \frac{\pi}{6}) \quad (3-c)$$

sector4 ($5\frac{\pi}{4} \leq \alpha < -\frac{\pi}{4}$)

$$t_{01} = \frac{\sqrt{3}T_s V_{ref}}{V_{dc}} \cos(\alpha) \quad (4-a)$$

$$t_{00} = \frac{T_s}{2} - \frac{\sqrt{3}T_s V_{ref}}{V_{dc}} \cos(\alpha + \frac{\pi}{3}) \quad (4-b)$$

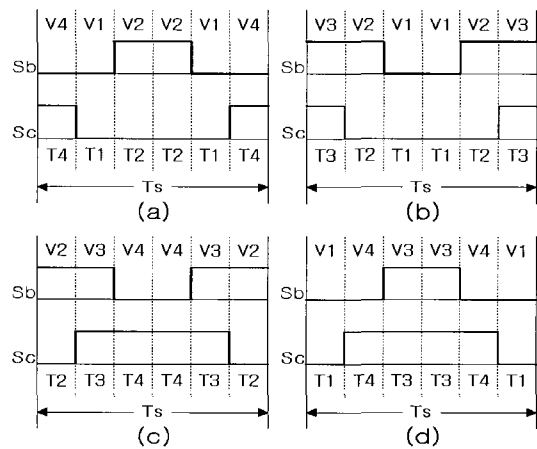
$$t_{11} = \frac{T_s}{2} - \frac{\sqrt{3}T_s V_{ref}}{V_{dc}} \cos(\alpha - \frac{\pi}{3}) \quad (4-c)$$

여기서, α 는 그림 2에서 표현된 전압 지령치 U_m 즉, V_{ref} 의 공간상의 위치이며, 그림 2의 경우 섹터 1 이므로 V_{ref} 에 준한 전압을 인버터에서 평균적으로 합성해내기 위해서 식 (1)을 적용한다. 이때 V_{ref} 에 가장 근접한 벡터의 인가시간 즉, V_1 벡터의 인가시간은 식 (1-a)와 같으며, V_1 벡터에 인접해있는 두 개의 벡터 즉, V_2 와 V_4 벡터의 인가시간은 식 (1-b,c)와 같다. 따라서 다른 섹터의 경우도 같은 방식으로 적용하여 전압 벡터 인가시간을 각각 계산해 낼 수 있다.

2.2 제안된 스위칭 패턴 및 제안된 SRP-PWM 기법

이상적인 정현파와 비교해 볼 때, PWM스위칭 파형은 고정자 자속의 크기와 위치에 편차를 유발하며, 전 동기 또한 그러한 형태에 따라 영향을 받게 된다. 발

생된 고정자 자속의 크기편차는 기계적 진동 및 음향 잡음을, 고정자 자속의 위치 편차는 토크리플을 각각 유발한다^[9]. 따라서 고정자 자속 위치 및 토크에 있어서 편차들은 그림 3에 제시된 것과 같이 출력패턴의 정교성에 기준하여 전압 벡터들의 순서를 재배치하여 만들어진 적합한 스위칭 패턴에 의해 제어될 수 있다. 그림 3의 경우 섹터 4에 해당하며, $V_1-V_4-V_3$ (On Sequence), $V_3-V_4-V_1$ (Off Sequence)의 전압벡터를 이용한 스위칭 패턴을 보여주고 있다. 따라서 본 논문에서 제안하는 전 섹터에 대한 스위칭 패턴은 그림 4와 같다. 그림 4는 EPLD내부에서 1 샘플링 주기(본 논문에서는 100[us])동안 듀티비에 해당하는 2상 중앙 정렬된 PWM펄스를 만들어내어 출력할 때 선택적으로 반전하여 얻을 수 있게 하였다. 즉, EPLD 내부에서 두개의 PWM펄스(S_b, S_c)가 중앙 정렬되어진 후, V_{ref} 가 섹터 1[그림 4-a]에 위치 하였을 경우 스위칭 패턴은 EPLD 내부에서 S_c 의 PWM펄스만 반전시켜 출력한다. 또 S_b, S_c 모두 PWM펄스를 반전시켜서 출력으로 내보내면 섹터 2[그림 4-b]에 해당하는 PWM패턴을 얻을 수 있으며, 섹터 4[그림 4-d]의 경우에는 EPLD 내부에서 반전시키지 않고 중앙 정렬된 상태의 PWM펄스를 그대로 출력하면 얻을 수 있다. 그림 4에 제시된 전 섹터에 해당하는 스위칭 패턴을 보면 섹터 1,2,3,4 일 때 사용하지 않는 전압 벡터는 각각 V_3, V_4, V_1, V_2 가 되어 각 섹터마다 사용하지 않는 전압 벡터가 다름을 알 수 있다.



