

모터 구동 장치의 가청 스위칭 소음 저감을 위한 2상 및 3상 랜덤 펄스 위치 PWM기법의 성능 비교

魏昔吾, 鄭榮國*, 羅碩煥, 任永徹

A Comparative Study on the Performance of Two-Phase and Three-Phase Randomized Pulse Position PWM Scheme for Mitigation of Audible Switching Acoustic Noise in Motor Drives

Seok-Oh Wi, Young-Gook Jung, Seok-Hwan Na, and Young-Cheol Lim

요 약

본 연구에서는 모터 구동 장치로부터 발생하는 가청 스위칭 소음을 저감하기 위한 2상 및 3상 랜덤 펄스 위치 PWM기법의 성능을 비교하고 있다. 랜덤 펄스 위치 PWM기법은 2상 또는 3상 펄스들을 변조 구간내의 임의의 위치에 랜덤하게 배치하고 인버터 스위칭에 의하여 고조파의 스펙트럼을 광역화하는 RPWM기법이다. 시뮬레이션과 실험에 의하여 인버터 출력 전압의 고조파 스펙트럼과 맥동 전류 파형 그리고 모터의 가청 스위칭 소음의 저감 효과를 비교 검토하였다. 스위칭 손실 및 연산시간 그리고 구현의 용이성에서 3상 RPWM보다는 2상 RPWM이 양호하며, 고조파의 광대역화 측면에서는 3상 RPWM이 보다 좋은 성능을 지니고 있음을 알 수 있었다. 또한 가청 스위칭 소음저감은 2상 RPWM과 3상 RPWM이 거의 유사한 성능을 갖고 있음이 확인되었다.

ABSTRACT

In this paper, a comparative study on the performance of two-phase and three-phase randomized pulse position PWM scheme for mitigation of audible switching acoustic noise in motor drives is done. In the randomized pulse position PWM, each of two-phase or three-phase PWM pulses is located randomly in each switching interval. Simulation and experimental efforts were executed to investigate the spread effects of power spectra of inverter output voltage, waveforms of ripple current and audible switching acoustic noise. As results, two-phase RPWM scheme is more effective from the viewpoint of switching loss and ease of implementation while the three-phase RPWM scheme is more effective from the viewpoint of the spread effects of power spectra. Also, from the view point of the audible switching acoustic noise in motor drives, two-phase and three-phase RPWM schemes are nearly the same.

Key Words : Two-Phase and Three-Phase Random Pulse Position PWM, Inverter Fed Motor Drives, Power Spectra of Audible Switching Acoustic Noise

1. 서 론

*대불대학교 전기공학과 교수
E-mail : jyg@mail.daebul.ac.kr
접수일자 : 2002. 2.26
1차심사요청일 : 2002. 3. 5
심사완료일 : 2002. 4.17

현재 전세계에서 생산된 전력의 약 65%정도는 동력 발생을 위한 모터에 소모되고 있다. 이를 위해 가변속 제어장치가 사용되고 있으며 변환 효율과 제어 성능의 향상을 위해 적절한 PWM변조에 의해 제어변수와 기

본 주파수가 제어되고 있다. 확정적 주파수의 PWM제어는 전압원 인버터, 직류 전원장치, 무정전 전원장치 등 상용화된 전력전자 장비에 광범위하게 적용되어져 오고 있다. 확정적 주파수의 PWM 전압제어 방법은 스위칭 주파수의 원치 않는 정수배의 고조파를 발생시키고, 또한 EMI(Electromagnetic interference)문제와 인버터 구동장치의 근본적인 가청 스위칭 소음을 유발하고 있다. 스위칭 모드 전원장치(SMPS)와 같이, 보다 고속으로 스위칭하는 전력전자 변환장치는 스위칭 소음보다는 EMI가 심각한 문제로 등장하며 이는 곧바로 전력전자 변환기의 신뢰도를 저하시키고 있다^[1].

이와 같은 확정적 주파수의 PWM기법을 대체할 수 있는 방법이 1987년부터 본격적으로 주목받기 시작하였다. 이 방법을 비 확정적 또는 RPWM(Random PWM)제어라 한다. RPWM기법은 고조파 및 소음 발생을 저감하기 위해 랜덤한 스위칭 패턴이 사용되고 있다. 이 방법은 인버터로 구동되는 모터로부터 발생하는 소음의 스위칭 전력을 광대역 주파수 영역으로 확산함으로써 인간에게 불쾌감을 주는 소음을 저감하고 있다^[2]. RPWM기법의 초기 단계의 연구^{[3][6][7]}는 실험적인 구현과 고조파 및 소음 스펙트럼 분석에 중점을 두었으나, 최근에 와서는 확률 이론에 의한 스펙트럼의 이론적 해석과 예측에 대한 연구^[4-5]가 진행되고 있다. 이와 같은 RPWM기법은 매 스위칭 주파수를 랜덤하게 변조하는 RSF-PWM(Random Switching Frequency PWM)^[5-11]과 매 스위칭 구간의 시간은 일정하지만 펄스를 변조구간 내에서 랜덤하게 위치시켜 스위칭 주파수의 랜덤효과를 갖도록 한 RPP-PWM(Random Pulse Position PWM)^[12-15] 등으로 분류된다.

먼저 RSF-PWM은 구현 방식에 따라 캐리어 변조와 공간벡터 변조로 나누어지며, 캐리어 변조 RSF-PWM기법에는 아나로그 회로에 의하여 발생된 캐리어의 경사도를 랜덤하게 변조하는 방법^[5]과 캐리어 주파수를 랜덤하게 변조하는 방법^[6]이 있다. 공간벡터 RSF-PWM기법은 출력 주파수의 1주기당 스위칭 수 N 을 랜덤하게 변경하는 방법^[7]과 1주기당 매 60° 내의 스위칭 수 N_s 를 랜덤하게 하는 방법^[8]으로 구분된다. 이 방법은 발생된 랜덤수의 확률밀도 함수에 따라 고조파 및 소음의 스펙트럼이 지대하게 영향을 받는 특성이 있으며, 최근에 와서 많은 연구가 진행되고 있다. 공간벡터 RSF-PWM기법은 스위칭 손실을 줄이기 위한 MLVRP-PWM(Minimum Switching Loss, Variable Pulse Rate PWM)^[8]과 제한된 풀 RPWM

(Limited Pool RPWM)^[9], Holtzer법^[10]에 의하여 공진 주파수를 예측한 후, 지능적 전력밀도 함수로 해당 공진 주파수만을 상쇄하는 연구^[11] 등도 진행된 바 있다.

한편 RPP-PWM기법에는 각상의 펄스 위치가 1주기의 앞과 뒤 중의 어느 하나만이 랜덤하게 선택되는 RLL-PWM(Random Leading-Lagging PWM)방식^[12], 중앙정렬 SVM(Space Vector Modulation)의 펄스 중심을 랜덤하게 정렬하는 RCD-PWM(Random Centered Displacement PWM)^[13] 그리고 중앙정렬 SVM의 영벡터 $V(1,1,1)$ 과 $V(0,0,0)$ 의 시간 분배를 랜덤하게 하는 RZV-PWM(Random Zero Voltage Vector Distribution PWM)등이 있다^[14]. 최근 들어 각 상의 펄스들이 상호 독립적으로 랜덤한 위치를 갖는 iRPP-PWM(Individual Randomized Pulse Position PWM)^[15-17]이 저자들에 의하여 제시된 바 있다.

이상에서 언급된 RPWM에 관한 연구는 대부분이 3상 변조법을 대상으로 진행되어져 왔다. 3상 변조법은 낮은 기본파 전압의 영역에서 인버터 구동 모터의 고조파 손실과 토크 맥동이 2상 변조법에 비해 우수하다. 그러나 높은 기본파 전압의 영역에서는 3상 변조법 보다는 2상 변조법이 일반적으로 유리하며, 특히 고주파 스위칭의 응용에서는 스위칭 손실과 구현의 용이성에 있어서 2상 변조법이 3상 변조법 보다는 우수하다. 또한 인버터로 제어되는 모터를 위한 자속오차 평균값의 최소화 관점에서는 인버터 제어를 위해 요구되는 연산 시간이 매우 감소된다는 점이 보고되고 있다^[18-20].

