

Novel RPWM Techniques for Three-Phase Induction Motor Drive

權 洙 範* · 金 南 俊**

(Soo-Bum Kwon · Nam-Joon Kim)

Abstract - This thesis is proposing novel RPWM (Random PWM) techniques that can locate PWM pulse to do random. RPWM techniques to propose locates SVPWM (Space Vector PWM) pulse by number of each random and principle to locate of pulse applies different random function and locate pulse. For propriety verification of proposed techniques, achieve an simulation and experiment that use MATLAB/SIMULINK about proposed RPWM techniques algorithm and IGBT inverter composition that use DSP(TMS320C31). Specially, analyze harmonic spectra of inverter output current when the induction motor speed is more than 10,000 rpm, confirm that RPWM's effect in high speed degree appears. Proposed RPWM techniques propriety prove from reduction effect of harmonic magnitude that corresponds to an integer times of switching frequency.

Key Words : Random Pulse Position PWM, Space Vector PWM, Reduction of Harmonic Magnitude, High-Speed Motor Drive,

1. 서 론

현대 산업 개발 체계는 고정밀, 고효율을 지향하며, 저비용의 모터를 이용하고자 한다. 그래서 가능한 그 기술을 습득하기 위해 엄청난 투자를 하고 있다. 이에 부응하여 고정밀의 토오크 및 속도 제어가 가능한 유도전동기 서보 시스템이 산업계의 전반적인 분야로 확대되고 있다.

최근 유도전동기 구동의 구현은 용이하지 않지만, 빠른 응답 특성 및 우수한 전류제어 성능을 가진 공간 전압 벡터 PWM(Space Vector PWM) 방식을 사용하고 있다. 또한 SVPWM 경우, 선형적으로 제어가 가능한 출력전압의 영역이 삼각파 비교 PWM 방식보다 15.5% 증가함은 이미 알려져 있다[1,2]. 그러나 이러한 SVPWM은 대부분 고정 스위칭 주파수를 사용하여 스위칭 주파수의 정수배에 해당하는 특정 주파수 대역에서 고조파가 집중적으로 발생하게 된다. 이러한 고조파는 불쾌한 소음을 유발하며, EMI(Electromagnetic interference) 문제도 발생시키게 된다[3,4].

최근 이러한 문제점을 개선하기 위하여 스위칭 주파수를 가변하여 적용하는 시스템 RS(Random Switching Frequency) PWM을 구현한다. 또한 스위칭 주파수는 변하지 않지만 펄스의 위치를 랜덤하게 하여 스위칭 주파수가 변하는

효과를 얻을 수 있는 시스템인 RPP-PWM(Random Pulse Position-PWM) 방식을 구현하고 있다[5,6].

본 논문에서는 산업현장에서 사용 가능한 품질이 좋은 고속 유도전동기 구동을 위하여 새로운 RPP-PWM을 구현하는 기법을 제안한다. 특히 10,000rpm 이상에서 제안된 기법의 타당성을 검증하기 위하여 v/f 제어를 기반으로 한 Open-Loop 방식의 실험을 수행하며, 특정고조파 대역에서의 고조파의 저감 비율을 근거로 하여 고속운전 영역에서의 높은 RPWM의 효과를 확인 한다.

2. RPP-PWM 기법

2.1 공간전압벡터 변조기법

RPWM 기법을 적용하기 위해서는 SVPWM에 의해 발생된 각 상의 스위칭 펄스가 필요하다. 즉, SVPWM에 의해서 발생된 각 상의 펄스를 기준으로 여기에 발생된 랜덤 함수를 적용하여 펄스의 위치를 랜덤하게 위치시키게 된다. SVPWM의 3상 대칭 변조 기법의 경우, 임의의 각에 따른 맥동전류의 궤적을 그렸을 때, 그 면적의 합이 0이 되어 전체전류의 평균값에 영향을 주지 않게 되므로, PWM 인버터를 구현하는데 성능이 우수한 것으로 알려져 있다[6,7]. 그림 1은 3상 전압형 인버터 구성도이다.

* 非 會 員 : 大 眞 大 學 校 電 氣 工 學 科 碩 士 課 程

** 正 會 員 : 大 眞 大 學 校 電 氣 工 學 科 副 教 授 · 工 博

接 受 日 字 : 2003年 12月 22日

最 終 完 了 : 2004年 2月 14日

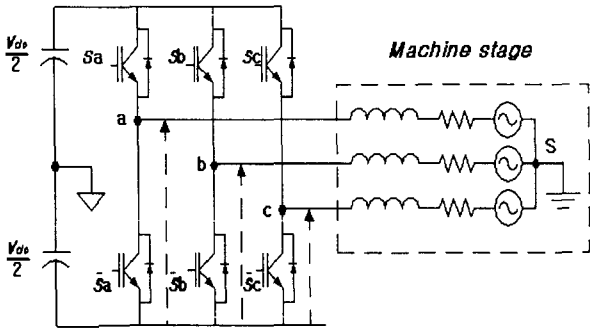


그림 1. 3상 전압형 인버터 구성도
Fig 1. Configuration Diagram of a three-phase VSI

3상 인버터 시스템에서 전압 및 전류에 의해 발생된 인버터의 공간 전압 벡터 및 전류는 다음과 같다.