(a) 섹터1 (b) 섹터2 (c) 섹터3 (d) 섹터4

그림 4 제안된 스위칭 패턴 (Bilateral Symmetry)
Fig. 4 Proposed switching pattern by sectors

한 변조 구간 내에서 펄스의 위치가 고루 분포되도록 하기 위해서는 펄스 위치를 결정할 수 있는 랜덤함수를 사용하여 정해진 범위 내에서 정수를 발생하도록 한다. 주기성 없이 사용자의 요구에 맞는 랜덤수를 발생시키기 위해서는 0부터 I_m 사이의 정수를 식 (5)에 의해 발생시키고, J_{min} 에서부터 J_{max} 사이에서 정수를 발생시키고자 할 때 식 (6)에 의해 발생시킨다^[12].

$$J_{ran+1} = (J_{ran} * I_a + I_c) \% I_m \quad (5)$$

$$J = J_{min} + \frac{((J_{max} - J_{min} + 1) * J_{ran})}{I_m} \quad (6)$$

여기서 I_m, I_c, I_a 는 선택된 상수로써 modulus, increment, multiplier를 의미하며, 본 논문에서는 각각 6075, 1283, 106의 값을 사용하였다. 또한 J_{min} 과 J_{max} 는 식 (1)~(4)로부터 계산된 각각의 전압벡터 인가시간을 이용하여 발생시킬 랜덤수의 최소 값과 최대 값의 범위를 의미한다. I_c 는 소수(Prime number)이어야 하며, I_c 와 I_m 은 식 (7)과 같은 관계를 가져야 한다^[10].

$$I_c \approx \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{6}\sqrt{3}\right) * I_m \quad (7)$$

기존의 2상 변조 기법들은 대부분 복잡한 스위칭 패턴을 가지므로, 구현이 어렵거나 다수의 스위칭으로 인해 고집적 EPLD 및 많은 연산을 처리할 수 있는 고성능 DSP를 필요로 하였다. 더욱이 복잡한 스위칭 패턴으로 인한 랜덤수의 발생 범위가 협소해지므로, 주기성이 없이 사용자의 요구에 맞추어 랜덤의 효과를 보기가 쉽지 않았다.

본 논문에서 연산시간을 단축하고 넓은 범위의 랜덤수를 가지기 위한 방법으로 제안하는 2상 SRP-PWM 기법은 다음과 같다. EPLD내부에서 듀티비에 해당하는 PWM펄스를 발생시킨 후, 부호 발생기에 의해 발생된 부호(+, -)에 따라 각 상의 펄스위치를 개별적으로 랜덤수 만큼 랜덤하게 위치시켜 출력 시 반전을 취하는 방식이다. 즉, 각 섹터별로 펄스의 크기를 결정한 후, PWM펄스를 재 정렬을 하지 않고 중앙 정렬상태에서 부호 및 랜덤수를 벡터 인가시간(T_1, T_2, T_3, T_4)내에서 발생하여 펄스의 크기가 큰 것을 먼저 위치 이동을 시키고, pulse position, 다음으로 나머지 상의 펄스를 기존의 펄스 범위를 벗어나지 않는 범위 내에서 부호 및 랜덤수를 발생시킨 후 같은 방식이

용하여 좌·우로 펄스위치를 이동시킨다. 그림 5는 본 논문에서 제안한 기법들을 구현하기 위한 흐름도이다.