따라서 본 연구에서는 모터 구동 장치로부터 발생하는 가청 스위칭 소음을 저감하기 위한 2상 및 3상 랜덤 펄스 위치 PWM기법의 성능을 비교하였다. 랜덤 펄스 위치 PWM기법은 2상 또는 3상 펄스들을 변조 구간내의 임의의 위치에 랜덤하게 배치하고 인버터 스위칭에 의하여 고조파의 스펙트럼을 광역화하는 RPWM기법이다. MATLAB/SIMULINK 시뮬레이션과 C167기반의 실험에 의하여, 인버터 출력 선간 전압의 고조파 스펙트럼 및 맥동 전류 파형 그리고 모터의 가청 스위칭 소음의 저감 효과를 비교 검토하였다. 스위칭 손실 및 연산시간 그리고 구현의 용이성에서 3상 RPWM보다는 2상 RPWM이 양호하며, 고조파의 광대역화 측면에서는 3상 RPWM이 보다 좋은 성능을 지니고 있음을 알 수 있었다. 또한 가청 스위칭 소음저감은 2상 RPWM과 3상 RPWM은 거의 유사한 성능을 갖고 있음이 확인되었다.

2. 랜덤 펄스 위치 변조기법

2.1 랜덤수 발생^[15-17]

한 변조 구간 내에서 펄스의 위치가 고루 분포되도록 하기 위해서는 펄스 위치를 결정할 수 있는 어떠한 방법이 필요하다. 이를 위해 균일한 분포를 갖는 미리 정의된 함수가 필요한데 여기에 랜덤함수를 사용할 수가 있다. 시스템에서 제공되는 거의 대부분의 랜덤함수들은 선형 일치 발생기(linear congruential generator)이며, 정해진 범위내의 정수를 발생하도록 되어 있다. 랜덤수를 발생시키기 위하여 다음의 식(C 언어 코딩)들을 사용할 수 있다. 먼저 0부터 i_m 사이의 정수를 다음 식에 의해 발생시키고,

$$j_{ran+1} = (j_{ran} * i_a + i_c) \% i_m \quad (1)$$

만일 0부터 1사이의 실수를 랜덤하게 발생하려면,

$$ran = \frac{(float)j_{ran}}{(float)i_m} \quad (2)$$

만일 j_{lo} 부터 j_{hi} 사이의 정수를 원한다면,

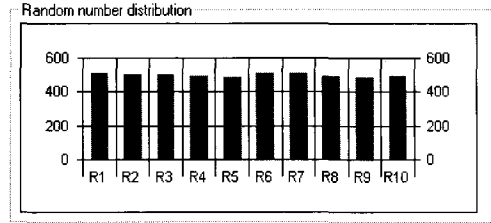
$$j = j_{lo} + \frac{((j_{hi} - j_{lo} + 1) * j_{ran})}{i_m} \quad (3)$$

에 의하여 원하는 랜덤수를 구할 수 있다. 여기서, i_a , i_c , i_m 는 선택된 상수로써 각각 multiplier, increment, modulus라 불린다. 그리고 j_{lo} , j_{hi} 는 발생할 랜덤수의 최소값 및 최대값이다.

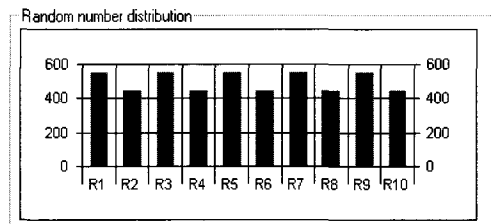
이렇게 구현된 랜덤 발생기는 다른 프로세서나 마이크로 컨트롤러에서도 공통으로 사용될 수 있다. 그러나 선택된 상수들을 사용하여 연산하는 도중에 오버플로우가 발생하지 않도록 주의하여야 한다. 또한 이때 i_a , i_c , i_m 은 신중히 선택되어야 한다. i_c 는 소수(prime number)이어야 하며, i_c 와 i_m 은

$$i_c \approx (\frac{1}{2} - \frac{1}{6}\sqrt{3})i_m \quad (4)$$

인 관계를 가져야 한다. 그림 1은 상수의 선택에 따른 각 랜덤수의 발생 횟수를 나타내고 있다. 특히 그림 1(a)는 적절한 상수에 의한 랜덤 분포 결과로써 랜덤수가 발생한 횟수는 약 500번의 고른 분포를 보이고 있다.



(a) Proper chosen constant($i_m = 6075, i_a = 106, i_c = 1283$)



(b) Bad chosen constant($i_m = 6075, i_a = 106, i_c = 1260$)

그림 1 선택된 상수에 따른 랜덤 분포

Fig. 1 Random distribution with chosen constants

2.2 개별적 펄스 위치 랜덤화(iRPP-PWM)

그림 2와 그림 3은 각상의 펄스를 개별적으로 랜덤하게 배치 가능한 3상 및 2상 iRPP-PWM의 펄스 패턴을 보여주고 있다. 이 방법은 변조 구간내에서 매우 자유롭게 펄스를 배치할 수 있기 때문에 스펙트럼 및 소음 분포의 효과가 매우 크다.

공간벡터 변조에 의하여 매 제어 구간마다 각 상의 펄스의 듀티비가 구해지면 iRPP-PWM을 수행하기 위하여 펄스의 위치를 랜덤하게 하는 작업이 필요하다. 식 (1)에 의한 랜덤 발생 기법에 의하여 생성된 랜덤수를 펄스가 위치할 수 있는 범위 안에 들도록 식 (3)을 이용하여 공간을 재설정한다.