$$V_s = \frac{2}{3} (V_{as} + aV_{bs} + a^2V_{cs}) \quad (1)$$

$$i_s = \frac{2}{3} (i_{as} + ai_{bs} + a^2i_{cs}) \quad (2)$$

여기서, $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$

그림 1에서 스위치 S_a, S_b, S_c 는 각각 상보형(Complementary)으로 동작한다. 즉 S_a 스위치가 1(S_a 스위치 도통)이면 \bar{S}_a 스위치는 0(\bar{S}_a 스위치 차단)으로 동작을 한다. 이러한 스위칭 조합에 따른 출력 전압벡터(V_s)는 유효벡터 6개($V_1 \sim V_6$), 무효벡터 2개(V_0, V_7)가 발생하게 된다. 스위칭 조합에 따른 출력전압 벡터는 그림 2에 제시하였다.

SVPWM 방식으로 인버터에서 기준 전압 벡터인 V^* 전압을 발생시키는 기본 원리는 한 주기 내에서 기준 전압 벡터와 평균적으로 동일한 전압을 인버터의 유효벡터들을 이용하여 합성해 내는 것이다. 즉, V^* 의 양변에 있는 유효벡터와 무효벡터를 조합하여 지령전압 V^* 를 발생하게 된다[1].

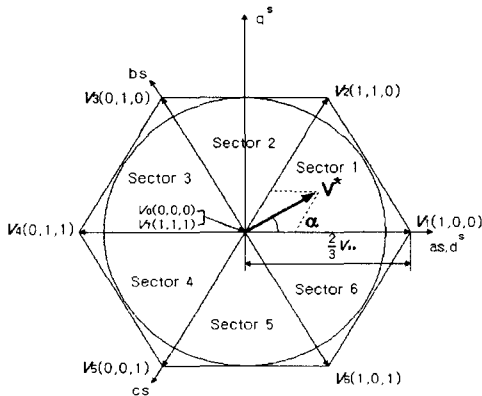


그림 2. 인버터 출력 전압 벡터
Fig 2. Inverter output voltage vector

그림 2에서 V^* 는 sector 1에 위치하며, 양변의 유효벡터를 인가하는 T_1 및 T_2 시간과 무효벡터 인가시간 T_0 는 다음과 같이 구할 수 있다.

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

식(3)은 T_s 시간동안 V_{dc} 와 V^* 가 변하지 않는다면 식 (4)로 쓸 수 있다.

$$V^* T_s = V_1 T_1 + V_2 T_2 \quad (4)$$

지령 전압벡터 V^* 를 발생하기 위한 유효벡터 인가시간 및 영벡터 인가시간은 V^* 가 위치하는 sector를 판별한 뒤, 식 (4)를 정지좌표계(stationary reference frame)로 변환하여 스위칭 시간을 구하게 된다. 최종적으로 일반화된 스위칭 시간은 식 (5),(6),(7)과 같다.

$$T_1 = \frac{\sqrt{3}T_s}{V_{dc}} [\sin(\frac{\pi}{3}m)V_{d_s^*} - \cos(\frac{\pi}{3}m)V_{q_s^*}] \quad (5)$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{3}T_s}{V_{dc}} [-\sin(\frac{\pi}{3}(m-1))V_{d_s^*} + \cos(\frac{\pi}{3}(m-1))V_{q_s^*}] \quad (6)$$

$$T_0 = T_s - (T_1 + T_2) \quad (7)$$

여기서, T_s = sampling period, m = sector (1,2,...6)

스위칭 시간이 결정되고 나면 3상 대칭 변조 기법에 의한 스위칭 함수를 구한다. 스위칭 함수는 인버터의 스위치들은 한 샘플링 주기에서 ON되고 다음 주기에 OFF되어 두 주기 동안 1회의 대칭적인 동작을 수행하게 된다.

2.2 제안된 RPP-PWM 기법

기존의 RPP-PWM(Random Pulse Position - PWM) 기법의 경우는 3상대칭 변조기법에서의 대칭 축을 랜덤하게 변하게 하는 RCD (Random Displacement of the Pulse Center) 방식, 펄스의 위치를 오른쪽 또는 왼쪽으로 정렬을 시키는 RLL(Random Lead-Lag Modulation) 방식, 그리고 각 상의 펄스를 오른쪽으로 정렬을 시킨 뒤 왼쪽으로 랜덤 함수에 의해 이동시켜 랜덤한 펄스의 위치를 발생시키는 변조방법 등이 있다[5,6,7].

본 논문에서 제안된 RPP-PWM 기법은 SRP-PWM(Separately Random Pulse Position PWM)으로서 각 상의 펄스를 개별적으로 랜덤하게 위치시키는 기법으로 기존의 기법과 달리 빠른 연산시간을 가질 수 있다.