이 결과로 인해 구현의 용이성 및 알고리즘의 간소화라는 측면에서 프로세서의 연산시간의 감소효과를 볼 수 있으며, 넓은 범위의 랜덤수를 얻을 수 있다. 한 예로, 섹터 4일 경우 스위칭 패턴은 $V_1 - V_4 - V_3 - V_3 - V_4 - V_1$ 이므로 랜덤수를 발생할 수 있는 범위는 S_b 펄스의 경우는 $T_1 + T_4$ 이며, S_c 펄스의 경우 T_1 이 된다. 또한 발생된 랜덤부호와 랜덤수를 조합하면 펄스 이동의 경우의 수가 그림 6과 같이 4가지가 된다.

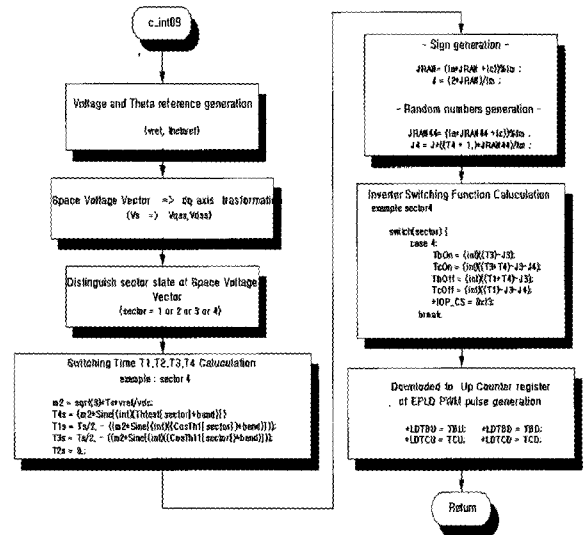
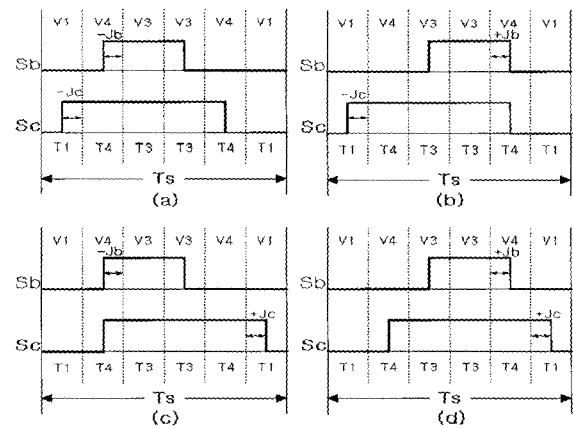


그림 5 제안된 기법의 제어 알고리즘
Fig. 5 Flow chart of algorithm



(a) $-J_b, -J_c$ (b) $J_b, -J_c$ (c) $-J_b, J_c$ (d) J_b, J_c

그림 6 발생된 부호와 랜덤수를 이용한 펄스 이동
Fig. 6 Pulse shift using generated random numbers

3. 제안된 기법을 적용한 인버터 시스템의 구성

제안된 기법을 적용한 장치의 구성은 DSP를 CPU로 적용하여 설계된 디지털 제어기와 다이오드 브리지 정류기, 필터 커패시터 및 IGBT인버터로 구성된 전력 변환 회로로 크게 구성된다. 디지털 제어기에서 SRP-PWM구현을 위한 모든 알고리즘은 C-Source에 의한 소프트웨어로 처리하였다. 전체적인 인버터 시스템을 그림 7에서 보여주고 있으며, IGBT Gate Driver Part는 TOSHIBA사에서 제작한 Photo IC- Coupler인 TLP250을 사용하여 전력변환 회로부와 디지털 제어부를 시스템 안정화를 위해 분리하였다.