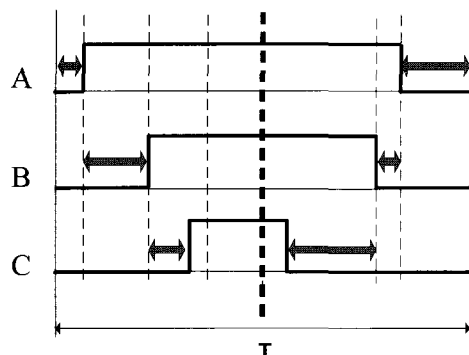


그림 2 3상 iRPP-PWM 각상의 펄스

Fig. 2 Each phase pulse with three-phase iRPP-PWM

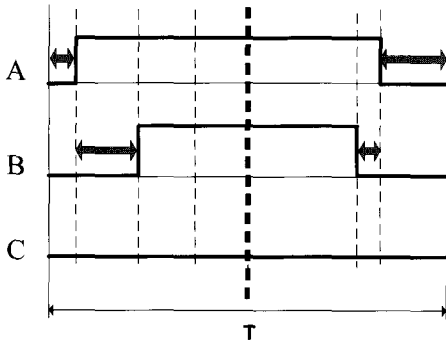


그림 3 2상 iRPP-PWM 각상의 펄스
Fig. 3 Each phase pulse with two-phase iRPP-PWM

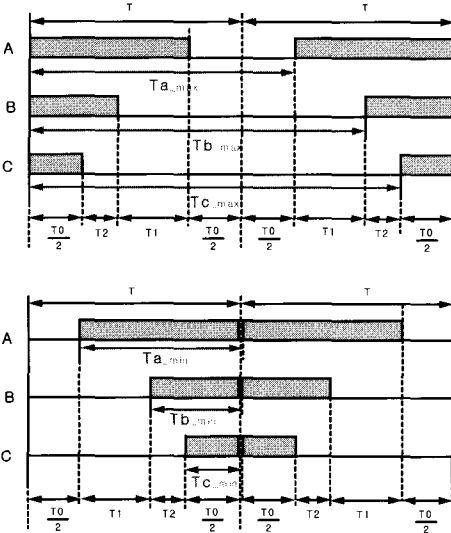


그림 4 최대 및 최소 유효 스위칭 주파수
Fig. 4 Maximum and minimum effective switching frequency

각 펄스들이 위치 할 수 있는 범위는 현재 지령치 전압벡터가 상태공간벡터상의 6개의 섹터 중 어느 위치에 있는가에 따라 달라진다. 만일 섹터 1에 지령치 공간벡터가 있어서 벡터 V_1, V_2 가 시분할로 인가되어야 할 때 각 상 펄스의 상대적인 크기와 펄스가 위치 할 수 있는 영역을 그림 4에 나타낸다. 이 경우 a상 펄스가 위치 할 수 있는 범위는 변조지수 $M=1$ 이라고 가정하면, 변조 구간내의 어느 위치에도 올 수 있으며, b상 펄스는 a상 펄스의 한계를 벗어나지 않는 범위 내에 위치해야 하며, 마찬가지로 c상 펄스도 b상 펄스의 한계를 벗어나지 않는 범위 내에 들어야 한다. 만일 어느 하나의 펄스라도 한계를 벗어나면 3상 또는 2상 펄스의 조합에 따라 결정된 스위칭 상태가 변경되므로 전혀 다른 스위칭을 추가로 하게 된다. 한계를

벗어나지 않는다면 한 변조구간 내에서 펄스의 위치가 변경되더라도 영벡터와 두개의 유효벡터가 인가되는 각각의 시간에는 변함이 없음을 알 수 있다.

펄스의 위치가 매 변조구간에서 변경되므로 이는 스위칭 주파수가 변하는 것과 같은 효과를 갖게 된다. 이를 위하여 '유효 스위칭 주파수'라는 용어를 편의상 도입하기로 한다. 이 유효 스위칭 주파수의 최대 값은 그림 4에서 보듯이 이전 변조구간에서 펄스가 가장 뒷 부분에 위치하고 다음 변조구간에서 구간의 시작 부분에 위치할 때이다. 유효 스위칭 주파수의 최대값 $T_{(abc)_{max}}$ 과 최소값 $T_{(abc)_{min}}$ 은 식 (5)와 식 (6)으로 표현할 수 있다.

$$T_{a_{max}} = \frac{T_0}{2} + T_2 + T_1 + T_0 = T + \frac{T_0}{2}$$

$$T_{b_{max}} = \frac{T_0}{2} + T_2 + 2T_1 + T_0 \quad (5)$$

$$T_{c_{max}} = \frac{T_0}{2} + 2T_2 + 2T_1 + T_0 = 2T - \frac{T_0}{2}$$

$$T_{a_{min}} = T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2} = (2T - T_{a_{max}})$$

$$T_{b_{min}} = T_2 + \frac{T_0}{2} = 2T - T_{b_{max}} \quad (6)$$

$$T_{c_{min}} = \frac{T_0}{2} = 2T - T_{c_{max}}$$

그림 5는 iRPP-PWM의 구현을 하기 위한 흐름선도이다. 3상 iRPP-PWM을 구현하기 위해서는 먼저 우측정렬 3상 SVM을 구현하고, 이를 바탕으로 펄스위치를 변경시켜야 iRPP-PWM이 쉽게 실현될 수 있다. SVM은 벡터 공간상의 2개의 유효 스위칭 벡터의 시간적인 합성을 통하여 벡터 공간상의 전압지령을 자유롭게 구현할 수 있는 변조기법이다. 유효벡터 인가시간 T_1, T_2 를 구하기 위해 사용되는 초월함수는 알고리즘상에서 많은 시간이 소요되기 때문에 지령벡터의 각도에 따른 T_1, T_2 의 비율을 오프라인으로 구하고, PWM을 발생시키기 위한 알고리즘 내에서 변조지수 M 을 곱하여 2개의 유효벡터들의 인가시간을 구해낸다. 그런데 실제의 제어 펄스는 각 상별로 제어하여야 하므로 T_1, T_2 의 합성을 통하여 각 상별 인가 시간을 구하게 된다. 그리고 지령벡터가 홀수 섹터에 있으면, 유효벡터 중 후행 유효벡터 인가시간은 T_1 , 선행 유효

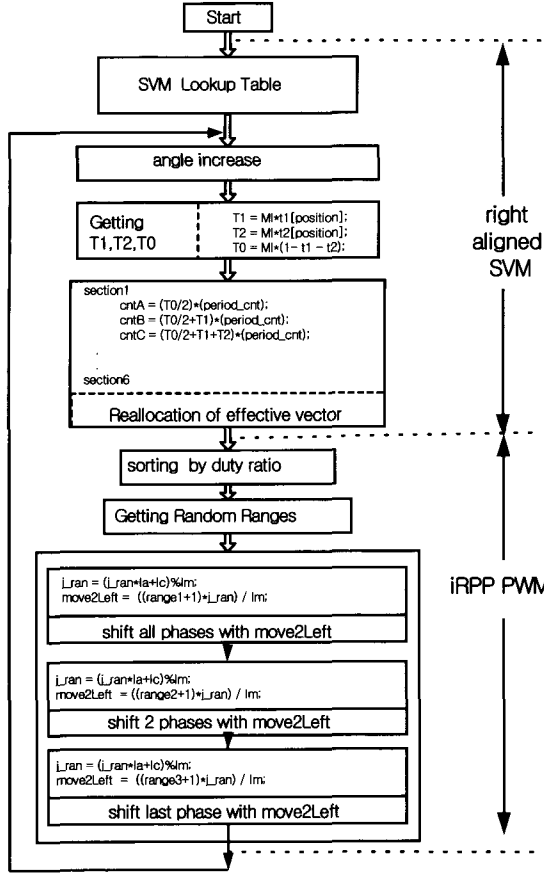


그림 5 2상 및 3상 iRPP-PWM의 구현
 Fig. 5 Implementation of two-phase and three-phase iRPP-PWM

벡터는 T_2 이며, 지령벡터가 짝수 섹터에 있으면 선행 벡터 인가시간이 T_1 , 후행 유효벡터 인가시간은 T_2 로 된다. 따라서 섹터의 홀수 및 짝수 여부에 따라 지령 벡터의 합성순서를 재배치하여야 올바른 각 상별 듀티비를 구할 수 있다. 이와 같이 구해진 각 상별 듀티비에 적절한 정수를 곱하여 PWM발생용 카운터에 인가될 데이터를 구할 수 있게 된다.

본 연구에서 구현된 iRPP-PWM은 우측정렬 SVM을 통하여 얻어진 펄스의 위치를 좌측으로 어느 정도 변위시킬 것인가를 랜덤함수를 사용하여 구현한다. 이를 위해 각 상별로 듀티비 별로 정렬하고 가장 듀티비가 큰 상부터 영벡터 범위 내에서 랜덤수를 발생시켜 영벡터 인가시간 범위내에서 펄스를 랜덤하게 위치시킨다. 나머지 두상도 차례대로 지령벡터가 흐트러지지 않는 펄스 범위에서 위치를 랜덤하게 재배치시키면 iRPP-PWM을 구현할 수 있다.

3. 전류 맥동과 전류 궤적도

그림 6은 3상 중앙정렬 SVM에 대한 상전류의 품질을 설명하기 위한 그림이다. 그림 6(a)는 스위칭 함수, 그림 6(b)는 지령전압 벡터 V^* 에 따른 맥동전류 그리고 그림 6(c)는 맥동전류의 궤적을 나타내고 있다. 임의의 α 각에 대한 SVM의 맥동전류의 합은 면적이 0이 되어 전체 전류의 평균값에 영향을 주지 않는다. 그러나 우측 정렬과 같은 비대칭 형태의 펄스 패턴인 경우에는 맥동전류의 합이 0이 되지 않으므로, 전체 전류의 평균값에 영향을 주게 된다.