먼저 RPWM의 효과를 증대시키기 위해서는 랜덤 발생기에서 발생하는 랜덤수가 중요한 기능을 수행하게 된다. 랜덤수의 발생 분포가 고른 분포를 가져야 하며, 한 변조 구간 내에서 펄스의 위치가 고루 분포되도록 하기 위해서는 펄스 위치를 결정할 수 있는 랜덤 함수를 사용하여 정해진 범위 내에서 정수를 발생하도록 해야 한다. 주기성 없이 사용자의 요구에 맞는 랜덤 함수를 발생시키기 위해서는 0부터 J_m 사이의 정수를 식 (8)에 의해 발생시킨다. J_{min} 에서부터 J_{max} 사이에서 정수를 발생시키고자 할 때는 식 (9)로 정리될 수 있다[7,8].

$$J_{ran+1} = (J_{ran} * I_a + I_c) \% I_m \tag{8}$$

$$J = J_{min} + \frac{((J_{max} - J_{min} + 1) * J_{ran})}{I_m} \tag{9}$$

여기서, I_a, I_c, I_m 은 각각 multiplier, increment, modulus 이고 J_{min}, J_{max} 는 발생할 랜덤수의 최소값 및 최대값이다. 또한, I_c 는 소수(prime number)이어야 하며, I_c 와 I_m 은 식 (10)과 같은 관계를 가져야 한다.

$$I_c \approx (\frac{1}{2} - \frac{1}{6}\sqrt{3}) * I_m \tag{10}$$

식 (8),(9)에서 I_m, I_a, I_c 값은 랜덤수가 고르게 분포하는데 중요한 값이므로 적절하게 선택하여 랜덤 수가 고른 분포를 가질 수 있도록 해야 한다. 본 논문에서는 식 10과 I_c 가 소수임을 만족하고 랜덤수 발생 분포가 가장 균일하게 발생하는 값을 선택하였다. 또한 각 상수들의 값 선택시 이들을 사용하여 연산하는 과정에서 오버플로우가 발생하지 않도록 해야 한다. 따라서 본 논문에서는 2^{20} 에서 오버플로우가 발생하며, 가장 랜덤수 발생분포가 균일한 상수로서 각각 $I_m = 6075, I_a = 106, I_c = 1283$ 을 선택하였다.

랜덤 발생기에 의해서 원하는 범위내의 랜덤수를 발생한 뒤, 랜덤수를 다음과 같이 적용하여 펄스를 랜덤하게 위치시킨다.

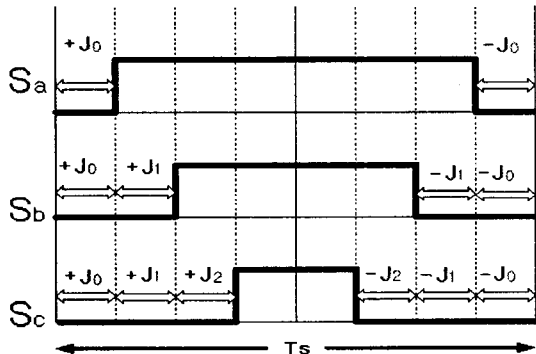


그림 3. 발생된 랜덤수에 따른 각 상의 펄스 이동
Fig 3. Phase shift using generated random numbers

그림 3에서 보듯 가장 먼저 각 상을 오른쪽 또는 왼쪽으로 이동을 결정하게 될 랜덤수의 부호를 랜덤하게 결정 한 뒤, 가장 큰 스위칭 함수를 가진 상을 선택하여 발생된 랜덤수($\pm J_0$) 만큼 이동시킨다. 다음으로 중간 크기의 스위칭 함수를 가진 상을 선택하여 발생된 랜덤수($\pm J_1$)만큼 이동시킨다. 끝으로 가장 작은 스위칭 함수를 가진 상을 선택하여 발생된 랜덤수($\pm J_2$)만큼 이동시킨다. 이 결과 매 스위칭 주기마다 각 랜덤수의 부호 및 발생되는 랜덤수가 다르므로 랜덤한 위치의 펄스를 발생시킬 수 있다. 제안된 변조기법은 기존의 변조기법과 달리 각 상의 펄스를 오른쪽으로 정렬의 과정을 거치지 않고 3상 대칭 변조 스위칭 함수에서 랜덤 스위칭 함수를 만들어 내므로 연산 시간을 단축시킬 수 있다.

PWM 방식을 사용한 인버터의 경우 보통 M_f (Frequency Modulation Ratio)를 21이상으로 하지만 본 논문에서는 고조파의 영향을 최소화 하고, 고속 운전을 하기 위하여 50이상의 M_f 를 가지도록 하였다. 이에 스위칭 주파수를 10KHz로 하였으며, SRP-PWM 기법을 구현하는 알고리즘의 연산시간은 100us이내에 수행되어야 한다. SVPWM 기법을 구현하기 위해서도 sector 판별, sector에 따른 스위칭 시간 및 스위칭 함수 등 많은 연산 시간을 필요로 하게 된다. RPP-PWM의 연산의 경우는 랜덤함수가 포함되어 있어 알고리즘의 연산 시간은 더욱 커지게 된다. 만약 스위칭 주파수 내에 지령전압을 발생시키기 위한 SRP-PWM 구현 알고리즘의 연산이 모두 이루어지지 않으면 지령전압을 발생 할 수 없게 된다.