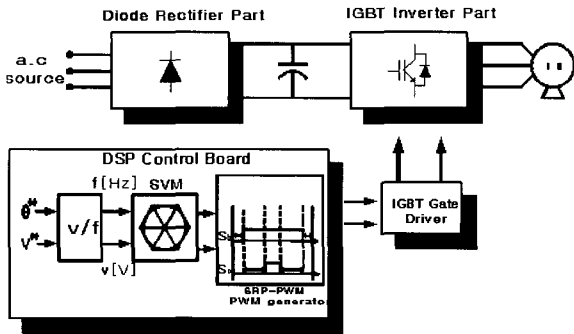


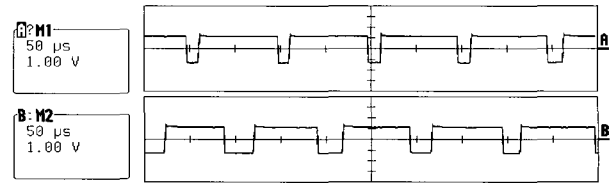
그림 7 실험에 사용한 인버터 시스템
Fig. 7 Experimental inverter system

4. 시뮬레이션 및 실험결과의 검토

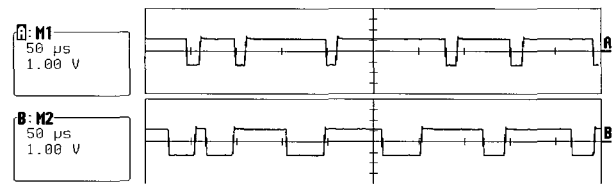
본 논문에서 제안한 스위칭 패턴과 제안한 SRP-PWM기법이 스위칭 주파수 정수배에 고조파가 집중되는 문제점을 얼마나 개선시키는가에 대한 효과 및 타당성을 검증하기 위해서 시뮬레이션 및 실험을 수행하였다. 시뮬레이션은 MATLAB/SIMULINK를 이용하였고, 시뮬레이션 조건과 실험조건은 동일하게 적용하였다. 또한 10000[rpm]이상의 고속 유도전동기를 대상으로 제안된 기법들을 적용하여 13200[rpm]까지 Open-Loop 방식의 v/f 제어를 사용하여 인버터 출력전류 % THD 감소비율을 산정하였다. 단, 직류 전압이 310[V]일 때는 인버터 출력주파수가 낮을 경우 과도한 전류가 흐를 수 있으므로 10000[rpm]이상에서만 실험하였다.

4.1 PWM 및 전압-전류 파형

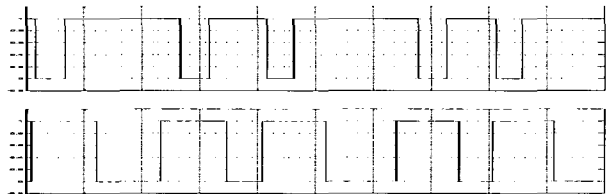
본 논문에서는 스위칭 주파수를 10[KHz]로 고정하



(a) Bilateral Symmetry



(b) Proposed SRP



(c) Simulation (Proposed SRP)

그림 8 EPLD PWM 출력파형 (sector=3, $F_{out}=180$ [Hz])
Fig. 8 Output pwm waveform of EPLD

였다. 그림 8은 인버터 출력주파수, F_{out} , 가 180[Hz]일 때, 제안한 스위칭 패턴과 제안한 SRP-PWM기법을 사용하였을 때의 PWM 파형을 보여주고 있으며, 섹터 3일 때의 파형이다. 그림 9은 V_{dc} 전압을 100[V], F_{out} 이 220[Hz]일 경우, 인버터 출력 선간 전압의 시뮬레이션 파형 및 실험 파형을 보여주고 있으며, 그림 10은 V_{dc} 전압을 150[V]로 하고 F_{out} 을 220[Hz]로 하였을 때, 인버터 출력 선간 전류의 시뮬레이션 파형 및 실험 파형을 보여주고 있다. 제안한 기법들을 적용하였을 경우는 PWM펄스의 위치를 랜덤하게 하기 때문에 더욱 많은 주파수 대역의 고조파가 포함되어 있으므로 전류의 왜곡이 심하게 보이고 있다.