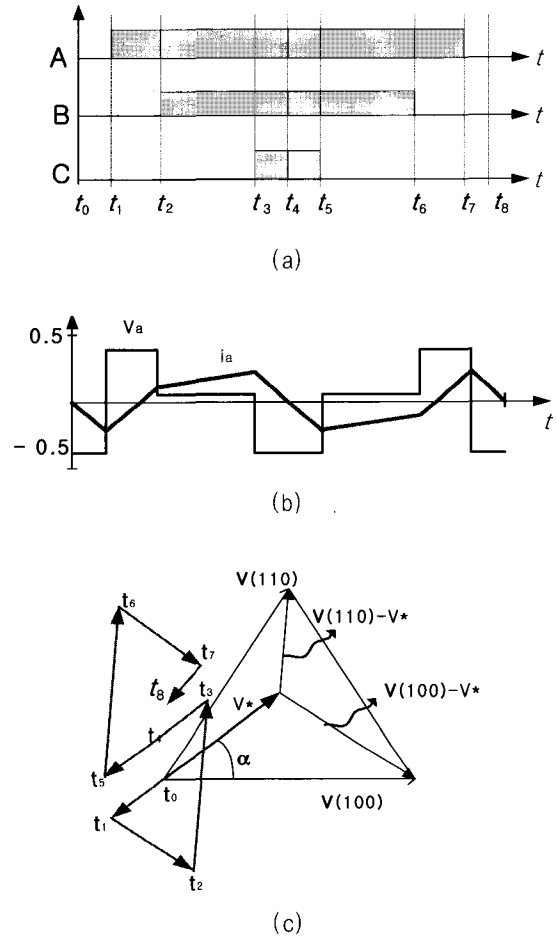


그림 6 3상 SVM의 전류 맥동과 전류 궤적
 (a) 스위칭 함수 (b) 전류 맥동 (c) 전류 궤적
 Fig. 6 Current ripple and trajectory of three-phase SVM
 (a) Switching function (b) current ripple (c) current trajectory

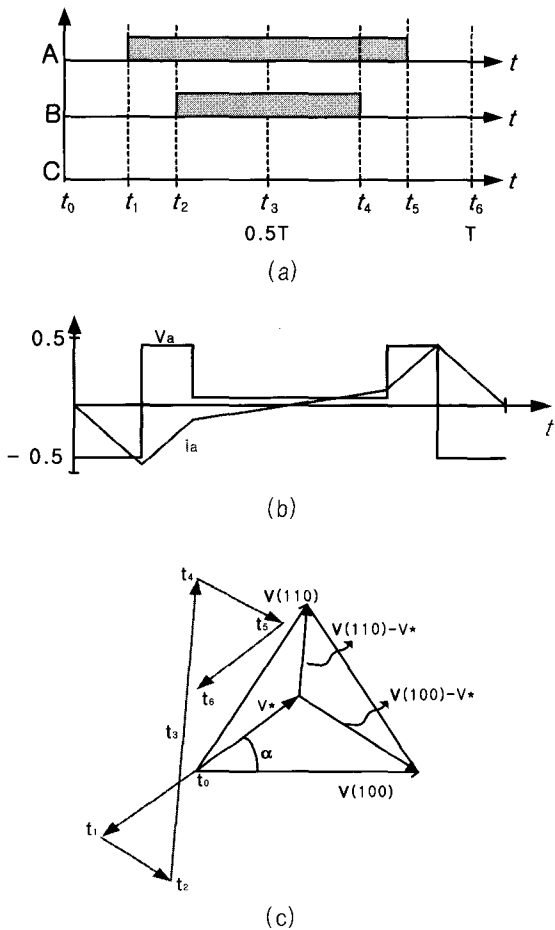


그림 7 2상 SVM의 전류 맥동과 전류 궤적
 (a) 스위칭 함수 (b) 전류 맥동 (c) 전류 궤적
 Fig. 7 Current ripple and trajectory of two-phase SVM
 (a) Switching function
 (b) current ripple
 (c) current trajectory

그림 6(b)는 임의의 α 각에서의 SVM 맥동 전류의 궤적을 나타내고 있다. 반주기 $t_0 \sim t_4$ 기간의 복소 평면상에서의 맥동 전류의 궤적은 열린 삼각형이다. 나머지 반주기 구간의 맥동 전류의 궤적 역시 삼각형 궤적과 같은 모양이 된다. 중앙정렬 SVM의 경우, 임의의 α 각에서 1주기 동안의 맥동전류의 궤적은 2개의 열린 삼각형이 서로 마주 보고 있는 형태를 취하고 있다. 그러나 특정한 어느 α 각에서는 맥동전류의 궤적은 닫힌 삼각형 형태가 된다.

그림 7은 2상 중앙정렬 SVM의 스위칭 함수, 지령전압벡터 V^* 에 따른 맥동전류 그리고 맥동전류의 궤적을 나타내고 있다. 2상을 다루고 있기 때문에 $t_3 \sim t_5$

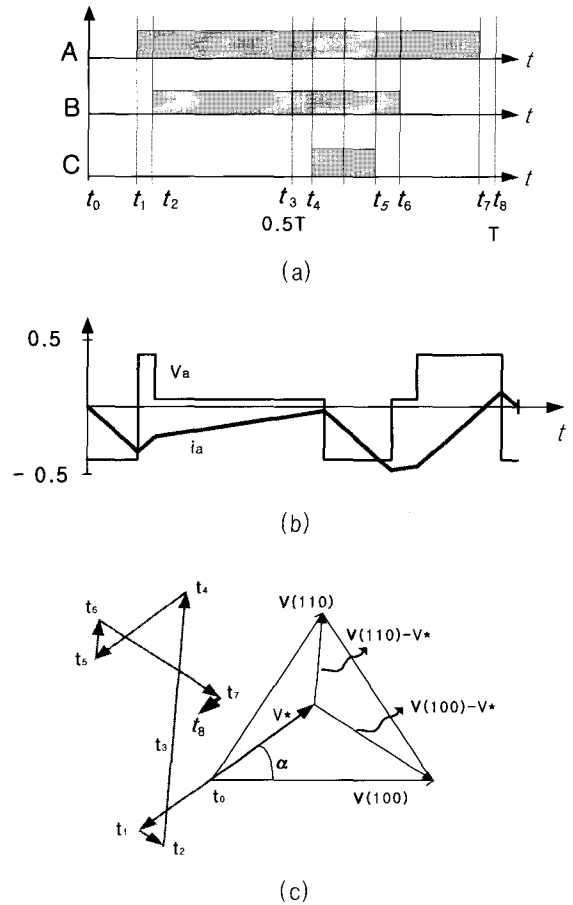


그림 8 3상 iRPP-PWM의 전류 맥동과 전류 궤적
 (a) 스위칭 함수 (b) 전류 맥동 (c) 전류 궤적
 Fig. 8 Current ripple and trajectory of three-phase IRPP-PWM
 (a) Switching function
 (b) current ripple
 (c) current trajectory

구간을 제외하고는 3상 SVM 경우의 맥동전류와 궤적도와 비슷한 형태이다.

그림 8과 그림 9는 3상 및 2상 iRPP-PWM의 스위칭 함수, 지령전압 벡터 V^* 에 따른 맥동전류 그리고 맥동 전류의 궤적도이다. 그림 6과 그림 7의 SVM과 비교하여 임의의 α 각에 대한 iRPP-PWM의 전류맥동은 매우 랜덤하게 변화하고 있으며, 따라서 1주기 동안의 전류 맥동의 합은 0이 되지 않는다. 또한 맥동전류 궤적도 역시 SVM과는 달리 삼각형의 형태가 아닌 매우 랜덤하게 변화되고 있음을 보이고 있다. 랜덤의 경우에는 그림 8(c)와 그림 9(c)의 전류 맥동 궤적과 동일한 궤적은 이론상으로는 반복되지 않는다.

