

## 2상 변조된 랜덤 Lead-Lag PWM기반의 저 스위칭 소음 유도모터 구동 시스템

魏昔吾<sup>\*\*</sup>, 鄭榮國<sup>\*</sup>, 任永徹<sup>\*\*\*</sup>, 梁承學<sup>\*\*\*\*</sup>

### Induction Motor Drives with Low Switching Acoustic Noise Based on the Two-Phase Modulated Random Lead-Lag PWM Scheme

Seog-Oh Wi, Young-Gook Jung, Young-Cheol Lim, and Seung-Hak Yang

#### 요 약

본 연구에서는 3상 변조된 RLL(Random Lead-Lag) PWM 보다 스위칭 소음의 스펙트럼 광역화의 관점에서 비교적 우수한 2상 변조된 RLL-PWM기법을 제안하고, 유도모터 속도제어 시스템을 제작하여 그 타당성을 확인하였다. 공간벡터 RPWM(Random PWM)의 발생은 TMS320C31 DSP에 의하고 있으며 균일한 확률 분포를 갖는 랜덤 발생 함수에 의하여 각 상의 펄스를 랜덤하게 배치하였다. 부하가 있는 상태에서 유도모터의 일정 v/f 속도 제어 성능을 3상 및 2상 중앙정렬 SVM(Space Vector Modulation), 3상 변조된 RLL-PWM 그리고 제안된 2상 변조된 RLL-PWM과 비교 검토한 결과, 일정 v/f 속도 제어의 성능은 모두 유사하였다. 그러나 제안된 방법은 전압, 전류 및 스위칭 소음 스펙트럼의 광대역화 효과의 측면에서 종전의 방법보다 우수함을 확인할 수 있었다.

#### ABSTRACT

In this paper, induction motor drives with low switching acoustic noise based on the 2 phase modulated RLL(Random Lead-Lag) PWM is proposed and implemented. The proposed switching method is much better than 3 phase modulated RLL-PWM from the standpoint of the broadening effect of the acoustic noise spectrum. Along with the randomization of PWM pulses, SVM(Space Vector Modulation) is executed in the TMS320C31 DSP(Digital Signal Processor). To verify the validity of the proposed RPWM(Random PWM), the experimental study was tried. The experimental results show that the performance of the proposed method and the 3 phase center-aligned SVM / conventional RLL-PWM are nearly the same from the viewpoint of the constant v/f control. But, in case of the proposed 2 phase modulated RLL-PWM, the spectrum characteristics of the voltage and the switching acoustic noise are shown to have better broadening effect than 3 phase modulated one.

**Key Words** : Two-Phase Random Modulated Lead-Lag PWM, Induction Motor Drives, Mitigation of Switching Acoustic Noise

#### 1. 서 론

1990년부터 최근에 이르기까지 전력전자 공학의 괄목할 만한 기술 발전은 RPWM기법과 RPWM기반의

인버터 구동 기술이라 할 수 있다. RPWM 기술은 모터 구동 시스템의 소음과 전자기적인 잡음을 저감할 수 있는 간단하며 효과적인 방법으로 지목되고 있으며<sup>[1][2]</sup>, 최근에는 상품화된 RPWM기법들<sup>[3]</sup>이 시장에 점

차적으로 등장하고 있다. 전력전자 공학에 있어서 RPWM은 1970년대 Clark<sup>[4]</sup>의 dc/dc 변환기의 전자기적인 잡음을 해결하기 위한 시도에서 유래되며, 1980년 후반부터 본격적인 연구가 진행되었다. RPWM기법은 랜덤 함수에 의하여 인버터의 매 스위칭 순간마다 다른 스위칭 주파수로 온 또는 오프가 되도록 하여, 인버터의 출력전압과 전류의 고조파 및 모터의 전자기적인 소음의 스펙트럼이 어느 특정 대역에 있지 않고 주파수 전 대역에 분산되도록 하는 방법을 말한다<sup>[5]</sup>. 이 경우 펄스의 랜덤화는 임의의 스위칭 주파수 범위 내에서 어떠한 확률 법칙을 가지고 수행된다<sup>[1]</sup>. 초기 단계의 RPWM에 대한 연구<sup>[6][8]</sup>는 실험으로 고조파 및 소음 스펙트럼을 분석하는 데 중점을 두었으나, 최근에 와서는 확률 이론에 의한 스펙트럼의 이론적인 해석<sup>[11][7]</sup>과 벡터 제어<sup>[13]</sup> 또는 폐 루프 속도제어<sup>[14]</sup> 등에 대한 연구도 진행되고 있다.

이상에서 언급한 RPWM에 관한 연구로는, 삼각파 주파수를 랜덤하게 변조하는 삼각파에 의한 RFPWM(Random Frequency PWM)<sup>[6][7]</sup>, 속도 지령치 전압 공간벡터가 인가되는 스위칭 구간의 시간을 랜덤하게 제어하는 공간벡터에 의한 RFPWM<sup>[8][9]</sup>이 있다. 또한 한 변조 구간에서 충분한 랜덤수를 발생시켜 지령치 듀티비와 비교하여 지령치가 발생된 랜덤수 보다 더 큰 경우에 스위치를 온하여 지령치 듀티비에 해당하는 펄스의 온 시간을 갖도록 하는 RSPWM(Random Switching PWM)<sup>[10]</sup>, 매 스위칭 구간의 시간은 일정하지만 펄스의 위치를 변조구간 내의 앞 또는 뒤에 랜덤하게 변경시키는 RLL-PWM<sup>[11][12]</sup> 등이 있다.

그런데 삼각파 방식의 RFPWM은 캐리어를 발생시키기 위한 아날로그 회로가 요구될 뿐만 아니라, 공간벡터 변조방식에 비해 인버터의 최대 변조지수가 낮은 단점이 있다. 공간벡터 방식의 RFPWM은 전압 지령부와 스위칭 부를 동기시키려면 제어 알고리즘의 연산시간이 스위칭 주파수의 최대값을 제한하는 요소로 작용하게 된다. 즉 복잡한 제어루프를 구성하는 경우, 최대 스위칭 주파수는 어느 한계를 갖는다는 문제점이 있다. 또한 RSPWM은 매우 높은 스위칭 주파수를 요

구하므로 전력소자 선택에 제한이 있으며, RLL-PWM은 랜덤한 스위칭 주파수를 갖기는 하나 랜덤 수가 오직 0과 1로서 제한적이기 때문에 전류 맥동의 측면에서 불리하고 스펙트럼의 광대역화에 한계가 있다. 그러나 RLL-PWM 방식은 다른 방법에 비하여 랜덤수가 간단하기 때문에 비교적 마이크로 컨트롤러와 하드웨어적인 방법으로 쉽게 구현할 수 있다는 장점이 있다.

따라서 본 연구에서는 종전의 3상 RLL-PWM기법보다 구현이 용이하고, 스위칭 주파수의 정수배 스펙트럼의 광대역화와 선형화의 효과가 우수한 2상 RLL-PWM기법을 제시하고 있다. 공간벡터 RPWM의 발생은 TMS320C31 DSP로 하였으며, 균일한 확률 분포를 갖는 랜덤 발생 함수<sup>[5][15]</sup>를 사용하여 각 상의 펄스를 랜덤하게 배치하였다. 본 연구의 타당성을 입증하기 위하여 부하가 있는 유도모터의 일정 v/f 속도 제어 시스템을 제작하였다. 여러 가지의 속도 기준치에 대해, 3상 및 2상 중앙정렬 SVM, 3상 변조된 RLL-PWM 그리고 제안된 2상 변조된 RLL-PWM의 속도 추종 성능을 비교 검토하였다. 각각의 경우에 있어서 일정 v/f 속도 제어의 성능은 모두 동일하였으나 제안된 방법은 전압 및 스위칭 소음 스펙트럼의 광대역화 효과의 측면에서 종전의 방법보다 우수함을 확인할 수 있었다.