4.2 전류 스펙트럼 분석

전류의 스펙트럼 분석은 기본적으로 스위칭 주파수의 정수배에 해당하는 대역에서의 고조파 분석이 이루어졌다^{[1],[11]}. 또한 랜덤기법이 스위칭 주파수에 해당하는 특정 주파수에 고조파가 집중적으로 나타나는 것을 분산 시키는 효과를 가지고 있으므로, 특정 주파수 대

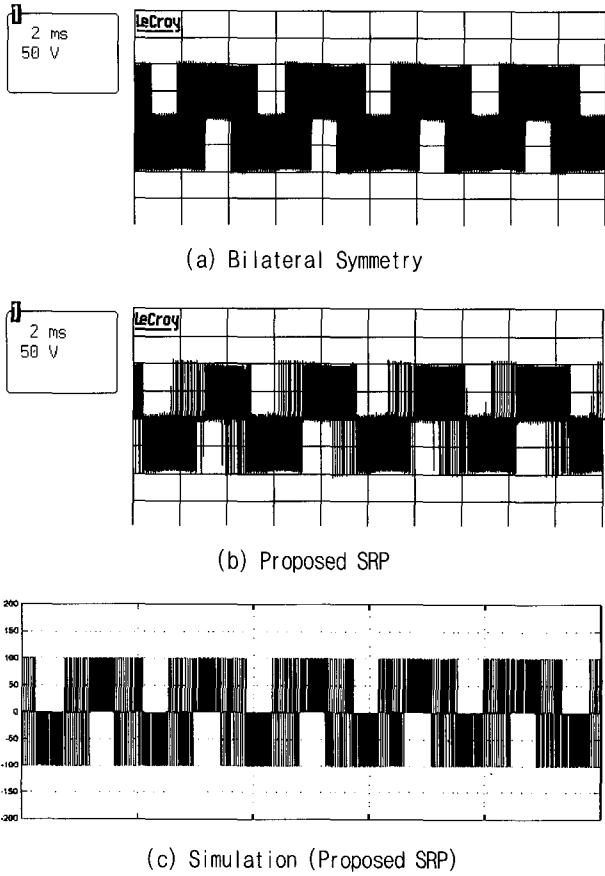


그림 9 선간 전압 파형 ($V_{dc}=100[V], F_{out}=220[Hz]$)
Fig. 9 Line-voltage waveform

역의 고조파 크기만을 비교하여 제안된 기법의 타당성을 검증한다. 그림 11은 $V_{dc}=310[V], F_{out}=200[Hz]$ 일 경우 제안한 스위칭 패턴과 제안한 SRP-PWM기법을 적용 시, 인버터 출력 전류 스펙트럼의 시뮬레이션 및 실험 파형을 보여주고 있다. MATLAB/SIMULINK를 이용하여 제안한 SRP-PWM기법을 적용한 결과 시뮬레이션과 실험파형이 유사하게 나타남을 알 수 있다.

표 2는 제안한 스위칭 패턴과 제안한 SRP-PWM기법의 F_{out} 과 V_{dc} 전압에 따른 전류 % THD크기를 보여주고 있다. 표 2와 그림 12를 보면 180[Hz] 이상 대역에서 상당히 랜덤 즉, 주위대역으로의 분산 효과가 크게 나타남을 알 수 있다. 그림 13에서는 $F_{out}=200[Hz]$ 일 때 V_{dc} 전압에 따른 전류 스펙트럼을 보여주고 있다. 스위칭 주파수의 2배수인 20[KHz]이상에서 고조파 성분들이 많이 감소됨을 볼 수 있으며, 특정 고조파의 크기가 많이 감소됨을 알 수 있다.

