

듀얼 영 벡터 모드를 갖는 2상 RCD-PWM기법에 의한 유도 모터의 스위칭 소음저감

吳承烈[†], 魏昔吾^{*}, 鄭榮國^{**}, 任永徹^{***}

Switching Noise Reduction of Induction Motor by a Two-Phase RCD-PWM Technique with Dual Zero Vector Modes

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

요 약

본 연구에서는 높은 변조지수 M 영역에서는 소음 및 고조파 스펙트럼의 광대역화 효과가 저하되는 2상 RCD-PWM(Random Centered Distribution PWM)기법의 문제점을 개선하고자, 듀얼 영 벡터 모드를 갖는 2상 RCD(Dual Zero Vector Modes RCD : DZRCD)기법을 제안하였다. 제안된 2상 DZRCD기법은 변조지수 M=0.8을 기준으로 하여 M이 0.8보다 큰 영역에서는 영 벡터로 $V_0(111)$ 를 선택하고, 0.8보다 작은 영역에서는 $V_0(000)$ 를 선택한다. 제안된 방법을 16비트 마이크로 콘트롤러인 C-167기반의 유도 모터 구동 시스템에 적용해 본 결과, M이 0.8이상인 영역에서 모터의 전압 / 전류 및 스위칭 소음 스펙트럼의 광대역화 특성이 종전의 방법과 비하여 우수함을 확인할 수 있었다.

ABSTRACT

In this paper, a two-phase DZRCD(Dual Zero Vector Modes RCD) technique is proposed to develop the problem of a conventional two-phase RCD-PWM (Random Centered Distribution PWM) which gives the power spectra of narrow band range in the high modulation index (M). In the proposed DZRCD technique, the zero vector V_0 is selected as $V_0(111)$ for $M \geq 0.8$. Also, V_0 is selected as $V_0(000)$ for the modulation indices < 0.8 . For the implementation of the proposed method, a 16-bit micro-controller C167 was used and the experiments were conducted with the 1.5kw induction motor under no load condition. The experimental results show that the voltage / current spectra is spread to a wide band range, and the switching noise of motor is reduced by the proposed method compared to the conventional random operation.

Key Words : Two-Phase RCD-PWM(Random Pulse Centered Displacement PWM), Dual Zero Vector Modes, Switching Noise Reduction, Induction Motor Drives

1. 서 론

현재 산업 현장의 유도 모터 구동장치에 사용되고 있는 PWM기법은 전력 변환 시에 잡음 전력을 특정 주파수에 집중시켜서 전자기적 잡음(EMI)과 스위칭 소음을 유발하게 한다^[1]. 유도 모터 구동장치로부터 발생하는 스위칭 소음 저감을 위한 간단한 방법으로는 PWM 스위칭 주파수를 18kHz 이상으로 증가시키는 것이다. 그러나 이 방법은 노이즈 문제를 어느 정도 해결할 수는 있어도 인버터의 손실을 증가시키는 원인

[†]교신저자 : 정회원, 한국과학재단 지정 전남대 고품질 전기전자부품 및 시스템 연구센터(RRC) 연구원
E-mail : osy5334@empal.com
^{*}정회원, 한국천문연구원 선임연구원
^{**}정회원, 대불대 컴퓨터정보공학부 조교수
^{***}정회원, 전남대 전기공학과 교수
접수일자 : 2004. 3. 30 1차 심사 : 2004. 5. 6
2차 심사 : 2004. 8. 11 심사완료 : 2004. 8. 24

이 된다^[2]. 최근에 들어서 저 스위칭 주파수로 PWM 인버터를 구동하면서도 모터의 스위칭 소음을 저감할 수 있는 RPWM(Random PWM)에 대한 연구^[2-5,7]가 진행 중이다.