## 2. 2상 변조된 RLL-PWM의 구현방법

그림 1은 RLL-PWM의 각 상별 펄스를 나타내고 있다. 우선 그림 1(a)는 종전의 3상 변조된 RLL-PWM을 나타내고 있으며, 랜덤 펄스 위치 PWM중 제일 먼저 제안된 방법이다. 이 방법은 랜덤한 방법에 의하여 펄스 위치를 1 변조구간의 앞에 위치시키거나 뒤에 위치시키고 있다. 이는 펄스의 위치가 매 변조구간에서 변경되므로 스위칭 주파수가 랜덤하게 변하는 것과 유사한 효과를 갖는다. 만일 균일한 확률 분포에 의해 스위칭을 한다면 두 인접한 스위칭 구간에서 두 개의 펄스가 합쳐져 하나가 될 확률은 0.25 그리고 분리될 확률은 0.75이다. 결과적으로 스위칭 주파수는

$$f_{sw} = 0.75 \cdot N \cdot f_0 \quad (1)$$

가 된다<sup>[11]</sup>. 여기서  $f_{sw}$  : 스위칭 주파수,  $N$  : 기본파 한 사이클 당 스위칭 횟수,  $f_0$  : 전동기 구동 주파수이다. 이 방법은 발생시켜야 할 랜덤수가 단지 1비트

\* 정회원, 대불대학교 전기공학과 전임강사

E-mail : jyg@mail.daebul.ac.kr

\*\* 정회원, 한국전문연구원 위촉연구원

\*\*\* 정회원, 전남대 전기공학과 교수

\*\*\*\* 정회원, 호남대 전기공학과 교수

접수일자 : 2002. 8.22

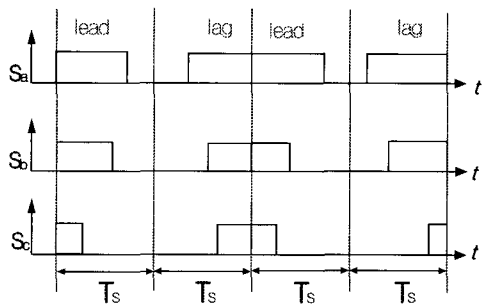
1차심사 : 2002.10.23

2차심사 : 2003. 1. 7

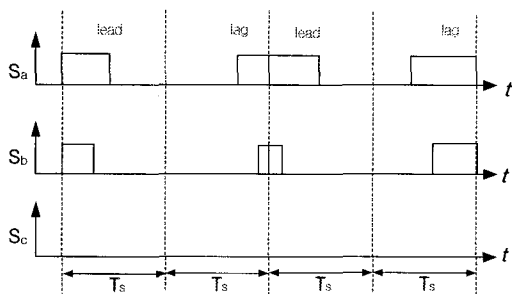
심사완료 : 2003. 2.11

이면 충분하다. 따라서 하드웨어적인 랜덤수 발생기를 사용하여 구현이 용이하다는 장점이 있다. 그러나 간략한 대신 랜덤 분포의 제한으로 인해 다른 RPWM 방법에 비해 스펙트럼을 광대역화 하는 데는 효과가 적고 전류 맥동이 큰 단점이 있다.

그림 1(b)는 제안된 2상 변조된 RLL-PWM의 펄스 파형을 4 제어주기 동안 나타낸 것이다. 제안된 기법은 3상 변조된 RLL-PWM과 같은 방법으로 구현된다. 먼저 SVM으로 변조된 유효벡터들의 인가 시간인  $T_0$ 와  $T_1$ 을 계산한 후 영 벡터를 선택하여 2상 변조된 펄스 파형을 얻어낸다. 이후, 2개의 펄스 위치를 변조구간  $T_s$  중 제일 앞에 위치할 것인가 아니면 제일 마지막에 위치시킬 것인가를 랜덤수 발생기<sup>[5][15]</sup>를 사용하여 결정한다. 이때 2상 변조된 2개의 펄스는 동시에 좌측 정렬 또는 우측 정렬이 이루어져야 한다. 1 변조 구간내의 영 전압 벡터는  $V(000)$  또는  $V(111)$  중 하나만이 선택되며, 본 논문에서는  $V(000)$ 에 의하여, 특정 상 스위칭을 연속적인 오프 상태로 하고 있다. 이 변조방식은 3상 변조방식에 비하여 전류 맥동이 증가하는 단점이 있지만 계산시간을 저감할 수 있으며, 스위칭 손실을 줄일 수 있는 장점이 있다<sup>[16]-[19]</sup>.



(a) conventional 3 phase modulated RLL



(b) proposed 2 phase modulated RLL

그림 1 RLL-PWM 각상의 펄스  
Fig. 1 Each phase pulse with RLL-PWM

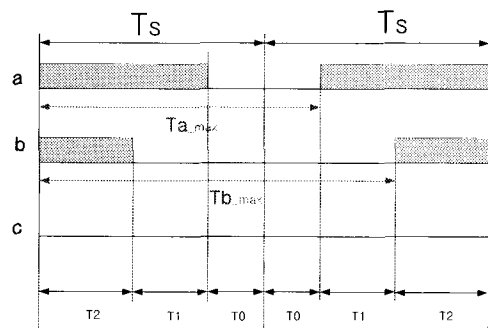
RLL-PWM기법은 샘플링 주파수는 고정되어 있으나, 펄스의 위치가 매 변조구간에서 변경되므로 스위칭 주파수가 변하는 것과 같은 효과를 갖게 된다. 이를 위하여 '유효 스위칭 주파수'라는 용어를 도입하기로 한다. 두개의 펄스가 정렬하는 방법에 따라 펄스간의 간격은 변화하게 되고 펄스의 랜덤 스위칭 효과가 나타나게 되지만, 영 벡터와 두개의 유효벡터가 인가되는 각각의 시간에는 변함이 없다. 이 유효 스위칭 주파수의 최대 값은 그림 2에서 나타낸 바와 같이 이전 변조구간에서 펄스가 가장 뒷부분에 위치하고 다음 변조구간에서 구간의 시작 부분에 위치할 때이다. 유효 스위칭 주파수의 최대값  $T_{(abc)_{max}}$  과 최소값  $T_{(abc)_{min}}$  은 식 (2)와 식 (3)으로 표현할 수 있다.

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

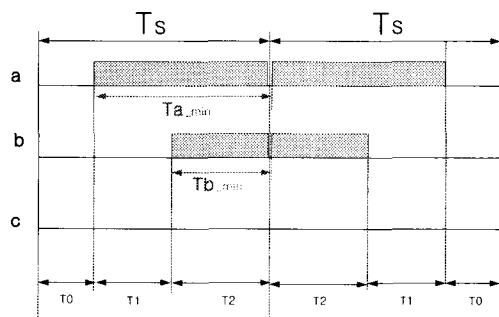
$$T_{b_{max}} = T_2 + T_1 + 2T_0 + T_1 = 2T_2 - T_2 \quad (2)$$

$$T_{a_{min}} = T_1 + T_2$$

$$T_{b_{min}} = T_2 \quad (3)$$



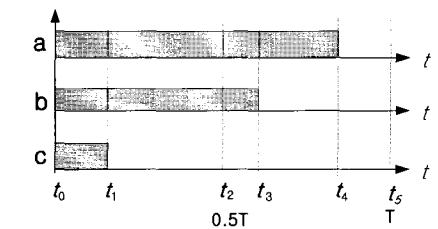
(a) Maximum effective switching frequency



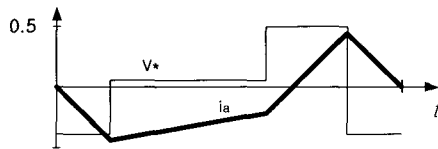
(b) Minimum effective switching frequency

그림 2 최대 및 최소 유효 스위칭 주파수  
Fig. 2 Maximum and minimum effective switching frequency

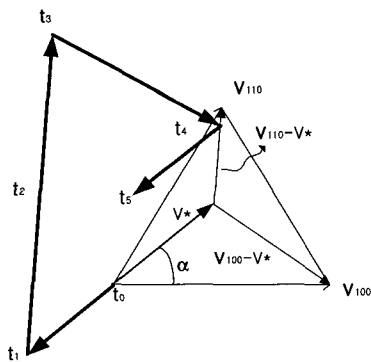
그림 3과 그림 4는 3상 변조된 RLL-PWM과 제안된 2상 변조된 RLL-PWM에 대한 상 전류의 품질을 설명하기 위한 그림이다. 그림 3(a)와 그림 4(a)는 각각의 PWM방법에 따른 스위칭 함수의 펄스 파형을 나타내고 있고, 그림 3(b)와 그림 4(b)는 1 제어주기 동안의 지령전압 벡터  $V^*$ 에 따른 전류 맥동을 보이고 있으며 그림 3(c)와 그림 4(c)는 전류 맥동의 벡터 궤적을 나타낸 것이다. 두 가지 PWM 방법에 따라 1 제어주기 동안의 전류 맥동을 비교해 볼 수 있는데, 먼저 그림 3(b)는 임의의 각도  $\alpha$ 에 대한 3상 변조된 RLL-PWM의 맥동 전류를 나타내고 있다. 그림 3(c)는 임의의  $\alpha$ 각에서의 3상 변조된 RLL-PWM기법에 의한 맥동 전류의 벡터 궤적을 나타낸 것이다. 1 주기  $t_0 \sim t_5$ 동안 복소 평면상에서의 맥동 전류의 궤적은 열린 삼각형의 모양이 된다.