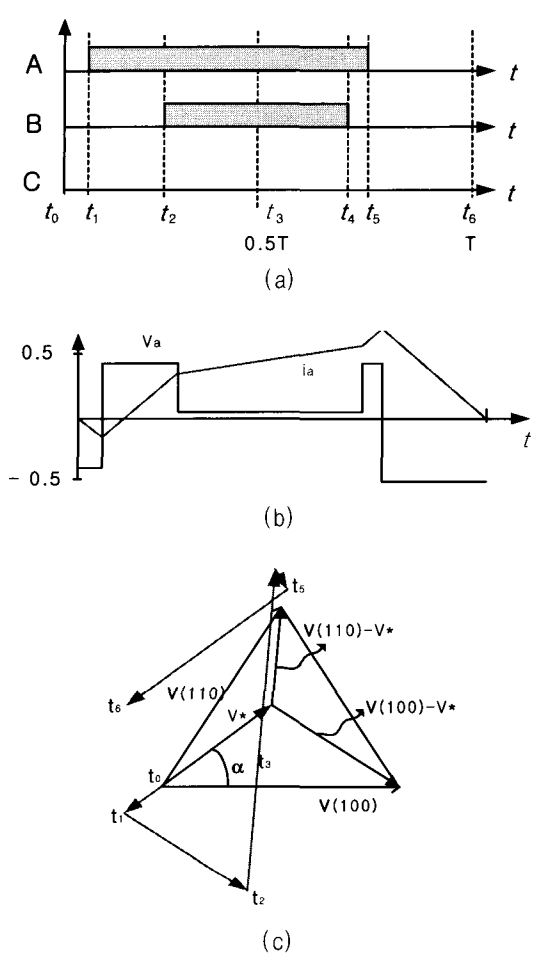
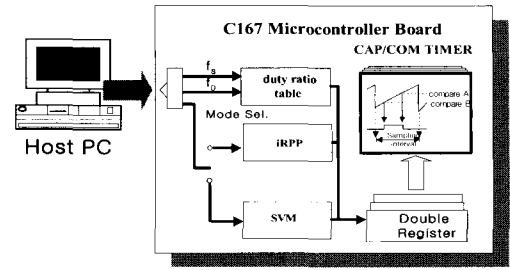


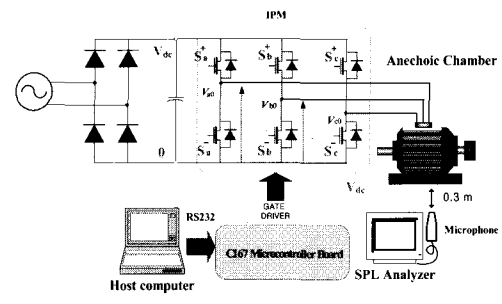
그림 9 2상 iRPP-PWM의 전류 맥동과 전류 궤적
 (a) 스위칭함수 (b) 전류 맥동 (c) 전류 궤적
 Fig. 9 Current ripple and trajectory of two-phase IRPP-PWM
 (a) Switching function
 (b) current ripple c)current trajectory
 (c) current trajectory

4. 시스템 구성

그림 10은 제안된 기법을 구현하기 위한 실험 시스템을 나타내고 있다. 본 연구의 내용은 주로 PWM 발생기법에 있으므로 응답성이 좋은 고성능의 페루프 제어 대신에 간단한 개루프 전압제어 방식을 택하였다. 시스템은 C167 마이크로 콘트롤러 보드, IPM 인버터, 1.5kW 유도모터, 제어 프로그램 그리고 호스트 프로그램 등으로 구성되어져 있다. 공간벡터 변조 및 랜덤수 발생 등의 모든 연산은 C167내의 제어 프로그램



(a) C167 micro-controller



(b) experimental system

그림 10 실험 시스템

Fig. 10 Configuration of the experimental system

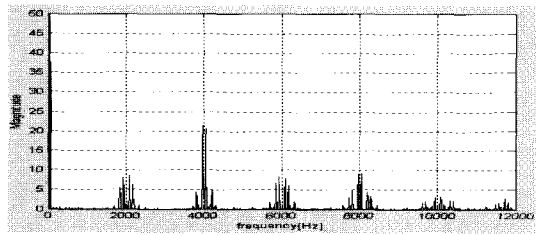
에 의하여 수행될 뿐 만 아니라 C167 포트 출력은 바로 IPM을 게이팅 할 수 있는 신호이다. 즉 PLD를 사용하지 않고 C167에 내장된 CAP/COM(Capture/Compare) 기능을 사용하여 저 비용의 전력제어장치를 구현하였다.

5. 실험 결과 및 고찰

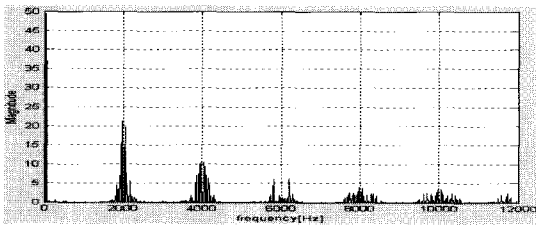
모터를 무부하, 40Hz의 지령속도, 변조지수 M=0.7, 2kHz의 스위칭 주파수로 오픈 루프 운전하였을 때, 모터 구동 장치로부터 발생하는 가청 스위칭 소음을 저감하기 위한 2상 및 3상 랜덤 펄스 위치 PWM기법의 성능을 비교하였다.

5.1 인버터 출력전압의 고조파 스펙트럼

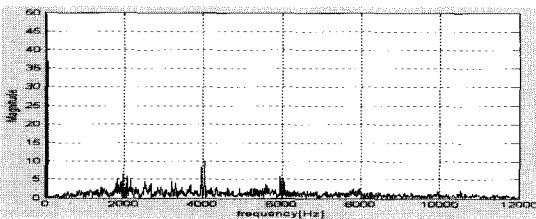
확정적 주파수 SVM과 RPWM의 인버터 출력 선간 전압에 대한 고조파 스펙트럼은 가청 스위칭 소음의 스펙트럼 분석에 있어서 중요한 의미를 갖고 있다. 왜냐하면 어떤 방식의 PWM기법에 의하여 인버터 전압이 형성되었는가에 따라 스위칭 소음의 스펙트럼 또는 전류 파형 등이 결정되기 때문이다.



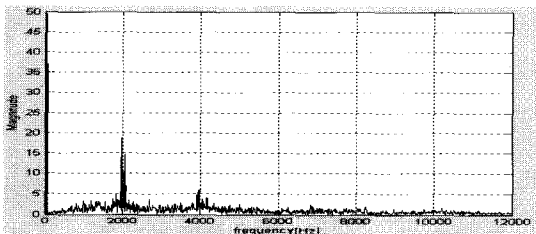
(a) 3 phase SVM



(b) 2 phase SVM



(c) 3 phase iRPP-PWM

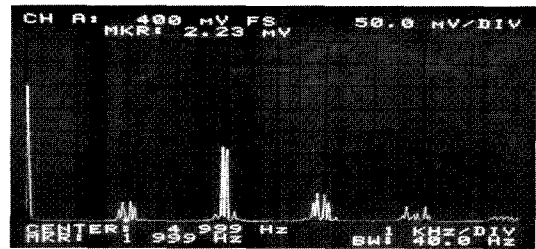


(d) 2 phase iRPP-PWM

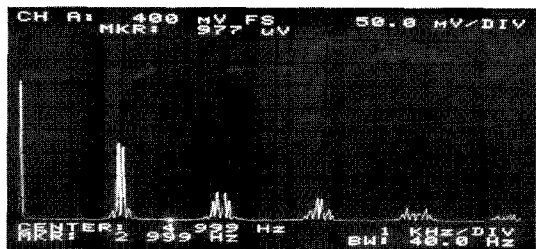
그림 11 시뮬레이션에 의한 선간전압의 고조파 스펙트럼
Fig. 11 Harmonic spectrum of line to line voltage by simulation

MATLAB/SIMULINK 시뮬레이션과 실험에 의한 인버터 전압의 스펙트럼 분석 결과를 그림 11과 그림 12에 각각 나타내고 있으며 시뮬레이션 결과와 실험 결과는 서로 잘 일치하고 있음을 보이고 있다.