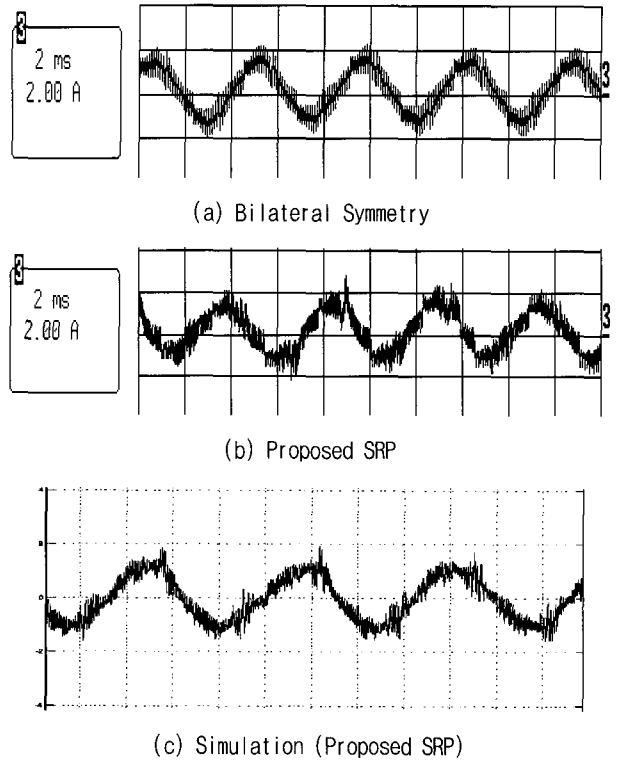


그림 10 선간전류 파형 ($V_{dc}=150[V], F_{out}=220[Hz]$)
Fig. 10 Line-current waveform

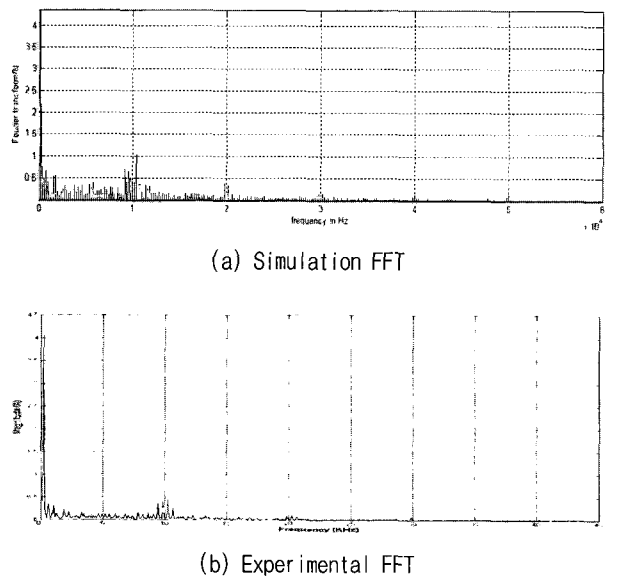


그림 11 인버터 출력 전류 스펙트럼 파형 ($V_{dc}=310[V], F_{out}=200[Hz]$)
Fig. 11 Inverter output current spectrum using Proposed SRP method

표 2 전류 % THD 크기
Table 2 % THD index of current

Inverter switching frequency 10[KHz]						
F_{out} [Hz]/[rpm]		100	150	180	200	220
V_{dc} 전압[V]		/6000	/9000	/10800	/12000	/13200
100	Proposed SRP	16.21	15.76	16.55	18.99	19.56
	Bilateral Symmetry	20.41	20.04	21.92	19.32	24.24
150	Proposed SRP	16.22	14.73	17.37	16.68	17.05
	Bilateral Symmetry	18.49	20.87	19.17	23.23	24.35
200	Proposed SRP	16.21	13.66	15.38	13.11	20.54
	Bilateral Symmetry	17.58	18.99	18.77	22.48	31.27
250	Proposed SRP	·	·	15.20	16.43	18.14
	Bilateral Symmetry	·	·	16.176	17.66	21.29
310	Proposed SRP	·	·	11.91	17.30	20.96
	Bilateral Symmetry	·	·	16.32	17.55	20.59