(a) Switching function



(b) Current ripple

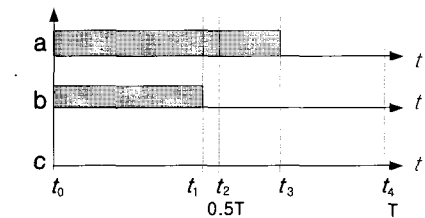


(c) Current trajectory

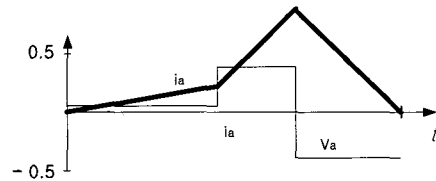
그림 3 3상 변조된 RLL-PWM의 전류 맥동과 전류 궤적  
Fig. 3 Current ripple and trajectory of 3 phase modulated RLL-PWM

그림 4(c)는 2상 변조된 RLL-PWM의 지령전압 벡터  $V^*$ 에 따른 맥동 전류의 벡터 궤적도이다. 그림에서 보는 바와 같이 3상 변조된 RLL-PWM의 궤적보다는 전류벡터의 궤적이 규칙적이지 않은 형태를 띠고 있다.

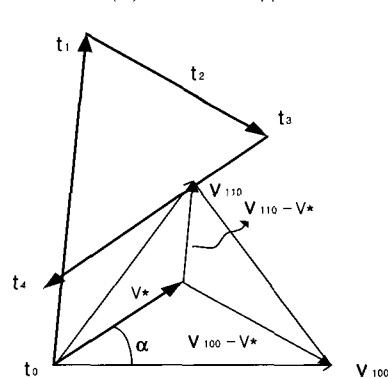
본 논문에서는 좌측 정렬된 파형에 대한 전류벡터 궤적을 그렸는데, 우측 정렬된 파형도 이와 비슷한 궤적 형태를 갖는다. 그림 3(c)와 그림 4(c)의 전류 맥동 궤적은 랜덤한 특성으로 인해 다음 주기에는 반복되지 않는다. 이상에서 볼 때, 2상 변조된 RLL-PWM기법에 의한 전류 맥동은 3상 변조된 RLL-PWM과 비교하여 약간 증가하나, 전류의 전체적인 평균값 변화는 적으며 3상 변조된 RLL-PWM보다 2상 변조된 RLL-PWM기법이 더 랜덤한 전류 궤적의 특성을 얻을 수 있다.



(a) Switching function



(b) Current ripple



(c) Current trajectory

그림 4 2상 변조된 RLL-PWM의 전류 맥동과 전류 궤적  
Fig. 4 Current ripple and trajectory of 2 phase modulated RLL-PWM

그림 5는 제안된 2상 변조된 RLL-PWM의 구현을 하기 위한 흐름선도이다. 2상 변조된 RLL-PWM을 구현하기 위해서는 먼저 우측 정렬된 2상 SVM을 구현하고, 이를 바탕으로 펄스위치를 우측정렬, 또는 좌측 정렬을 행하여야 한다. 이를 구현하기 위해 SVM기법에 의해 얻어진  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_0$ 를 적절히 재배치하여야 하는데 표 1과 같은 배열을 하면 된다.

SVM은 벡터 공간상의 2개의 유효 스위칭 벡터의 시간적인 합성을 통하여 벡터 공간상의 전압지령을 자유롭게 구현할 수 있는 변조기법이다. 유효벡터 인가 시간  $T_1$ ,  $T_2$ 를 구하기 위해 사용되는 초월함수는 알고리즘 상에서 많은 시간이 소요되기 때문에 지령벡터의 각도에 따른  $T_1$ ,  $T_2$ 의 비율을 초기화 과정에서 구하고, PWM을 발생시키기 위한 알고리즘 내에서 변조지수 M을 곱하여 2개의 유효벡터들의 인가시간을 구해낸다. 그런데 실제의 각 상의 펄스는 한 제어 주기동안 한번의 온과 한번의 오프만을 행하여 스위칭 회수를 최소화 하여야 한다. 이를 위해서  $T_0$ ,  $T_1$ ,  $T_2$ 의 배치를 적절히 행하여야 한다. 가장 간단한 펄스배치 방법인 우측정렬된 PWM 펄스를 구현하기 위해서는,

지령벡터가 홀수 섹터에 있으면,  $T_0$ ,  $T_1$ ,  $T_2$ 의 순서의 배치, 짝수 섹터이면,  $T_0$ ,  $T_2$ ,  $T_1$ 순서의 배치를 하여야 한다. 이렇게, 섹터의 홀수 및 짝수 여부에 따라 지령 벡터의 합성순서를 재배치하여야 쉽게 각 상별 듀티비를 구할 수 있다. 이와 같이 구해진 각 상별 듀티비에 적절한 정수를 곱하여 PWM 발생용 카운터에 인가될 데이터를 구할 수 있게 된다.

본 연구에서 제안된 2상 변조된 RLL-PWM은 SVM에 의해 얻어진 영벡터 및 유효벡터 인가시간  $T_0$ ,  $T_1$ ,  $T_2$ 의 재배열 방법에 의해 얻어질 수 있다. 우측정렬을 선택할 것인가, 좌측정렬을 선택할 것인가에 대한 선택은 랜덤함수에 의해 결정되며, 우측정렬, 좌측 정렬 여부에 관계없이 구현된 PWM 펄스는 지령 전압벡터 구현에 충실하면서 랜덤 PWM 효과를 잘 나타내게 된다.

표 1 벡터의 배열순서  
Table 1 Rearrangement order of vectors

sector	Align	Rearrangement of Vectors
odd	center	1/4 $T_0$ , 1/2 $T_1$ , 1/2 $T_2$ , 1/2 $T_0$ , 1/2 $T_2$ , 1/2 $T_1$ , 1/4 $T_0$
	right	$T_0$ , $T_1$ , $T_2$
	Left	$T_1$ , $T_2$ , $T_0$
even	center	1/4 $T_0$ , 1/2 $T_2$ , 1/2 $T_1$ , 1/2 $T_0$ , 1/2 $T_1$ , 1/2 $T_2$ , 1/4 $T_0$
	right	$T_0$ , $T_2$ , $T_1$
	Left	$T_2$ , $T_1$ , $T_0$

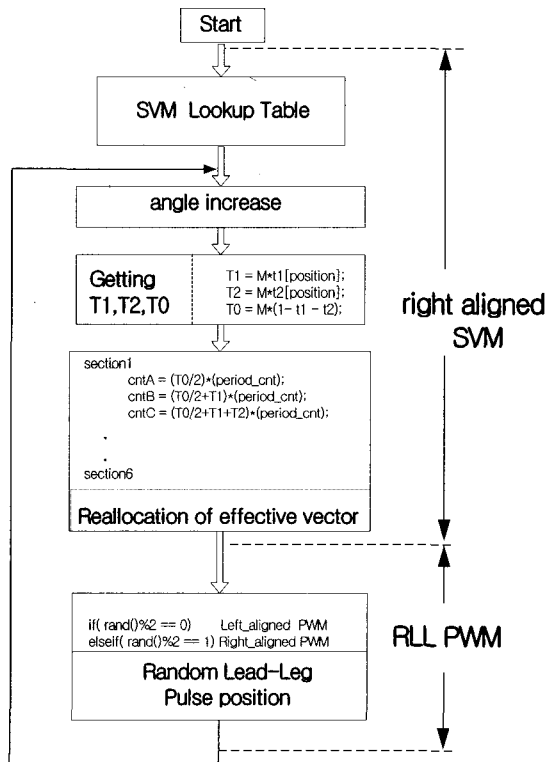


그림 5 2상 변조된 RLL-PWM의 구현  
Fig. 5 Implementation of 2 phase modulated RLL-PWM

### 3.시뮬레이션 구성 및 결과

#### 3.1 시뮬레이션 구성

제안된 2상 변조된 RLL-PWM에 의한 인버터 출력전압 및 전류 스펙트럼의 분포를 예측하기 위해 Matlab /Simulink를 이용하여 시뮬레이션을 수행하였다. 그림6은 시뮬레이션 주 모델을 나타내고 있다. 전체 시스템을 위한 모델은 공간벡터 변조 부, 펄스랜덤화 부, PWM 패턴 발생 부, IPM 인버터 부, 유도모터 부로 구성되어 있다. 유도모터 부는 3상/2상 변환부, D축 연산 부, Q축 연산 부, 회전자 부 등으로 구성되어 있다. 이중 공간벡터 변조 부, 펄스 랜덤화 부 및 PWM 패턴 발생 부는 블록도 내부에 기본 제공되는 라이브러리 블록 대신에 S-Function을 사용하여 직접 코딩하였다.