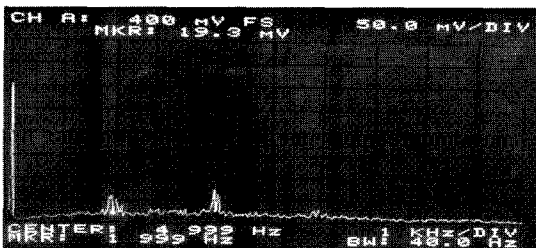
우선 그림 11(a)과 그림 12(a)에서 보는 바와 같이 3상 SVM은 2배의 스위칭 주파수 4kHz에서 가장 강한 고조파 성분이 있고, 스위칭 주파수 2kHz에서 다음으로 강한 고조파 성분이 있다.



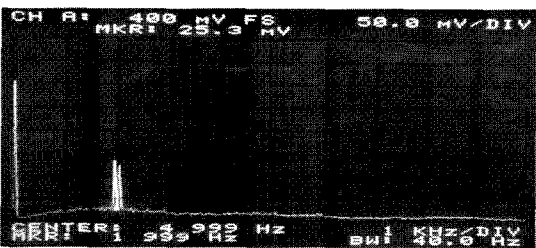
(a) 3 phase SVM



(b) 2 phase SVM



(c) 3 phase iRPP-PWM



(d) 2 phase iRPP-PWM

그림 12 실험에 의한 선간전압의 고조파 스펙트럼
Fig. 12 Harmonic spectrum of line to line voltage by experiment

그러나 그림 11(b)과 그림 12(b)의 2상 SVM의 경우에는 3상과는 반대로 스위칭 주파수에서 가장 강한 고조파 성분이 있고, 2배의 스위칭 주파수에서 그 다음으로 강한 고조파 성분이 있다.

그림 11(c)와 그림 12(c)는 iRPP-PWM기법을 3상에 적용한 결과로서, 스위칭 주파수와 2배의 스위칭 주파

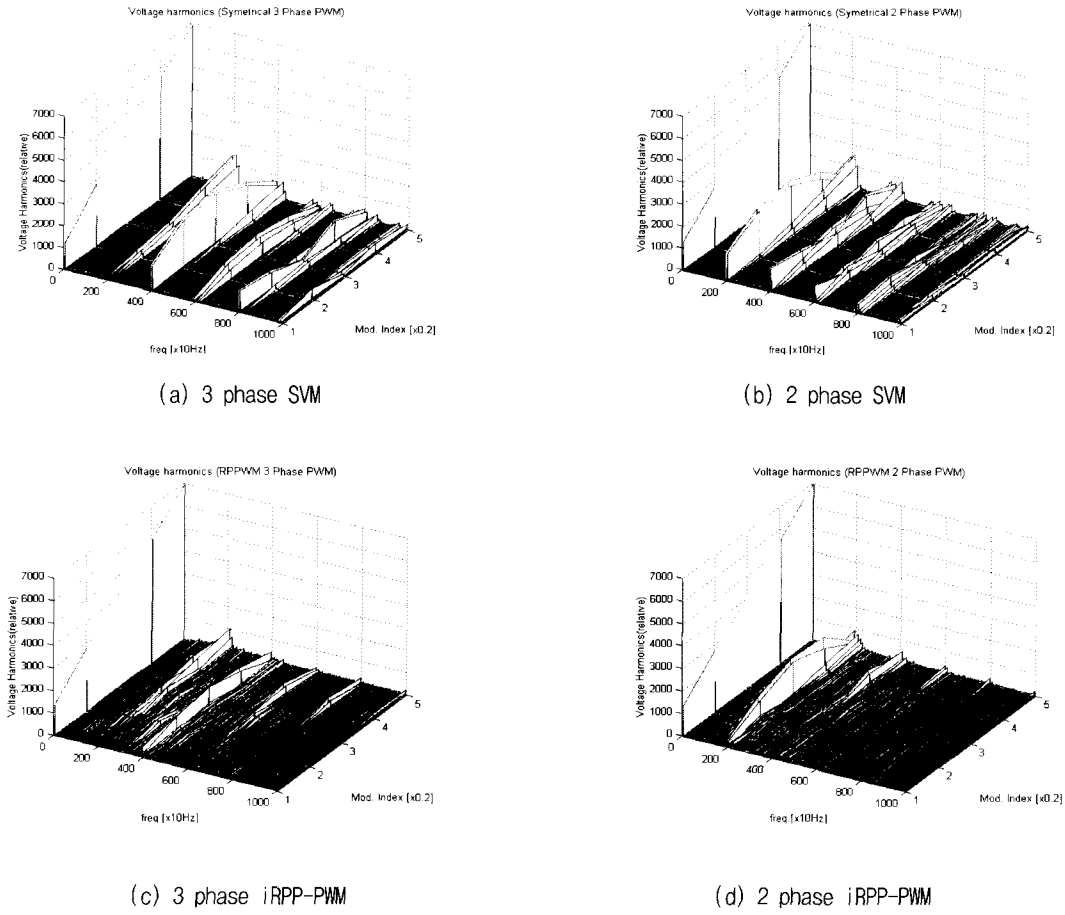


그림 13 변조지수에 따른 전압의 고조파 스펙트럼

Fig. 13 Voltage harmonic spectrum for different modulation index

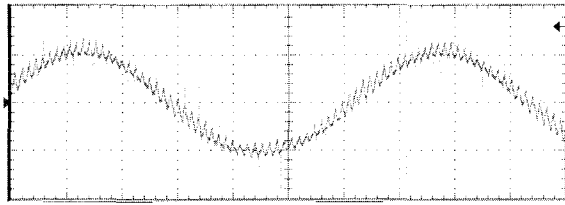
수에서 약간 고조파가 있는 것을 제외하고는 전 구간에서의 고조파 성분은 특정 주파수에 고정되지 않고 넓은 영역에 고루 분포되고 있다. 그림 11(d)와 그림 12(d)는 iRPP-PWM기법을 2상에 적용한 결과이다. 2상에 적용된 iRPP-PWM기법은 3상 iRPP-PWM기법과 비교하여 스위칭 주파수의 고조파가 존재하고 있는 것을 제외하면 고조파는 거의 이상적인 랜덤 특성을 갖고 있다.

RPWM기법은 전체 고조파 량을 저감하기 위한 능동전력필터 시스템 등과 다르게, RPWM이 적용되기 전과 비교하여, 전체 고조파의 량은 저감되지 않는다. 단지 SVM의 적용시 특정 스위칭 주파수의 정수배에 집중되어져 있던 스펙트럼을 광대역으로 분산시켜 서론에서 언급된 여러 효과를 얻게 하는데 그 목적이 있다.

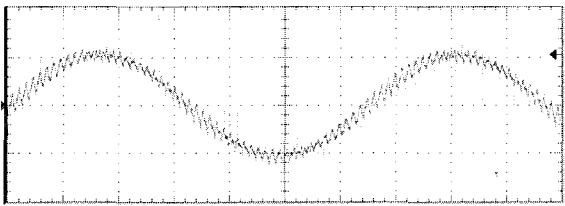
그림 13은 변조지수의 변화에 따른 전압 고조파 스펙트럼을 나타낸 3차원 그래프이다. 전압 고조파 스펙트럼의 분포는, 변조지수 M 이 0.7인 경우의 그림 11 및 그림 12와 유사한 형태를 보이고 있다. SVM의 경우에는 M 이 0.6일때, 2배의 스위칭 주파수에서 가장 강한 고조파 성분이 존재하고 있다. iRPP-PWM은 변조지수와 거의 무관하게 전압 고조파의 광대역화를 이루고 있다. 특히 2상의 경우에는 변조지수가 낮을수록 고조파는 스위칭 주파수를 제외한 영역에서 거의 존재하지 않으나, 3상의 경우에는 전체 구간에 스위칭 주파수의 정수배 고조파가 다소 존재하고 있는 것이 다르다.