그림 4는 J_0 와 J_1 은 양수의 랜덤수로, J_2 는 음수의 랜덤수로 발생되었을 때 sector 1에서의 제안된 SRP-PWM 기법으로 발생된 PWM 펄스를 보여주고 있다. 점선의 펄스가 SVPWM 기법에 의해 발생된 펄스이며, 굵은 실선이 새롭게 발생된 SRP-PWM 펄스이다. sector 1의 펄스 패턴에서 벗어나지 않고 발생하고 있다.



그림 4. 랜덤하게 위치한 PWM 펄스 (sector = 1)
Fig 4. SRP-PWM waveform (sector = 1)

3. 제안된 SRP-PWM 기법을 적용한 인버터 시스템의 구성

본 논문에서 제안된 SRP-PWM 기법을 적용한 장치의 구성은 DSP를 CPU로 적용하여 설계된 디지털 제어기와 다이오드 브리지 정류기, 필터 커패시터 및 IGBT 인버터로 구성된 전력 변환 회로로 크게 구성된다.

디지털 제어기에서 제안된 SRP-PWM 기법을 구현하기 위한 모든 알고리즘을 소프트웨어로 처리하였다. 대부분의 알고리즘은 C언어를 이용하여 프로그램을 구성하였다. CPU에 해당하는 DSP를 중심으로 하여, 외부소자 칩 선택을 위한 디코더 분할 및 PWM 패턴 발생부, Keypad 입력부가 내장되어 있는 EPLD 논리부와 외부 Static RAM 및 EPROM의 메모리부, 현재 파라미터를 볼 수 있는 LCD 디스플레이 부 등으로 구성된다.

IGBT Gate Driver Part는 TOSHIBA사에서 제작한 Photo IC-Coupler인 TLP250을 사용하여 전력변환 회로부와 디지털 제어부를 시스템 안정화를 위해 분리하였다.

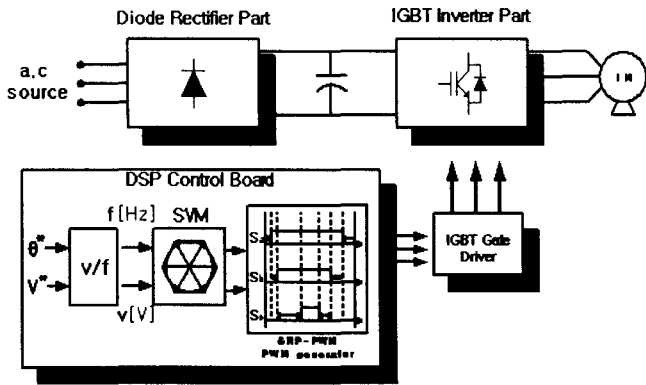


그림 5. 실험에 사용된 인버터 시스템
Fig 5. Experimental Inverter system

4. 시뮬레이션 및 실험 결과의 검토

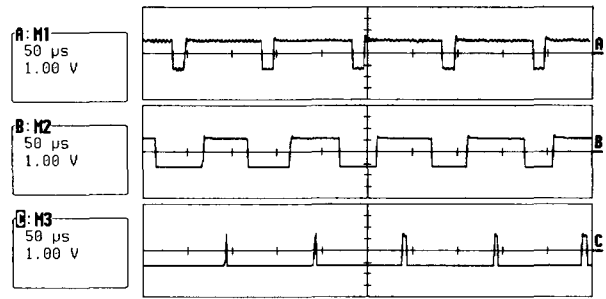
본 논문에서 제안된 SRP-PWM의 타당성을 검증하기 위해서 시뮬레이션 및 실험을 수행하였다. 시뮬레이션은 MATLAB/SIMULINK를 이용하였고, 시뮬레이션 조건과 실험조건은 동일하게 적용하였다. 또한 10,000rpm 이상의 고속용 유도전동기를 대상으로 제안된 SRP-PWM 기법을 적용하여 13,200rpm 까지 Open-Loop 방식의 v/f 제어를 사용하여 실험을 수행하였다.

4.1 PWM 패턴 및 전압 전류 파형

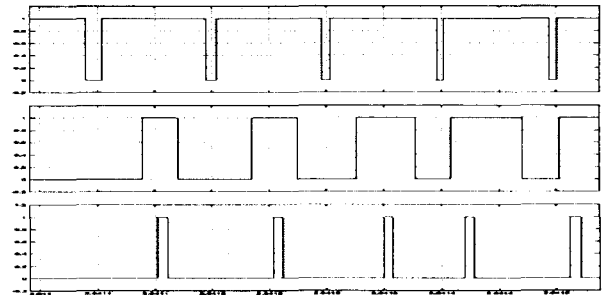
제안된 SRP-PWM 기법을 검증하기 위한 시뮬레이션 및 실험은 스위칭 주파수(f_{su})는 10KHz로 하였고, 3상 다이오드 정류기로부터 발생된 직류 전압의 크기를 가변하여 실험을 하였다.