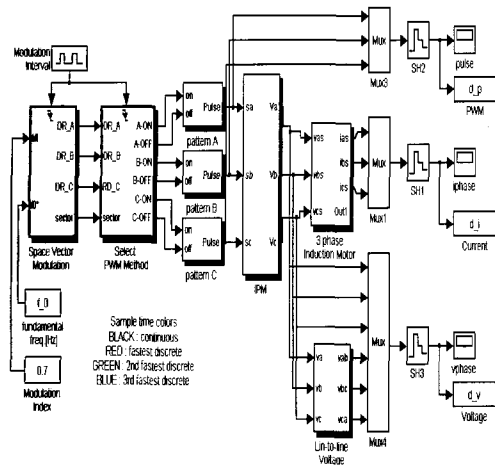
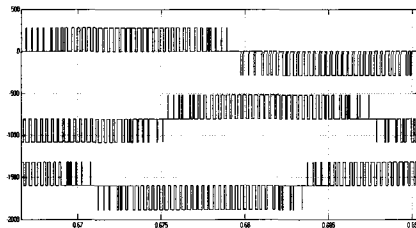


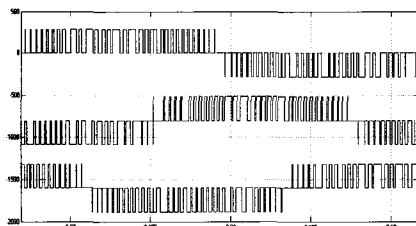
그림 6 시뮬레이션의 주 모델  
Fig. 6 Main model of simulation

3.2 시뮬레이션 결과 및 고찰

모터를 무부하, 40Hz의 지령속도, 3kHz의 스위칭 주파수로 오픈 루프 운전하였을 때, 각 방식에 따른 모터의 전압 파형을 그림 7에 나타내었다. 그림 7(a)는 3상 변조된 RLL-PWM의 경우이며, 그림 7(b)는 본 연구에서 제안한 2상 변조된 RLL-PWM의 결과이다.



(a) 3 phase modulated RLL-PWM

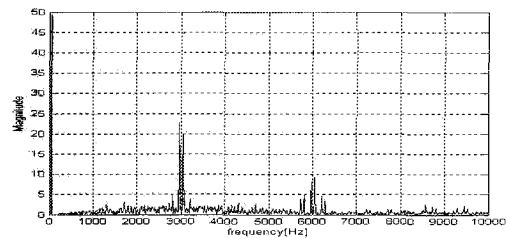


(b) 2 phase modulated RLL-PWM

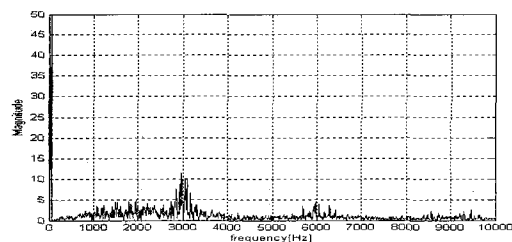
그림 7 시뮬레이션에 의한 인버터 전압 파형  
( $f_0=40\text{Hz}$ ,  $f_{sw}=3\text{kHz}$ ,  $M=0.7$ )  
Fig. 7 Simulated waveforms of inverter voltage  
( $f_0=40\text{Hz}$ ,  $f_{sw}=3\text{kHz}$ ,  $M=0.7$ )

그림 8은 그림 7로 나타낸 전압의 스펙트럼을 보이고 있다. 그림 8(a)의 3상 변조된 RLL-PWM의 경우, 1배의 스위칭 주파수에서 강한 고조파 성분이 있고 스위칭 주파수의 2배 주파수에 두 번째로 강한 고조파 성분이 존재하고 있다. 그러나 그림 8(b)로 나타낸 2상 변조된 RLL-RPWM의 경우에는, 3상 변조 방식에 비하여, 1배 스위칭 주파수의 강한 고조파가 현저하게 감소하고 있으며, 또한 전 구간에서의 고조파 성분은 특정 주파수에 고정되지 않고 넓은 영역에 고루 분포하고 있다.

RLL-PWM기법은 그림 3과 그림 4에서 이미 언급된 바와 같이 RLL의 독특한 랜덤 PWM 배열상 다른 랜덤 PWM방식과 비교하여 전류 파형이 양호하지는 않다. 그럼에도 불구하고 RLL-PWM이 널리 알려져 있는 이유는 RLL-PWM은 랜덤 펄스 위치 PWM중에서 가장 먼저 개발된 방식이며, 모터 스위칭 소음 및 전압 스펙트럼의 광대역화 특성이 다른 방식에 비하여 크게 뒤지지 않으면서도 구현이 간단하고 쉽기 때문이다. 그림 9는 3상과 2상 변조된 RLL-PWM방식의 전류 파형을 보이고 있다. 그림 3(b)와 그림 4(b)에서 예측된 바와 같이 3상 변조된 RLL-PWM과 2상 변조된 RLL-PWM의 전류에는 다른 방식의

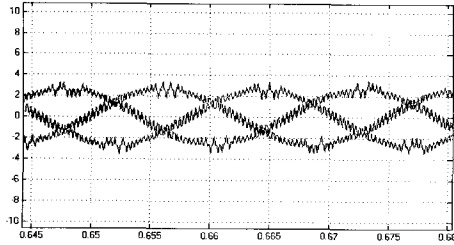


(a) 3 phase modulated RLL-PWM

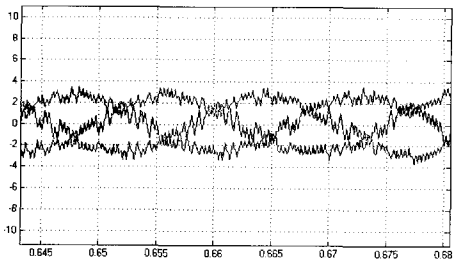


(b) 2 phase modulated RLL-PWM

그림 8 시뮬레이션에 의한 인버터 전압 스펙트럼  
( $f_0=40\text{Hz}$ ,  $f_{sw}=3\text{kHz}$ ,  $M=0.7$ )  
Fig. 8 Simulated spectrum of inverter voltage  
( $f_0=40\text{Hz}$ ,  $f_{sw}=3\text{kHz}$ ,  $M=0.7$ )



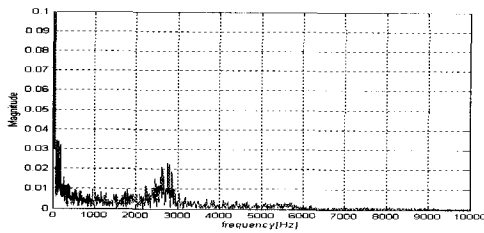
(a) 3 phase modulated RLL-PWM



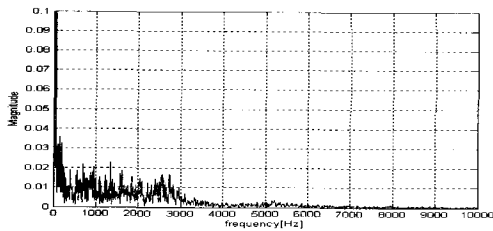
(b) 2 phase modulated RLL-PWM

그림 9 시뮬레이션에 의한 맥동전류 파형  
( $f_0=40\text{Hz}$ ,  $f_{sw}=3\text{kHz}$ ,  $M=0.7$ )

Fig. 9 Simulated waveforms of ripple current  
( $f_0=40\text{Hz}$ ,  $f_{sw}=3\text{kHz}$ ,  $M=0.7$ )



(a) 3 phase modulated RLL-PWM



(b) 2 phase modulated RLL-PWM

그림 10 시뮬레이션에 의한 맥동전류 스펙트럼  
( $f_0=40\text{Hz}$ ,  $f_{sw}=3\text{kHz}$ ,  $M=0.7$ )

Fig. 10 Simulated spectrum of ripple current  
( $f_0=40\text{Hz}$ ,  $f_{sw}=3\text{kHz}$ ,  $M=0.7$ )

랜덤 PWM보다 맥동이 많이 존재하고 있다. 특히 2상 변조된 RLL-PWM방식의 전류 파형은 3상 변조 방식 보다 더 많은 맥동이 존재하고 있다. 그림 10은 각 방식의 맥동 전류에 대한 스펙트럼을 나타내고 있다. 제안된 2상 변조된 RLL-PWM의 전류 스펙트럼은 3상에 비하여 스펙트럼의 광역화 효과가 매우 우수함을 알 수 있으며, 전압 스펙트럼 분포와 유사한 양상을 보이고 있다.