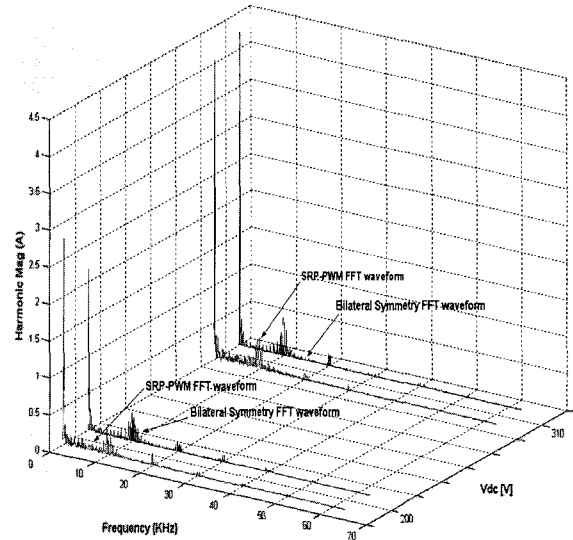


그림 13 인버터 출력전류 스펙트럼 ($F_{out}=200$ [Hz])
Fig. 13 Output current spectrum $F_{out}(=200$ [Hz])

5. 결 론

본 논문에서는 고속용 3상 유도전동기를 대상으로 제안된 2상 스위칭 패턴을 통해 Bilateral Symmetry 상태의 펄스를 발생하였다. 또한 발생된 부호에 따라 좌·우측으로 랜덤수 만큼 PWM펄스를 개별적으로 랜덤하게 배치시키는 새로운 SRP-PWM기법을 제안하였다. 본 논문에서 제시된 기법들을 적용한 2상 인버터 시스템은 구현의 용이성 과 알고리즘의 간소화 및 넓은 범위의 랜덤수를 발생시킬 수 있었으며, 높은 주파수에서 특정 주파수에서의 고조파 크기가 주위대역으로 넓게 분포되는 효과를 볼 수 있었다. 특히 인버터 출력주파수 180[Hz]이상에서 랜덤의 효과가 크게 나타났으며, 10000[rpm]이상 급 고속용 모터에 적용 가능성을 제시하였다.

차후의 연구과제로는 4-Switch 인버터에서 4개의 출력벡터를 이용하여 토크리플과 고조파 감소를 위한 정교한 스위칭 패턴을 개발하여 분석이 이루어 져야겠다.

참 고 문 헌

[1] H. W. van der Broeck and H. -ch. Skudelny, "Analytical analysis of the harmonic effects of a PWM ac drive," IEEE Trans. on Power Electron, Vol. 3, No. 2, pp. 216 ~223, 1998.
[2] A. J. Pollmann, "Software Pulsewidth Modulation for

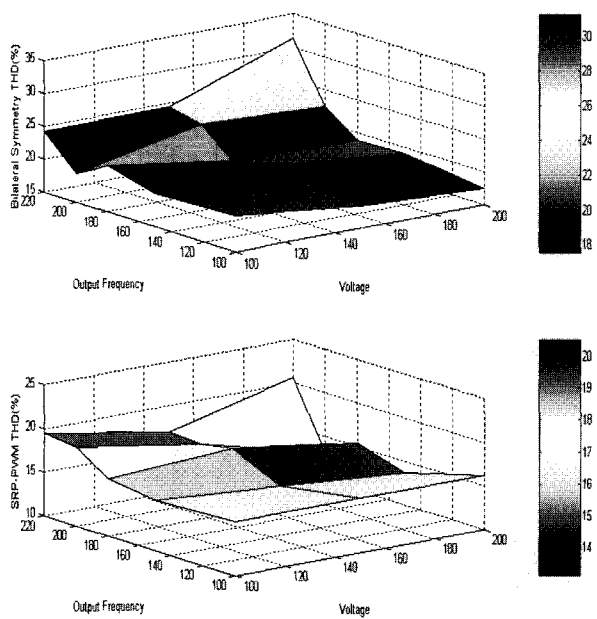


그림 12 V_{dc} 전압 및 인버터 출력주파수별 %THD 그래프
Fig. 12 % THD magnitude graph by V_{dc} and F_{out}