5.2 인버터의 출력 맥동전류의 파형

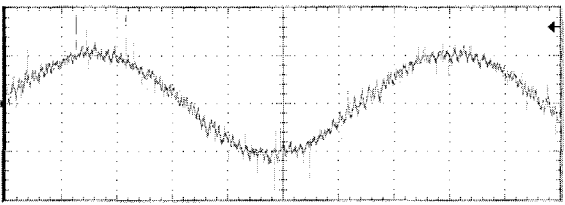
그림 14 (a)는 3상 SVM를 수행한 경우이며, 그림



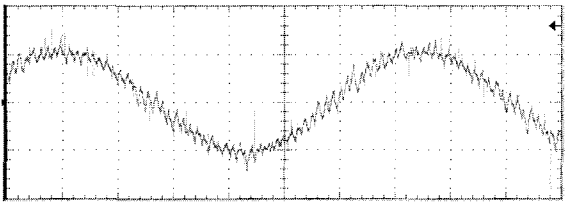
(a) 3 phase SVM



(b) 2 phase SVM



(c) 3 phase iRPP-PWM



(d) 2 phase iRPP-PWM

그림 14 실험에 의한 맥동 전류 파형(1A/div.)
Fig. 14 Experimental waveforms of ripple current (1A/div.)

14(b)는 2상 SVM을, 그림 14(c)과 그림 14(d)는 3상과 2상 iRPP-PWM을 각각 수행한 경우의 인버터 전류 파형을 보이고 있다. 3상과 2상의 iRPP-PWM은 랜덤한 PWM배열 특성상 3상과 2상의 SVM 방식보다 전류 파형에 미소한 맥동이 존재한다. 이와 같은 비확정적 전류 맥동은 히스테리시스 전류제어(Hysteresis current control: HCC) 인버터에서도 나타나기 때문에 이점은 크게 고려하지 않아도 된다.

HCC는 비 확정적인 고조파 스펙트럼 관점에서 RPWM과 유사하다. RPWM기법은 유사 랜덤특성을 갖고 있기 때문에 랜덤 특성은 오히려 HCC가 우수하

다. 반면에 HCC의 랜덤 특성은 부하에 강하게 의존하고 있기 때문에 예측과 제어가 어렵다는 점이 있다.

그림 14의 결과는 3절의 전류 맥동과 전류 왜곡도에 서 살펴본 바와 같이, 3상 SVM, 2상 SVM 그리고 3상 iRPP-PWM, 2상 iRPP-PWM 순서로 전류파형의 양호한 순서를 나타낸다.

5.3 가청 스위칭 소음의 스펙트럼

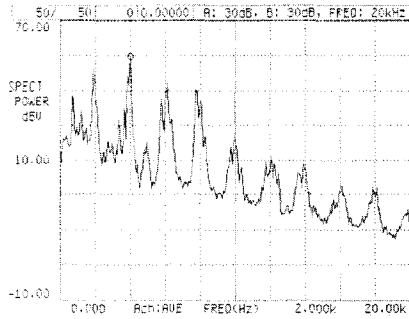
본 연구에서 인버터에 의해 구동되는 유도모터의 스위칭 소음의 파워 스펙트럼을 얻기 위한 실험은 특별히 설계된 6면이 모드 흡음체로 밀폐되어 있는 무향실(無響室)에서 수행되었으며, 측정 장비로는 소음 및 진동신호에 대한 분석이 가능한 전용 측정기 「RION SA-74」를 사용하였다¹¹⁵⁻¹⁷¹.

실험 결과의 분석에 사용된 데이터는 유도모터로부터 측면 15cm떨어진 곳에 설치된 마이크로부터 측정된 값을 50초간 평균하여 얻은 값을 사용하였다.

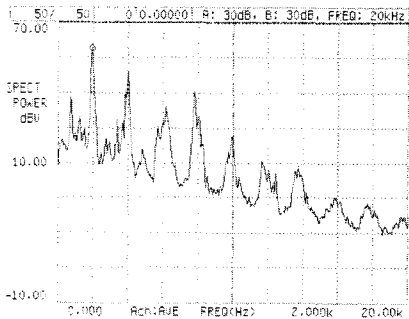
그림 15는 PWM방식에 따른 모터의 가청소음 파워 스펙트럼을 나타내고 있다. 먼저 그림 15(a)는 3상 SVM을 수행한 경우인데, 그림 11(a)와 그림 12(a)로 나타난 선간전압의 스펙트럼과 동일하게 2배의 스위칭 주파수에서 가장 강한 소음이 발생하고 있다.

그림 15(b)는 2상 SVM의 가청 소음 스펙트럼의 결과이며 전압 스펙트럼과 동일하게 스위칭 주파수에서 가장 강한 소음이 존재하고 있다. 3상과 2상 SVM 모두, 스위칭 주파수와 상관없는 주파수대인 800Hz와 1.3kHz에서의 저주파수 소음이 약간 존재하고 있다. 그림 15(c)와 그림 15(d)는 3상과 2상 iRPP-PWM의 결과로서, 3상과 2상 SVM과 비교하여 보면, 이산적인 소음 스펙트럼이 상당히 완화되어져 있음을 알 수 있다. 특히 2상 iRPP-PWM의 경우에는 3상의 iRPP-PWM에 비교하여, 4kHz부터 8kHz대의 소음의 불연속적인 특성이 더욱 더 감소되어져 있다. 이는 전압 스펙트럼에서도 알 수 있는 바와 같이, 2상의 iRPP-PWM은 스위칭 주파수를 제외한 고조파 특성이 3상 iRPP-PWM에 비하여 매우 우수하기 때문이다.

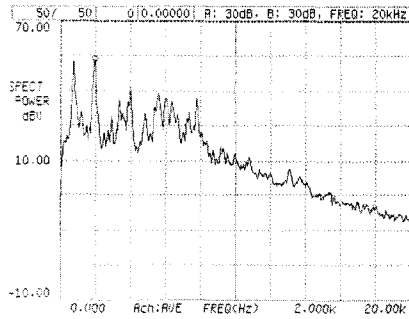
그러나 iRPP-PWM의 경우에는 확정적 주파수 SVM에 비하여 1kHz대의 소음 성분이 상당히 증가함을 알 수 있다. 이는 모터의 고유 주파수와 랜덤 스위칭 주파수가 중첩되어 기계적인 공진을 유발하여 발생한 현상이다. 이와 같이 RPWM 스위칭으로 구동되는 모터의 예기치 못한 공진은 RPWM의 단점으로 지목되고 있다. RSF-PWM기법의 경우에는, Holtzer법¹⁰¹에 의하여 공진 주파수를 예측한 후, 지능적 전력밀도 함수¹¹¹로 해당 공진 주파수만을 상쇄 할 수 있다.



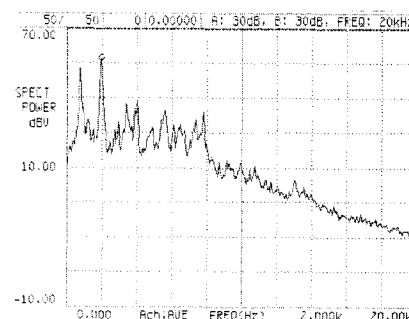
(a) 3 phase SVM



(b) 2 phase SVM



(c) 3 phase iRPP-PWM



(d) 2 phase iRPP-PWM

그림 15 가청소음의 고조파 스펙트럼
 Fig. 15 Harmonic spectrum of audible acoustic noise (2kHz/div.)