그림 6은 SVPWM 및 제안된 SRP-PWM 기법을 출력 주파수(f_{out}) 220Hz(13,200rpm) 적용하였을 경우의 PWM 파형을 시뮬레이션 파형과 실험파형으로 각각 보여주고 있다. 스위칭 주파수가 10KHz 이므로 하나의 PWM 파형이 발생하는 주기는 100us이다. 그림 6은 지령전압의 sector가 1의 위치에 있을 때의 PWM 파형을 보여주고 있다.

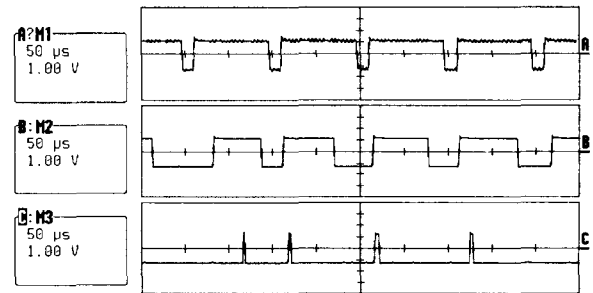
그림 7은 V_{dc} 전압을 150V로 하고 출력 주파수를 220Hz로 하였을 때 제안된 SRP-PWM 적용하였을 경우와 SVPWM 적용하였을 경우 인버터 출력 전류의 시뮬레이션 파형 및 실험 파형을 보여주고 있다. 제안된 기법을 적용하였을 경우는 PWM 펄스의 위치를 랜덤하게 하기 때문에 더욱 많은 주파수 대역의 고조파가 포함되어 있으므로 전류의 왜곡이 보이고 있다. 그림 8은 V_{dc} 전압을 250V, f_{out} =220Hz일 경우, 인버터 출력 선간전압의 시뮬레이션 파형 및 실험 파형을 보여주고 있다.



(a) SVPWM 적용 시 PWM 파형(실험)



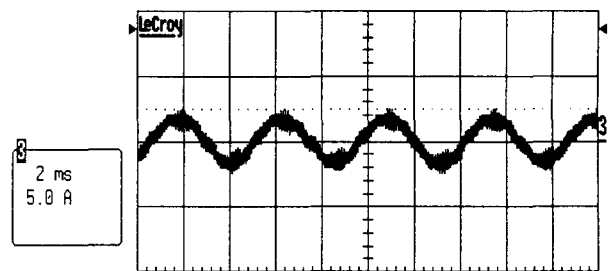
(b) 제안된 SRP-PWM 적용 시 파형(시뮬레이션)



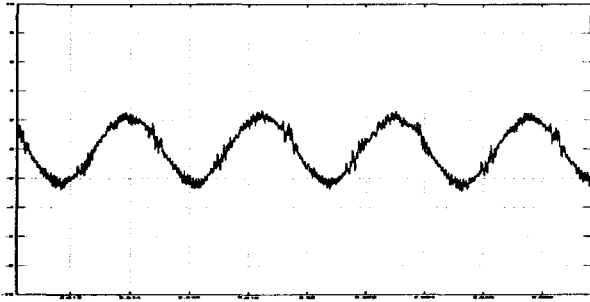
(c) 제안된 SRP-PWM 적용 시 PWM 파형(실험)

그림 6. SVPWM 및 SRP-PWM 기법 적용 시 각 PWM 파형, f_{su} =10KHz, f_{out} =220Hz

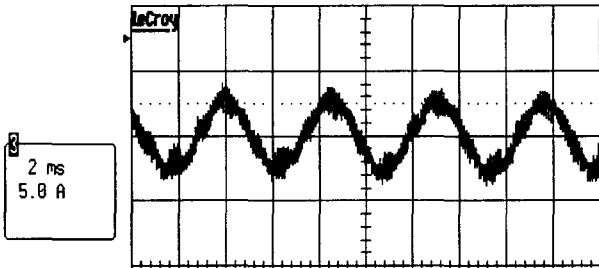
Fig 6. PWM waveform by SVPWM and SRP-PWM method, f_{su} =10KHz, f_{out} =220Hz



(a) SVPWM 적용 시 출력 전류 파형(실험)



(b) 제안된 SRP-PWM 출력 전류 파형(시뮬레이션)



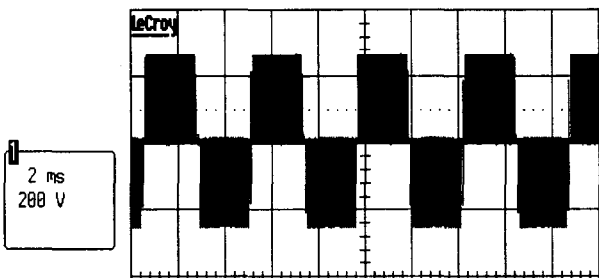
(c) 제안된 SRP-PWM 출력 전류 파형(실험)