#### 4. 실험 시스템 구성

##### 4.1 전압, 전류 및 스위칭 소음의 스펙트럼

3상 인버터 구동 유도모터의 전압, 전류 및 스위칭 소음 스펙트럼을 실험으로 측정하기 위하여, 무부하인 상태에서 시뮬레이션과 동일하게 기본 주파수 40Hz, 스위칭 주파수 3kHz, 변조지수 0.7인 조건으로 운전하였다. 일반적으로 인버터 구동 유도모터는 정격부하 상태에서 정격속도로 운전하는 것이 원칙이다. 이 경우, 모터 구동 장치로부터 발생하는 소음은 모터, 인버터의 전자기적인 소음 뿐 만 아니라, 구동장치 및 부하의 기계적인 소음 등이다.

본 연구에서 관심의 대상은 기계적인 소음이 아니라 인버터의 스위칭 상태에 따른 모터의 전자기적인 가청 소음이므로 부하가 연결되지 않은 상태에서 측정하는 것이 더 바람직하다. 그림 11은 제안된 2상 변조된 RLL-PWM기법을 검증하기 위한 시스템 구성도이다.

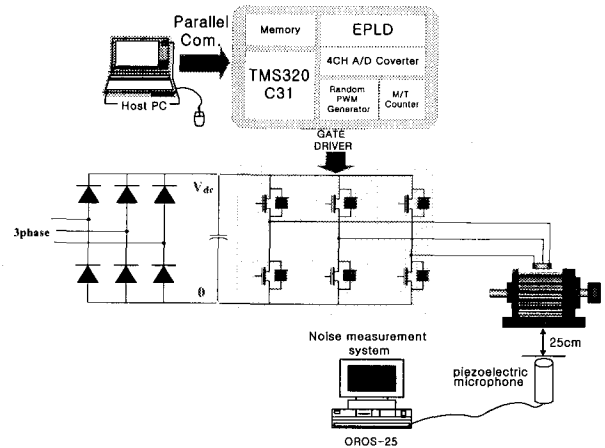


그림 11 스위칭 소음 측정 시스템

Fig. 11 System for measuring the switching acoustic noise

3상 전원을 정류시켜 전압원 인버터를 사용하여 유도모터를 구동하는 구조이며 TMS320C31 DSP를 사용하여 전체적인 알고리즘을 수행하였다. DSP보드에 장착된 EPLD로는 Altera사의 EPF 8452AL C84-4를 사용하였고, 디지털 회로의 하드웨어 디버깅시 PC의 병렬포트에 연결된 Altera사의 byteblaster를 사용하여 SRAM방식의 EPLD를 설정하였다. 하드웨어 디버깅이 모두 끝난 상태에서는 PC로부터 다운로드하여 설정하지 않고, Altera사에서 공급되는 Configuration ROM인 EPC1064 PC8에 롬화시켜, 전원 인가시 자동으로 롬에서 EPLD로 회로 데이터가 설정되도록 하였다.

또한 인버터 구동 유도모터에서 발생하는 가청 스위칭 소음의 스펙트럼을 얻기 위한 실험은 6면이 모두 흡음제로 밀폐되도록 특별하게 설계된 무향실(無響室)에서 수행되었으며, 측정 장비로는 소음 및 진동 신호에 대한 분석이 가능한 전용 측정기 「OROS-25」를 사용하였다. 실험 결과의 분석에 사용된 데이터는 유도모터로부터 측면방향으로 0.25m 떨어진 곳에서 얻은 값을 사용하였다.

4.2 부하 속도 제어

3상 및 2상 변조된 RLL-PWM기법을 속도 제어 시스템에 적용하는 경우, 속도 피드백 성능을 검증하기 위한 실험은 부하가 있는 상태에서 수행되어졌다. 그림 12는 속도 피드백 성능을 검증하기 위한 일정 v/f 제어 시스템을 나타내고 있으며, 속도 제어 알고리즘으로는 산업현장에서 가장 많이 사용되는 PID알고리즘을 사용하였다.

3상 및 2상 변조된 RLL-PWM에 의해 EPLD기반 인버터는 2HP의 주 모터를 속도 제어하고 있으며 주 모터의 정격전류와 정격토크는 5.9A와 0.85N-m이다.

표 2 모터와 부하의 사양  
Table 2 Specifications of motor and load

Motor	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 3 phase, squirrel cage type induction motor</li> <li>• 1.5kw(2HP), 4pole, 220v/380v, 5.9A/3.4A</li> <li>• Torque : 0.85N-m</li> <li>• Speed : 1730rpm (slip=3.8%)</li> </ul>
Load	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 3phase, squirrel cage type induction motor</li> <li>• 4pole, 0.75KW(1HP), 220v/380v, 3.5A/2.0A</li> </ul>

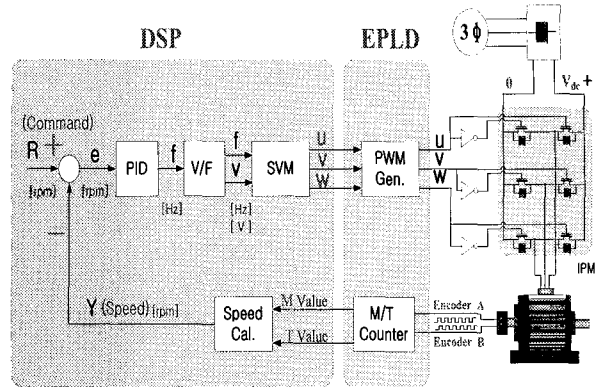


그림 12 일정 v/f 속도 제어 시스템  
Fig. 12 System for the constant v/f speed control

부하로는 주 모터와 직결된 1HP의 유도모터인데, 이 부하모터의 토크를 조절하여 주 모터에 인가되는 부하량을 제어하고 있다. 주 모터의 %부하는 전류용량을 기준으로 할 때 주 모터의 정격부하에 대해 50%로 하였다. 표 2에 속도제어용 모터와 부하의 사양을 나타내고 있다.

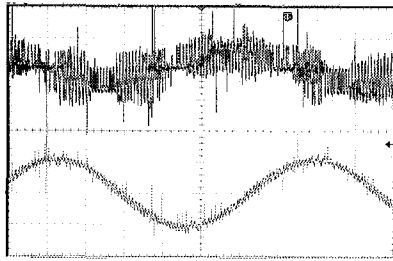
5. 실험 결과 및 고찰

5.1 인버터 전압 및 맥동 전류

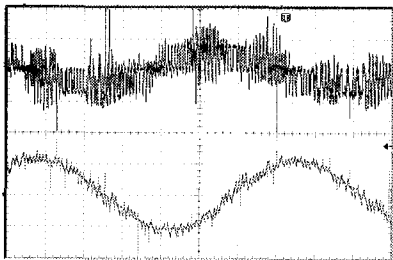
그림 13은 인버터 전압 및 맥동 전류 파형을 나타내고 있다. 그림 8과 그림 9에서도 언급한 바와 같이 제안된 2상 변조된 RLL-PWM기법은 PWM배열 특성상 3상 변조된 RLL-PWM기법에 비하여 전류 파형에 맥동이 더 많이 존재한다. 이와 같은 랜덤한 전류 맥동은 히스테리시스 전류제어 인버터에서도 나타나기 때문에 크게 고려하지 않아도 된다.