표 1 RPWM 변조기법의 비교

Table 1 Comparison of different random modulation techniques

	3phase SVM	2phase SVM	3phase iRPP	2phase iRPP
Voltage harmonics	†	†	○	△
Current ripple	○	△	△	†
Acoustic noise	†	†	△	○
Switching loss	△	○	△	○

* Good: ○, Average: △, Bad: †

표 1은 각 방식의 RPWM기법을 서로 비교한 결과이다. 전 영역의 고조파 확산이라는 측면에서 전압 고조파 스펙트럼은 3상 iRPP-PWM이 우수한 것으로 판단 된다. 스위칭 주파수대에 집중된 고조파 에너지를 제외하면 2상 iRPP-PWM도 양호한 전압 고조파 특성을 갖고 있다. 특히 2상 iRPP-PWM은 3상의 iRPP-PWM과 비하여, 4kHz부터 8kHz대의 전압 고조파의 불연속적인 특성이 현저히 감소되고 있다. 이 결과는 소음의 스펙트럼에 곧바로 영향을 미치게 되며 따라서 2상 iRPP-PWM은 3상 iRPP-PWM보다 소음 특성이 약간 우수하다.

한편 전류 파형은 예상된 바와 같이 3상 및 2상 SVM이 iRPP-PWM보다 양호하다. 스위칭 손실과 구현성의 평가에서는 3상 iRPP-PWM과 3상 SVM보다는 2상만을 다루는 2상 iRPP-PWM과 2상 SVM이 유리한 것으로 판정되었다.

6. 결 론

본 연구에서는 2상과 3상의 랜덤 펄스 위치 변조기법을 모터 구동장치에 적용한 후, 가청 스위칭 소음 저감의 성능을 비교 검토한 결과 다음과 같은 결론을 얻을 수 있었다. 인버터 출력 선간 전압의 고조파에 대한 광대역화 효과는 2상 iRPP-PWM기법보다는 3상 iRPP-PWM기법이 우수하였다. 2상 iRPP-PWM은 2상만을 다루기 때문에 스위칭 손실과 연산시간이 절약되고 구현이 간단하다는 장점이 있다. 따라서 소음 저감 특성까지 고려한 전압 고조파의 광대역화는 2상 iRPP-PWM이 우수하였다. 인버터 전류파형은 3상 SVM과 2상 SVM이 우수하였고 3상 iRPP-PWM 그리고 2상

iRPP-PWM 순으로 전류 맥동이 존재하였다. 그러나 이는 PWM의 랜덤한 특성에 따른 전류의 궤적이 랜덤하게 변화하기 때문이며, RPWM에서는 당연한 결과라고 생각된다.

끝으로 본 연구에서 다른 iRPP-PWM기법은 종전의 SVM을 적용할 수 있는 센서리스 벡터 제어를 포함하여 대부분의 인버터 구동 장치에 부가적인 노력이 없이 응용 가능하리라 기대된다.

본 연구는 한국과학재단 지정 전남대 고품질전기전자 부품 및 시스템 연구센터 연구비 지원에 의하여 연구된 결과임.

참 고 문 헌

[1] 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.

[2] M.M. Bech, J.K. Pedersen, and F. Blaabjerg, "Field-oriented control of an induction motor using random pulse width modulation", IEEE APEC '00, pp. 924~931, 2000.

[3] F. Blaabjerg and J.K. Pedersen, "Digital implemented random modulation strategies for ac and switched reluctance drives", IEEE IECON '93, pp. 676~682, 1993.

[4] M.M. Bech, J.K. Pedersen F. Blaabjerg, and A.M. Trzynadlowski, "A methodology for true comparison of analytical and measured frequency domain spectra in random PWM converters", IEEE Trans. PE, vol. 14, no. 3, pp. 578~586, 1999.

[5] C.M. Liaw and Y.M. Lin, "Random slope PWM inverter using existing system background noise: analysis, design and implementaion", IEE Proc. Electr. Power Appl., vol. 147, no. 1, pp. 45~54, 2000.

[6] T.G. Habetler and D.M. Divian, "Acoustic noise reduction in sinusoidal PWM drives using a randomly modulated carrier", IEEE Trams. PE, vol. 6, no. 3, pp. 356~363, 1991.

[7] F. Blaabjerg and J.K. Pedersen, "Implementation and test of a digital quasi-random modulated SFAVM PWM in a high performance drive system", IEEE IECON '93, pp. 265~270, 1993.

[8] A. M. Trzynadlowski, J. K. Pedersen, R. L. Kirlin, and S. Legowski, "Space vector PWM technique with minimum switching losses and a variable pulse rate", IEEE Trans. IA, vol. 44, no. 2, pp. 173~181, 1997.

[9] A.M. Trzynadlowski, M.M. Bech, J.K. Pedersen, R.L. Kirlin, and S. Legowski, " Optimization of switching frequencies in the limited-pool random space vector PWM strategy for inverter fed drives", IEEE Trans. PE, vol. 16, no. 6, pp. 852~857, 2001.

[10] J.K. Pedersen and F. Blaabjerg, "Determination of mechanical resonances in induction motors by random modulation and acoustic measurement", EPE '93, pp. 319~324, 1993.

[11] J.K. Pedersen and F. Blaabjerg, "Reduction of acoustical noise emission in ac machines by intelligent distributed random modulation", EPE '93, pp. 369~375, 1993.

[12] 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.

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

[14] V. Blasko, "Analysis of a Hybrid PWM based on modified space vector and triangle comparison methods", IEEE Trans. IA, vol. 33, no. 3, pp. 756~764, 1997.

[15] S.H. Na, Y.G. Jung, H.G. Kim, and Y.C. Lim, " A new space vector random PWM scheme for induction motor drives", proceeding of ICPE '01, Seoul, Korea, pp. 160~168, 2001.

[16] 정영국, 나석환, 임영철, "인버터 구동 시스템을 위한 새로운 공간벡터 Random PWM기법", 전력전자학회 논문지, 제6권, 제6호, pp. 525~537, 2001.

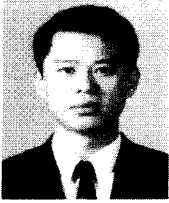
[17] 임영철, 나석환, "Random Position PWM을 이용한 유도전동기의 가청 스위칭 소음 저감", 전력전자학회 논문지, 제3권, 제4호, pp. 287~297, 1998.

[18] 장도현, 윤덕용, "2상 유도전동기의 구동을 위한 2상 인버터의 2상 공간전압벡터 PWM방식", 전력전자학회 논문지, 제7권, 제1호, pp. 1~10, 2002.

[19] S. Halasz and B.T. Huu, "Two-phase PWM technique for inverter fed ac drives", IEEE IECON '97, pp. 688~693, 1997.

[20] Y.S. Lai, H.C. Huang, and C.M. Young, "A New random inverter control technique for motor drive", IEEE APEC '98, pp. 101~107, 1998.

저 자 소 개



위석오(魏昔翕)

1968년 12월 20일생. 1993년 전남대 전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 전기공학과 박사과정 수료.



정영국(鄭榮國)

1963년 11월 10일생. 1986년 전남대 전기공학과 졸업. 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 2000년 일본 오카야마대학 연구방문. 현재 대불대 전기공학과 전임강사. 한국과학재단 지정 전남대 고품질 전기전자부품 및 시스템연구센터(RRC) 연구원. 당 학회 학술위원.



나석환(羅碩煥)

1963년 4월 3일생. 1991년 전남대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1998년 8월 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 한국과학재단 지정 전남대 고품질 전기전자부품 및 시스템연구센터(RRC) 연구원. 현재 (주)하우 무선데이터 통신연구소 책임연구원.



임영철(任永徹)

1953년 4월 22일생. 1975년 전남대 전기공학과 졸업. 1977년 고려대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1990년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1997년 호주 모나시대학 Visiting Scholar. 현재 전남대 전기공학과 교수. 한국과학재단 지정 전남대 고품질 전기전자부품 및 시스템연구센터(RRC) 소장. 당 학회 학술이사.