그림 7. 인버터 출력 전류 파형, $V_{dc}=150V$

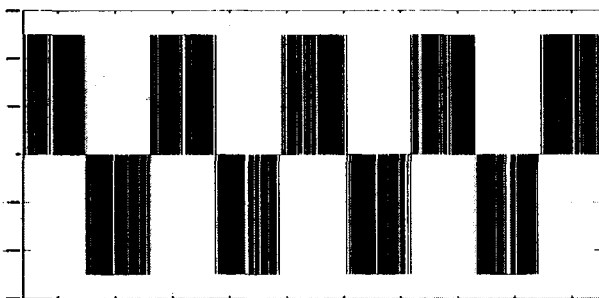
$$f_{sw} = 10\text{KHz}, f_{out} = 220\text{Hz}$$

Fig 7. Output Current waveform by SVPWM and SRP-PWM method, $V_{dc}=150V, f_{sw}=10\text{KHz}$

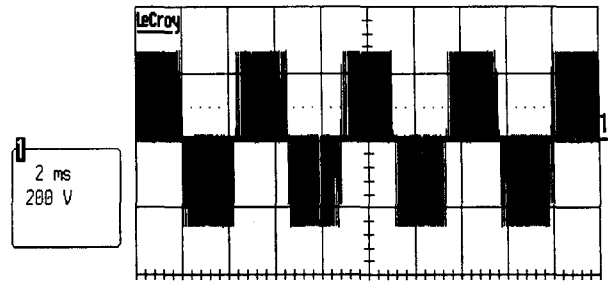
$$f_{out} = 220\text{Hz}$$



(a) SVPWM기법 적용시 인버터 출력 선간전압 파형(실험)



(b) 제안된 SRP-PWM 출력 선간전압 파형(시뮬레이션)



(c) 제안된 SRP-PWM 기법 적용 시 인버터 출력 선간전압 파형(실험)

그림 8. 인버터 출력 선간전압 파형, $V_{dc}=250V$

$$f_{sw}=10\text{KHz}, f_{out}= 220\text{Hz}$$

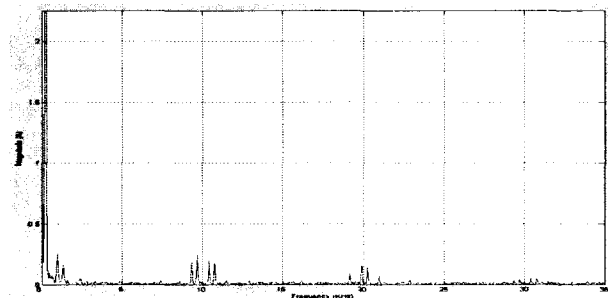
Fig 8. V_{L-L} waveform of SVPWM and SRP-PWM method, $V_{dc}=250V, f_{sw}=10\text{KHz}, f_{out}=220\text{Hz}$

4.2 인버터 출력 전류의 스펙트럼 분석

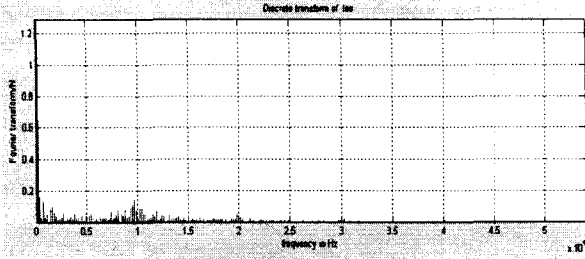
전압 및 전류의 스펙트럼 분석은 기본적으로 스위칭 주파수의 정수배에 해당하는 대역에서의 고조파의 분석으로 이루어졌다[9]. 좀더 정확한 분석은 정수배의 고조파만이 아닌 실수배의 고조파까지를 분석해야 하지만, 본 논문에서는 실수배 고조파의 크기는 고려하지 않는다. 또한 RPWM 기법이 전체 고조파를 저감하는 효과가 아닌, 스위칭 주파수에 해당하는 특정 주파수에 고조파가 집중적으로 나타나는 것을 고조파 발생 주파수 대역을 분산시키는 효과를 가지고 있으므로[10], 특정 주파수 대역의 고조파만의 크기를 비교하여 제안된 SRP-PWM 기법의 타당성을 검증하였다

MATLAB/SIMULINK를 이용하여 시뮬레이션한 인버터 출력 전류의 고조파 스펙트럼과 실험에 의한 인버터 출력전류의 스펙트럼을 비교하였으며, 그 결과 시뮬레이션 파형과 실험 파형이 유사하게 나타났다.