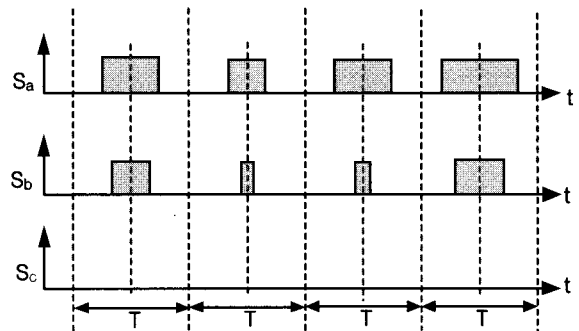
RPWM기법은 여러 종류가 있으나 소음 저감의 관점에서만 본다면 초기에 개발된 스위칭 주파수의 랜덤화(Randomization of the switching frequency)기법^[7]이 가장 우수하다. 이 방법은 인버터 피드백 제어 시스템에서 내부 제어 루프의 샘플링 주파수가 랜덤하게 변화하는 인버터의 스위칭 주파수와 동기화 되어야만 한다^[3]. 근래에 들어 펄스 위치 랜덤화(Randomization of the pulse position)기법^[2,4-5]도 연구되고 있는데, 이 방법은 고정 스위칭 주파수로 동작하면서도 펄스 위치를 스위칭 주기의 범위내에서 랜덤하게 위치할 수 있다. 펄스 위치의 랜덤화 기법은 저 변조지수 M 구간에서는 스위칭 주파수의 랜덤화 기법 만큼의 소음 저감효과를 보인다. 그러나 높은 M 구간에서는 소음저감 효과가 크게 개선되지 않다는 문제점이 있다. 이러한 현상을 개선하기 위한 노력으로 높은 M에서는 랜덤 스위칭 주파수 기법을 사용하고 낮은 M 구간에서는 2개의 영 벡터를 랜덤하게 조절하는 Hybrid RPWM^[6]기법 등이 제시된 바 있다.

본 연구에서는 이상에서 언급된 펄스 위치의 랜덤화 기법의 문제점을 해결하기 위한 간단한 방법인 듀얼 영 벡터 모드를 갖는 2상 RCD기법(Dual Zero Vector Modes RCD: DZRCD)을 제안하였다. 일반적으로 높은 M 영역에서 영 벡터로 $V_0(111)$ 이 적용되는 경우에는 모터 소음 저감 특성 및 스펙트럼의 랜덤화 특성이 양호하다. 이점에 착안하여 낮은 M영역에서는 종전^[8]과 동일하게 영 벡터로 $V_0(000)$ 을 사용하고 높은 M영역에서는 영 벡터로 $V_0(111)$ 을 사용하게 되면, M의 전 영역에 걸쳐서 소음 저감 및 스펙트럼의 광대역화 효과를 얻을 수 있다.

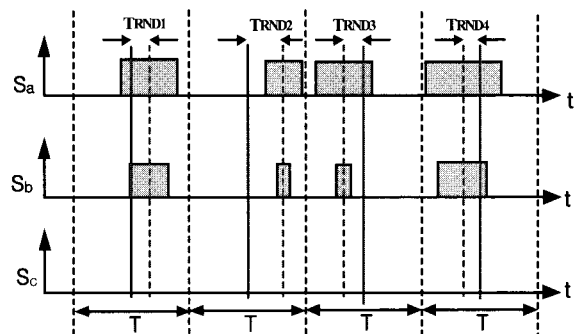
본 연구의 타당성을 입증하기 위하여, 16비트 고성능 마이크로 컨트롤러 SAB-C167을 기반으로 실험이 수행되었다. SAB-C167에 의하여 각 변조 구간에서의 듀티비를 구한 후, 선형 랜덤 발생기^[5]를 이용하여 균일한 확률 분포로 각 상의 펄스의 위치를 재배치하였다. M의 변화에 따른 모터 전압 및 전류 그리고 스위칭 소음의 스펙트럼을 검토하였으며, 제안된 방법은 M의 전 영역에서 모터 전압 / 전류 및 스위칭 소음 스펙트럼의 광대역화 효과를 얻을 수 있었다.

2. 본 론

그림 1(a)는 2상 중앙정렬 SVM(Space Vector Modulation)에 의해 얻어진 펄스를 나타내고 있으며, 그림 1(b)는 2상 RCD기법에 의한 펄스를 4주기 동안을 도시한 것이다. 여기서 T_s 는 샘플링 주기를 나타내고 있다. 2상 RCD기법은 각상의 펄스들을 중앙으로 정렬시킨 후, 변조 구간 내에서 중앙 정렬은 유지하면서 좌우로 랜덤하게 위치시키는 방법을 말한다^[8]. 여기서 중앙 정렬된 펄스 폭의 변위 T_{RND} 는 랜덤수 발생기^[5]를 통하여 결정되기 때문에 변위 T_{RND} 는 랜덤한 값을 갖게 된다. 랜덤수의 발생 범위는 영 벡터의 유지 시간의 범위에서 이루어져야 하는 조건을 만족하여야 한다.