- μ P Control of AC Drives," IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. IA-22, No. 4, pp. 691~696, Jul./Aug. 1986.
- [3] A. Nabae, S. Ogasawara and H. Akagi, "A Novel Control Scheme for Current-Controlled PWM Inverters," IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. IA-22, No. 4, pp. 697~701, Jul./Aug. 1986.
- [4] H. W. van der Broeck, H. C. Skudelny and G. V. Stanke, "Analysis and Realization of a Pulsewidth Modulator Based on Voltage Space Vectors," IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. IA-24, No. 1, pp. 142~150, Jan./Feb. 1988.
- [5] S. Ogasawara, H. Akagi and A. Nabae, "A Novel PWM Scheme of Voltage Source Inverters Based on Space Vector Theory," EPE Conf. Rec., pp. 1197~1202, 1989.
- [6] P. Enjeti and A. Rahman, "A new single phase to three phase converter with active input current shaping for low cost ac motor drives," in Proc. IAS '90, pp. 935~939.
- [7] M. M. Bech, J. K. Pedersen, F. Blaabjerg, "Random modulation techniques with fixed switching frequency for three-phase over converters," IEEE PESC '99, pp. 544~551, 1999.
- [8] F. Blaabjerg, John K. Pedersen, Dorin O. Neacsu, "Adaptive svm to compensate dc-link voltage ripple for four-switch three-phase voltage-source inverters," IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 14, No. 4, pp. 743~752, 1999.
- [9] F. Blaabjerg, S. Freysson, H. H. Hansen, S. Hansen, "A new optimized space-vector modulation strategy for a component-minimized voltage source inverter," IEEE Trans on Power Electronics, Vol. 12, No. 4, pp. 704~714, July 1997.
- [10] PRESS, W. H, Flannery, B. P, Teukolsky, S. A and Vetterling, W. T, 'Numerical recipes in C : the art of scientific computing', (Cambridge University Press, New York, 1998.)
- [11] R. Lynn Kirlin, Sam Kwok, Stanislaw Legowski, Andrzej M. Trzynadlowski, "Power spectra of a pwm inverter with randomized pulse position," IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 9, No. 5, pp. 463~472, 1994.
- [12] 위석오, 정영국, 나석환, 임영철, "모터 구동 장치의 가청 스위칭 소음 저감을 위한 2상 및 3상 랜덤펄스 위치 PWM기법의 성능비교", 전력전자학회 논문지, 제7권, 제3호, pp. 224~236, 2002.
- [13] F. Blaabjerg, J. K. Pedersen, "Modulation and current sensing technique-An integrated part for low-cost motor drive," in ISIE' 96, Vol. 1, June 14-17, 1996, pp. 476~481.
- [14] C. B. Jacobina, E. R. C. da Silva, A. M. N. Lima, and R. L. A. Ribeiro, "Vector and scalar control of a four switch three phase inverter," in Proc. IAS' 95, Vol. 3, pp. 2422~2429.
- [15] R. L. A. Ribeiro, C. B. Jacobina, E. R. C. da Silva, and A. M. N. Lima, "AC/AC converter with four switch three-phase structures," in Proc. PESC'96, Vol. 1, pp. 134~139, June 23-27, 1996.
- [16] J. Y. Lee and Y. Y. Sun, "Adaptive harmonic control in PWM inverters with fluctuating input voltage," IEEE Trans. Ind. Electron, Vol. IE-33, pp. 92~98, Feb. 1986.

저 자 소 개



이효상(李曉相)

1977년 1월 22일생. 2002년 대전대 전기공학과 졸업. 2004년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사).



김남준(金南俊)

1964년 12월 19일생. 1988년 한양대 전기공학과 졸업. 1997년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1992년~현재 대전대 전기공학과 부교수.