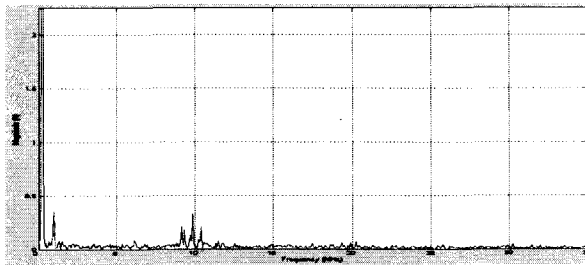
그림 9는 $V_{dc} = 200 (V), f_{out} = 180 (Hz)$ 일 경우 SVPWM 및 제안된 SRP-PWM 기법 적용 시 인버터 출력 전류 스펙트럼의 시뮬레이션 및 실험 파형을 보여주고 있다. 제안된 SRP-PWM 기법을 적용하였을 경우, 전류 스펙트럼이 스위칭 주파수의 2배수인 20KHz 이상에서 고조파 성분들의 크기가 많이 감소됨을 볼 수 있다.



(a) SVPWM 기법 적용 시 인버터 출력 전류 스펙트럼 (실험). THD = 10.5%



(b) 제안된 SRP-PWM 기법 적용 시 인버터 출력 전류 스펙트럼 (시뮬레이션), THD = 7.2%



(c) 제안된 SRP-PWM 기법 적용 시 인버터 출력 전류 스펙트럼(실험), THD = 6.9%

그림 9. 인버터 출력 전류 스펙트럼 파형,
 $V_{dc} = 200\text{ V}, f_{sw} = 10\text{ KHz}, f_{out} = 180\text{ Hz}$

Fig 9. Inverter Output Current Spectrum by SVPWM and SRP-PWM method,
 $V_{dc} = 200\text{ V}, f_{sw} = 10\text{ KHz}, f_{out} = 180\text{ Hz}$

표 1은 SVPWM과 제안된 SRP-PWM의 출력주파수 및 입력단 V_{dc} 전압의 변화에 따른 전류 THD(Total Harmonic Distortion) 크기를 보여주고 있다. 그림 10을 보면 180Hz에서 200Hz대역에서 RPWM의 효과가 상당히 큼을 알 수 있으며, V_{dc} 전압이 250V이하, 출력 주파수가 220Hz에서는 THD 크기가 비슷함을 알 수 있다. 그 이유는 랜덤함수를 적용함에 있어 홀수 및 짝수 섹터로 2개의 그룹으로 구분하여 랜덤함수를 적용하였기에 오히려 주기성이 발생하는 결과를 초래하였고, 이로 인해 랜덤의 효과가 출력주파수 220Hz에서 낮게 나타나게 되었다. 표 1 및 그림 11을 보면, V_{dc} 전압을 310V로 하였을 경우는 두개의 그룹으로 분리하여 적용하지 않고 실험하였으며, 그 결과 출력 주파수가 220Hz에서도 고조파의 크기가 많이 저감됨을 확인 할 수 있다.

표 1. V_{dc} 전압 및 출력주파수별 THD 크기(단위: %)
Table 1. THD value by DC link voltage and Output frequency

V_{dc} 전압(V)	출력주파수(Hz)					
	100	150	180	200	220	
100	SRP-PWM	7.5	9.0	7.5	9.9	13.2
	SVPWM	7.8	10.0	10.9	10.8	12.3
150	SRP-PWM	6.6	7.78	7.4	9.7	12.2
	SVPWM	7.0	9.8	10.8	10.9	11.9
200	SRP-PWM	5.4	7.1	6.9	9.5	13.1
	SVPWM	5.7	9.2	10.5	10.6	11.8
250	SRP-PWM	·	6.8	6.9	8.3	12.6
	SVPWM	·	8.4	9.4	10.4	11.3
310	SRP-PWM	·	·	7.4	7.5	8.63
	SVPWM	·	·	8.6	9.8	10.07

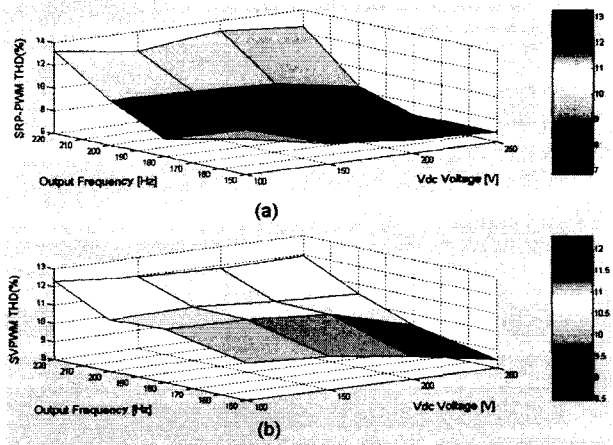


그림 10. V_{dc} 전압 및 출력주파수별 THD 그래프(실험)

(a) 제안된 SRP-PWM (b) SVPWM
Fig 10. THD magnitude graph by V_{dc} and f_{out} (Experiment)