그림 14는 그림 13의 전압에 대한 스펙트럼을 나타내고 있으며 시뮬레이션 결과와 실험 결과는 잘 일치하고 있다. 그림 14(a)에서 보는 바와 같이 3상 변조된 RLL-PWM의 경우에는 랜덤 PWM기법을 사용하였음에도 불구하고 스위칭 주파수 3kHz의 고조파 성분이 현저하게 크며, 2배의 스위칭 주파수 6kHz에서 2번째로 강한 성분이 있다. 그러나 그림 14(b)의 2상 변조된 RLL-PWM의 경우에는 스위칭 주파수 3kHz에서 약간의 고조파가 있는 것을 제외하고는, 전 구간에서의 고조파 성분은 특정 주파수에 고정되지 않고 넓은 영역에 고루 분포하는 랜덤 특성을 잘 보이고 있다.



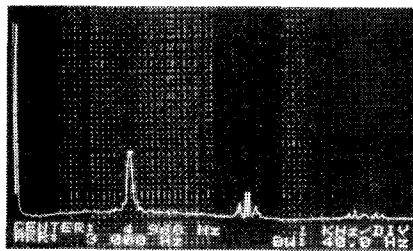


(a) 3 phase modulated RLL-PWM

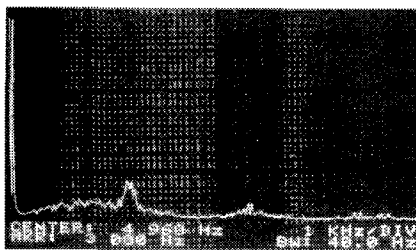


(b) 2 phase modulated RLL-PWM

그림 13 측정된 전압 및 맥동 전류의 파형  
 Fig. 13 Measured waveforms of voltage and ripple current  
 ( $f_0=40\text{Hz}$ ,  $f_{sw}=3\text{kHz}$ ,  $M=0.7$ ,  $200\text{v/div.}$ ,  $2\text{A/div.}$ )



(a) 3 phase modulated RLL-PWM

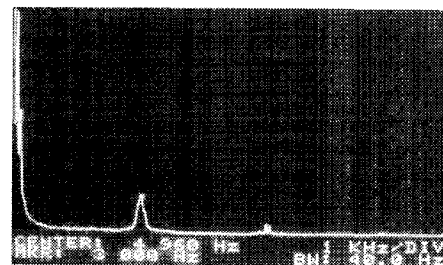


(b) 2 phase modulated RLL-PWM

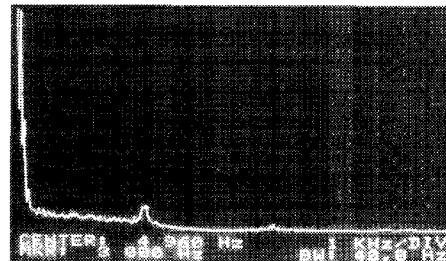
그림 14 측정된 인버터 전압의 스펙트럼  
 Fig. 14 Measured spectrum of inverter voltage  
 ( $f_0=40\text{Hz}$ ,  $f_{sw}=3\text{kHz}$ ,  $M=0.7$ ,  $1\text{kHz/div.}$ )

그림 15에는 각 방식에 대한 인버터 맥동 전류의 스펙트럼을 나타내었다. 전압 스펙트럼의 경우와 동일하게 시뮬레이션 결과와 실험 결과는 잘 일치하고 있다. 그림 15(b)에서 나타낸 바와 같이, 제안된 2상 변조된 RLL-PWM기법을 적용한 경우는, 3상의 경우에 비하여 전류 고조파는 넓은 영역에 고루 분포하고 있다. RPWM기법은 전체 고조파 양을 저감하기 위한 능동전력필터 시스템 등과 다르게, RPWM이 적용되기 전과 비교하여, 전체 고조파의 양은 저감되지 않는다. 단지 특정 스위칭 주파수의 정수배에 집중되어 있던 스펙트럼을 광대역으로 분산시켜 서론에서 언급된 여러 효과를 얻게 하는데 그 목적이 있다.

이상에서 고찰한 RPWM의 인버터 전압과 맥동 전류에 대한 스펙트럼은 모터에서 발생하는 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. 따라서 전압 및 전류 스펙트럼을 잘 파악한다면, 스위칭 소음 측정 실험을 하지 않고도 전압 및 전류 스펙트럼만으로 소음 특성을 예측 가능하리라 생각된다.



(a) 3 phase modulated RLL-PWM



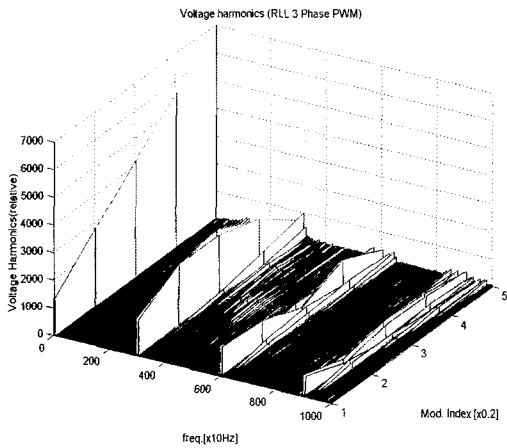
(b) 2 phase modulated RLL-PWM

그림 15 측정된 맥동전류의 스펙트럼  
 ( $f_0=40\text{Hz}$ ,  $f_{sw}=3\text{kHz}$ ,  $M=0.7$ ,  $1\text{kHz/div.}$ )  
 Fig. 15 Measured spectrum of ripple current  
 ( $f_0=40\text{Hz}$ ,  $f_{sw}=3\text{kHz}$ ,  $M=0.7$ ,  $1\text{kHz/div.}$ )

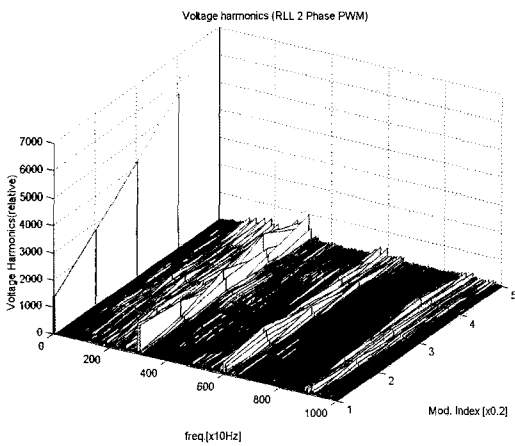
5.2 변조지수에 따른 전압의 스펙트럼

그림 16은 변조지수의 변화에 따른 전압의 스펙트럼을 나타낸 3차원 그래프이다. 전압 스펙트럼의 분포는, 변조지수 M이 0.7인 경우의 그림 8 및 그림 14와 유사한 형태를 보이고 있다.

3상 변조된 RLL-PWM의 경우에는 M이 0.6 일 때, 스위칭 주파수에서 가장 강한 고조파 성분이 존재하고 있다. 제안된 2상 변조된 RLL-PWM은 스위칭 주파수의 정수배의 영역에서 약간의 고조파가 있는 것을 제외하고는 전체적으로 전압 고조파의 광대역화를 이루고 있다.



(a) 3 phase modulated RLL-PWM



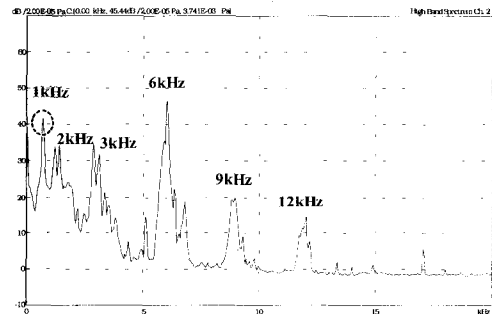
(b) 2 phase modulated RLL-PWM

그림 16 변조지수에 따른 전압의 스펙트럼  
Fig. 16 Voltage spectrum for different modulation index

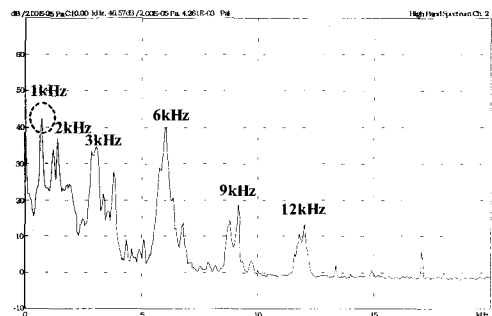
5.3 모터의 가청 소음 스펙트럼

일반적으로 1-6kHz 주파수 영역에서 인간은 소음에 대해서 가장 고통을 느끼는 것으로 알려져 있으며 이 주파수 영역은 전력전자 변환기의 스위칭 주파수와 일치하고 있다. 이러한 측면에서 볼 때, 인버터로 구동되는 모터의 가청 스위칭 소음 저감을 위해서는 이 주파수대에서의 저감이 매우 중요하다. 또한 스위칭 소음의 스펙트럼은 전압과 전류 스펙트럼과는 달리 약간의 차이가 소음에 영향을 주게 되며, 또한 동일한 소음이라 할지라도 어느 주파수대에 존재하고 있는가 중요하다.

그림 17은 확정적 주파수의 3상 및 2상 중앙정렬 SVM을 적용한 경우의 인버터 구동 유도모터에서 발생하는 가청 스위칭 소음의 스펙트럼을 나타내고 있다. 3상 및 2상 모두 스위칭 주파수와 정수배의 관계를 갖는 소음 스펙트럼을 보이고 있다. 확정적인 주파수의 경우에 2상 SVM은 3상 SVM에 비하여 스위칭



(a) 3 phase center aligned SVM



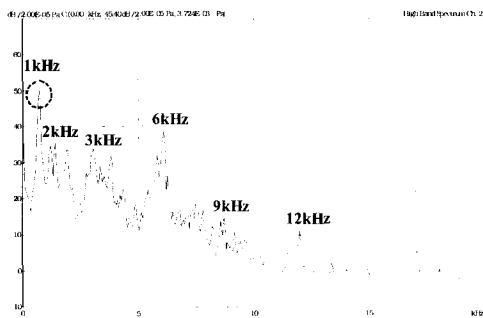
(b) 2 phase center aligned SVM

그림 17 확정적 주파수 SVM의 경우, 측정된 모터의 스위칭 소음 스펙트럼

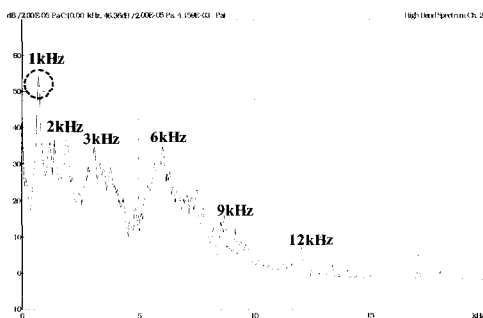
Fig. 17 Measured spectrum of switching acoustic noise in motor with deterministic frequency SVM ( $f_0=40\text{Hz}$ ,  $f_{sw}=3\text{kHz}$ ,  $M=0.7$ ,  $5\text{kHz/div.}$ )

주파수에서의 소음 스펙트럼은 다소 완화되어 있으며 이는 2상이 3상 보다 가청 스위칭 소음 저감의 측면에서 유리함을 나타낸다.

그림 18은 3상 및 2상 변조된 RLL-PWM을 적용한 경우의 인버터 구동 유도모터에서 발생하는 스위칭 소음의 스펙트럼을 나타내고 있다. 그림과 같이 2상은 3상에 비하여 스위칭 주파수 3kHz에서 보다 완화된 소음 스펙트럼을 갖고 있다. 특히 2상의 경우, 스위칭 주파수의 2배 주파수인 6kHz에서 3상보다 현저하게 저감된 소음 스펙트럼을 보이고 있으며, 3kHz-12kHz사이의 이산적인 소음 스펙트럼이 선형적인 분포로 변화되었음을 알 수 있다. 그러나 2상 변조된 RLL-PWM의 경우에는 3상 및 2상 SVM과 3상 변조된 RLL-PWM에 비하여 원으로 표시된 1kHz대의 소음 성분이 약간 증가하고 있다. 이는 모터의 고유 주파수와 랜덤 스위칭 주파수가 중첩되어 기계적인 공진을 유발하여 발생한 현상으로 생각된다<sup>[20]</sup>.



(a) 3 phase modulated RLL-PWM



(b) 2 phase modulated RLL-PWM

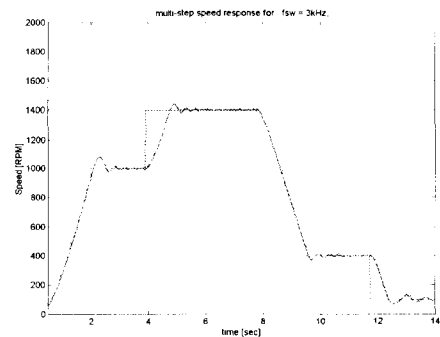
그림 18 RLL-PWM의 경우, 측정된 모터의 스위칭 소음 스펙트럼

Fig. 18 Measured spectrum of switching acoustic noise in motor with RLL-PWM ( $f_0=40\text{Hz}$ ,  $f_{sw}=3\text{kHz}$ ,  $M=0.7$ ,  $5\text{kHz/div.}$ )

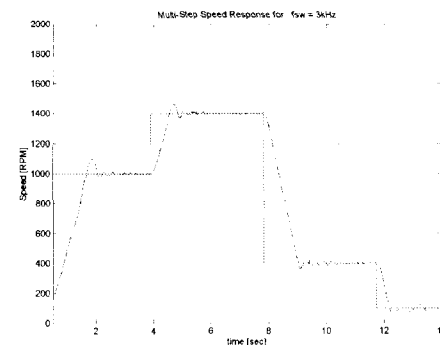
동일한 RLL-PWM의 경우에도 2상의 경우가 1kHz대의 소음성분이 더 증가한 이유는 3상 변조된 RLL-PWM보다는 2상 변조된 RLL-PWM이 훨씬 광역화된 주파수 분포의 랜덤효과가 있기 때문이다. 모터로부터 발생하는 스위칭 소음의 스펙트럼은 그림 8과 그림 14로 나타낸 인버터 전압의 스펙트럼과 유사한 형태를 보이고 있다. 따라서 모터의 스위칭 소음 스펙트럼을 측정하기 위해 직접 실험을 하지 않고도 시뮬레이션에 의해 인버터의 전압 및 전류 스펙트럼을 잘 관찰한다면, 스위칭 소음의 스펙트럼을 예측할 수 있다.

#### 5.4 모터 속도 제어 특성

제안된 2상 변조된 RLL-PWM기법을 속도 제어 실험에 적용하여 실제로 사용 가능한지 성능을 살펴보았다.



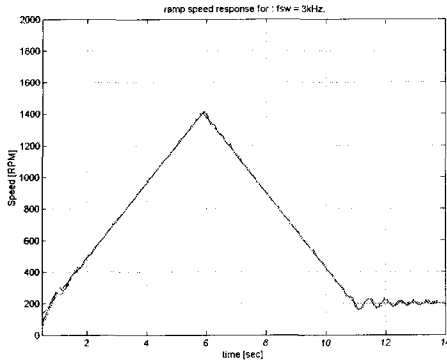
(a) 3 phase modulated RLL-PWM



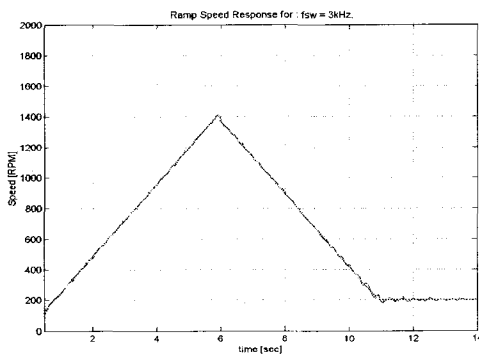
(b) 2 phase modulated RLL-PWM

그림 19 측정된 RLL-PWM의 다단 속도제어 특성

Fig. 19 Measured speed response characteristics of multi-step reference with the RLL-PWM



(a) 3 phase modulated RLL-PWM



(b) 2 phase modulated RLL-PWM

그림 20 측정된 RLL-PWM의 램프 속도제어 특성  
 Fig. 20 Measured speed response characteristics of ramp reference with the RLL-PWM

이를 위해 속도 곡선으로 다단 지령과 램프 지령을 선택하여 그 추종성을 살펴보았는데, 여기서는 제어기의 성능에 관심을 갖기보다는 제안된 2상 변조된 RLL-PWM의 속도 추종성이 기존의 방법과 비교하여 얼마나 유사하게 속도 지령을 추종하는가에 중점을 두고 있다. 각 RLL-PWM 방법마다 PID제어기 파라미터는 동일한 상태로 실험을 하였다.