(a) Proposed SRP-PWM (b) SVPWM

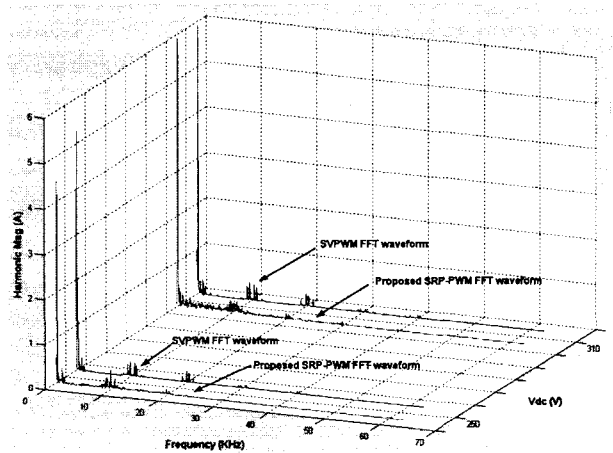


그림 11. 출력주파수가 220Hz 시 출력 전류스펙트럼(실험)

Fig 11. Output current harmonic spectrum, $f_{out}=220(\text{Hz})$
(Experiment)

5. 결 론

본 논문에서 유도전동기를 구동을 위한 새로운 SRP-PWM 기법을 제안하였다. 고정된 스위칭 주파수를 사용하는 공간 전압 벡터 변조 기법은 특정 주파수에 고조파가 집중하여 여러 가지 문제점이 발생하였으며, 이러한 문제점을 보완하기 위하여 제안된 기법을 적용하였다. 제안된 기법에 대해 시뮬레이션 및 3상 인버터 시스템으로 실험을 한 결과, 10,000 rpm 이상의 고속 운전에서의 RPWM 효과가 우수하게 나타남을 확인 하였다. 그 결과 3상 유도전동기의 고속 운전 시 품질 좋은 인버터 구동 시스템을 구성할 수 있었다.

본 논문에서 제안된 SRP-PWM 기법은 기존 기법과 달리 빠른 연산시간을 가지므로 스위칭 주파수가 높은 운전 조건에서도 적용이 가능하며, 본 논문에서는 가칭 스위칭 소음을

측정하진 않았으나 제안된 SRP-PWM 기법을 적용한 인버터 시스템에서 기계적 소음이 저감됨을 확인 하였다.

앞으로 진행해야할 연구 과제로는 스위칭 주파수의 정수배의 고조파만을 고려한 방법이 아닌 실수배의 고조파까지 고려한 FFT 알고리즘을 개발하여, RPWM 기법에 스위칭 주파수의 실수배까지 고려한 FFT 분석이 이루어져야 하겠다.

참 고 문 헌

[1] 윤덕용, 홍순찬, "공간전압벡터 PWM 기법을 이용한 영구 자석형 동기전동기 속도제어", 전기학회논문지, 제 43권, 제7호, PP. 1112 ~1120, 1994.

[2] 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

[3] M,M Bech, J.K Pedersen, and F. Blaabjerg, "Random modulation techniques in power conversion- an update", *PEMC '96*, pp. 3/357~3/365, 1996.

[4] R.L. Kirlin, S. Kwok, S. Legowski, and A.M .Trzynadlowski, "Power Spectra of a PWM Inverter with Randomized Pulse Position", *IEEE Trans, PE* vol. 9, no. 5, pp. 463~471, 1994.

[5] M,M Bech, J.K Pedersen, and F. Blaabjerg, "Random modulation techniques width fixed switching frequency for three-phase power converters", *PESC '99*, pp. 544~551, 1999.

[6] S. Legowski and A. M Trzynadlowski, " Advanced random pulse width technique for voltage-controlled inverter drive systems," in *Proc 6th Ann. IEEE Appl, Power Electron, Conf.*, pp. 100-106, 1991.

[7] 위석오, 정영국, 나석환, 임영철, "모터 구동 장치의 가청 스위칭 소음 저감을 위한 2상 및 3상 랜덤펄스 위치 PWM기법의 성능 비교", *전력전자학회 논문지, 제7권, 제3호*, pp. 224~236, 2002

[8] J.K Pedersen, and F. Blaabjerg, "Implementation and Test of A digital Quasi-random modulated SFAVM PWM in a High performance drive system", *PEMC '92*, pp 265~270 ,1992

[9] R. Lynn Kirlin, Sam Kwok, Stanislaw Legowski, and A.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

[10] A. M. Trzynadlowski, F. Blaabjerg, J. K. Pedersen, R. L. Kirlin, and S. Legowski, " Random pulse width modulation techniques for converter-fed drive systems - A review", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 30, pp. 1166~1175, Sept./Oct. 1994.

저 자 소 개



권 수 범(權 洙 範)

1976년 5월 3일생. 2002년 대진대학교 전기공학과 졸업. 2004년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사)
 Tel : 02) 2057-5178
 E-mail : ksboss@daejin.ac.kr



김 남 준(金 南 俊)

1964년 12월 19일 생. 1988년 한양대 전기공학과 졸업. 1997년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1992년~현재 대진대학교 전기 공학과 부교수
 Tel : 031) 539-1912
 E-mail : njkim@daejin.ac.kr