먼저 그림 19와 그림 20은 부하가 있는 상태에서 일정 v/f 제어를 위한 다단 스텝과 램프 속도 지령치에 대한 각 방식의 속도응답 특성을 나타내고 있다. 그림 19는 3kHz의 스위칭 주파수에서 2상 변조된 RLL-PWM과 3상 변조된 RLL-PWM의 다단 스텝 속도 지령치에 대한 속도응답을 보여준다. 초기 속도 기준치

1000rpm에서 1400rpm까지 스텝 상태로 속도를 증가한 후, 다시 200rpm과 100rpm으로 감소되는 지령치를 잘 추종하고 있다. 그림에서 보는 바와 같이 2상 변조된 RLL-PWM기법을 유도모터 속도 제어 시스템에 적용하더라도 유도모터의 과도응답 특성은 종전의 3상 SVM과 3상 변조된 RLL-PWM과 동일함을 알 수 있다. 그림 20은 속도를 0~1400rpm까지는 증가시키고 다시 200rpm으로 감소하는 램프 속도 지령치에 대한, 각 방식의 속도응답 특성을 보여주고 있다. 앞의 다단 스텝 지령치와 동일하게 잘 추종하고 있음을 알 수 있다.

## 6. 결론

본 연구에서는 종전의 3상 RLL-PWM기법 보다 구현이 용이하고, 스위칭 주파수의 정수배 스펙트럼의 광대역화와 선형화의 효과가 우수한 2상 RLL-PWM 기법을 제시하였다. 제안된 기법의 타당성을 검토하기 위하여 EPLD기반의 3상 유도모터 속도 제어 시스템에 적용한 결과, 다음과 같은 결론을 얻을 수 있었다. 제안된 2상 변조된 RLL-PWM의 전압과 맥동 전류의 스펙트럼은 종전의 3상 변조된 RLL-PWM보다 훨씬 더 광대역으로 분포하고 있다. 따라서 모터 스위칭 소음의 불연속적이고 특정 주파수에 집중된 고조파 성분을 연속적인 성분으로 분산시킬 수 있었다.

2상 변조된 RLL-PWM은 전압 및 스위칭 소음의 스펙트럼 광대역화 효과가 뛰어나기는 하나, 시간영역에서의 전류 파형에는 다른 RPWM방식보다 더 많은 맥동 성분을 포함하고 있다. 변조지수의 변화에 따른 전압의 스펙트럼 분포를 분석한 결과, 제안된 2상 변조된 RLL-PWM의 스펙트럼은 변조지수가 변동되는 전 영역에서 3상 변조된 RLL-PWM보다 광대역화가 잘 이루어져 있음을 확인할 수 있었다. 또한 제안된 RPWM기법을 DSP기반의 일정 v/f 속도제어 시스템에 적용하더라도 유도모터의 속도응답 특성은 종전의 확정적 주파수의 3상 SVM과 3상 변조된 RLL-PWM과 동일하였다.

결국 제안된 기법은 종전의 방법과 비교하여 모터로부터 발생하는 불쾌한 스위칭 소음을 현저하게 저감하며, 속도응답 성능은 동일하게 유지할 수 있었다. 향후, 벡터제어 시스템과 같은 정밀, 속응 제어에 제안된 방식의 적용이 기대되며, 전류 맥동의 %THD (%Total Harmonics Distortion) 그리고 토크 맥동에 관한 분석적인 해석이 필요하리라 생각된다.

본 연구는 한국과학재단 지정 전남대 고품질전기 전자부품 및 시스템 연구센터 연구비 지원에 의하여 연구된 결과임.

## 참 고 문 헌

- [1] R.L. Kirlin, M.M. Bech and A.M. Trzynadlowski, "Analysis of power and power spectral density in PWM inverters with randomized switching frequency", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 49, no. 2, pp. 486~499, 2002.
- [2] J.L. Shyu, T.J. Liang, and J.F. Chen, "Digitally controlled PWM inverter modulated by multi-random technique with fixed switching frequency", IEE Proc. Electr. Power Appl., vol. 148, no.1, pp. 62~68, 2001.
- [3] Analog Devices, Implementing Random Space Vector Modulation with the ADMCF32X, Analog Devices Inc., pp. 1~27. Dec. 2000.
- [4] P.W. Clark, "Self-commutated thyristor dc to dc converter", IEEE Trans. Magnetics, vol. 6, no. 1, pp. 10~15, 1970.
- [5] Y.G. Jung, S.H. Na, Y.C. Lim, and S.H. Yang, "Reduction of audible switching noise in induction motor drives using random position space vector PWM", IEE Proc. Electr. Power Appl., vol. 149, no. 3, pp. 195~200, May 2002.
- [6] T.G. Habetler and D. M. Divian, "Acoustic noise reduction in sinusoidal PWM drives using a randomly modulated carrier", IEEE Trans. Power Electron., vol. 6, no. 3, pp. 356~363, 1991.
- [7] 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.
- [8] F. Blaabjerg and J.K. Pedersen, "Implementation and test of a digital quasi-random modulated SFAVM PWM in a high performance drive system", in Conf. Rec IEEE IECON '93, pp. 265~270, 1993.
- [9] 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. Ind. Appl., vol. 44, no. 2, pp. 173~181, 1997.
- [10] S. Legowski and A. M. Trzynadlowski, "Hypersonic MOSFET based power inverter with random pulse width modulation", in Conf. Rec IEEE IAS '89, pp. 901~903, 1989.
- [11] R.L. Kirlin, S. Kwok, S. Legowski, and A.M. Trzynadlowski, "Power spectra of a PWM inverter with randomized pulse position", IEEE Trans. Power Electron. vol. 9, no. 5, pp. 463~471, 1994.
- [12] M.M. Bech, J.K. Pedersen, and F. Blaabjerg, "Random modulation techniques width fixed switching frequency for three phase power converters", in Conf. Rec. IEEE PESC '99, pp. 544~551, 1999.
- [13] M.M. Bech, J.K. Pedersen, and F. Blaabjerg, "Field-oriented control of an induction motor using random pulse width modulation", in Con. Rec IEEE APEC '00, pp. 924~931, 2000.
- [14] 김희근, 위석오, 정영국, 나석환, 임영철, "새로운 3상 랜덤 펄스 위치 PWM기법에 의한 EPLD기반의 모터 속도제어 시스템", 전력전자 학술대회 논문집, pp. 308~312, 2002.
- [15] 위석오, 정영국, 나석환, 임영철, "모터 구동 장치의 가청 소음 저감을 위한 새로운 3상 Lead-Lag 랜덤 펄스 위치PWM기법", 대한전기학회 논문지 제50B권 제7호, pp. 387~398, 2002.
- [16] 위석오, 정영국, 나석환, 임영철, "새로운 2상 랜덤 펄스 위치 PWM기법", 전력전자학회 논문지 제7권 제2호, pp. 194~204, 2002.
- [17] 위석오, 정영국, 나석환, 임영철, "모터 구동 장치의 가청 스위칭 소음 저감을 위한 2상 및 3상 랜덤 펄스 위치 PWM기법의 성능 비교", 전력전자학회 논문지 제7권 제3호, pp. 224~236, 2002.
- [18] S. Halasz and B.T. Huu, "Two phase PWM technique for inverter fed ac drives", in Conf. Rec. IEEE IECON '97, pp. 688~693, 1997.
- [19] Y.S. Lai, H.C. Huang, and C.M. Young, "A New random inverter control technique for motor drive", in Conf. Rec. IEEE APEC '98, pp. 101~107, 1998.
- [20] J.K. Pedersen and F. Blaabjerg, "Determination of mechanical resonances in induction motors by random modulation and acoustic measurement", in Conf. Rec. EPE '93, pp. 319~324, 1993.

## 저 자 소 개



### 위석오(魏昔吾)

1968년 12월 20일생. 1993년 전남대 전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2002년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 한국천문연구원 위촉연구원.



**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. 한국과학 재단 지정 전남대 고품질 전기전자부품 및 시스템 연구센터(RRC) 연구원.



**임영철(任永徹)**

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



**양승학(梁承學)**

1958년 12월 6일생. 1982년 전남대 계측공학과 졸업. 1984년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1993년 일본 동경대 대학원 전기전자공학과 졸업(박사). 현재 호남대 전기공학과 부교수. 당 학회 학술위원.