(a) center aligned SVM



(b) RCD

그림 1 2상 공간벡터 PWM

Fig. 1 Two-phase space vector PWM

2상 RCD 방법은 1 변조 구간 내에 두 개의 펄스만이 존재하며 이들 펄스는 항상 같은 변위만큼 이동할 수 있다. 이렇게 변위할 수 있는 랜덤 변위 T_{RND} 는 영 벡터가 인가되는 시간 범위 내에서 결정된다. 두개의 펄스 중앙이 랜덤하게 결정된 변위만큼 동시에 이동하게 되면, 영 벡터와 두개의 유효벡터가 인가되는 각각

의 시간에는 변함이 없음을 알 수 있다. RCD기법은 스위칭 주파수는 고정되어져 있으나, 펄스의 위치가 때 변조구간에서 변경되므로 스위칭 주파수가 변하는 것과 같은 효과를 갖게 된다.

이상에서 언급한 종전의 2상 RCD 변조기법은 영 벡터로 $V_0(000)$ 를 선택하고 있으며, 그림 2에서 보는 바와 같이 $M < 0.8$ 의 영역에서는 양호한 스펙트럼 광대역 분산 특성을 갖는다.

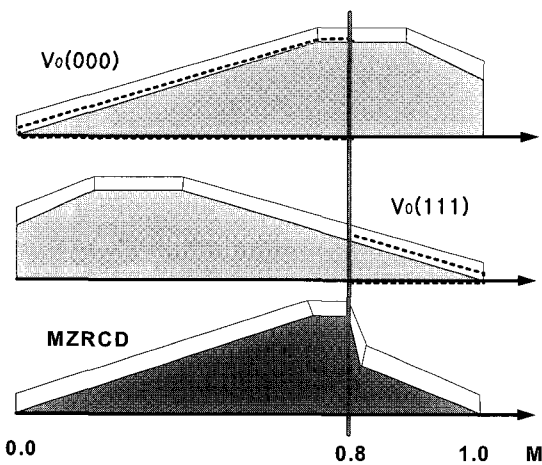


그림 2 영 벡터 선택과 스펙트럼 크기
Fig. 2 Zero vector selection and spectra amplitude

그러나 $M \geq 0.8$ 조건이 되면 고조파 스펙트럼의 광대역화 특성은 더 이상 개선되지 않는다. 한편 영 벡터로 $V_0(111)$ 을 선택하여 2상 RCD를 구현하는 경우, $M \geq 0.8$ 조건에 대한 고조파 스펙트럼의 광대역화 분산 특성은 그림 2에서와 같이 양호하다. 따라서 $M = 0.8$ 을 기준으로 하여, $M < 0.8$ 영역에서는 점선으로 나타낸 종전의 2상 RCD기법을 적용하고, $M \geq 0.8$ 영역에서는 영 벡터 $V_0(111)$ 의 점선 영역을 선택하면, M 의 전 영역에서 고조파 스펙트럼의 광대역화가 가능한 2상 RCD 변조기법을 구현할 수 있게 된다. $V_0(000)$ 과 $V_0(111)$ 의 점선 영역의 합이 새로운 2상 DZRCD기법에 의한 스펙트럼 분포로 결정되는 것이다.

그림 3은 본 연구에서 제시된 2상 DZRCD기법에 대한 공간 전압 벡터도이다. 그림 3의 점선 내부인 영역 1에서 지령 전압 벡터가 형성되며, 이때 영 벡터로 $V_0(000)$ 을 선택하고 M 이 빗금친 영역에 있으면 $V_0(111)$ 을 선택하여 기존 RCD 기법이 추구하는 펄스 랜덤 효과를 극대화하기 위한 것이다. 기존의 RCD 기법에서는 영 벡터로 $V_0(000)$ 만을 선택하여, M 이 어느 높은 영역의 값에 이르게 되면 고조파 스펙트럼의 광

대역화 특성은 더 이상 개선되지 않는다. 한편 영 벡터로 $V_0(111)$ 을 선택하여 2상 RCD를 구현하는 경우, 오히려 M 이 높은 영역에서 고조파 스펙트럼의 광대역화 특성이 좋아지는 현상이 발생한다. 이러한 M 과 영 벡터의 특성의 관계를 이용하면 단일한 영 벡터를 사용하는 방법에 비해 우수한 고조파 스펙트럼의 광대역 특성을 달성할 수 있게 된다.

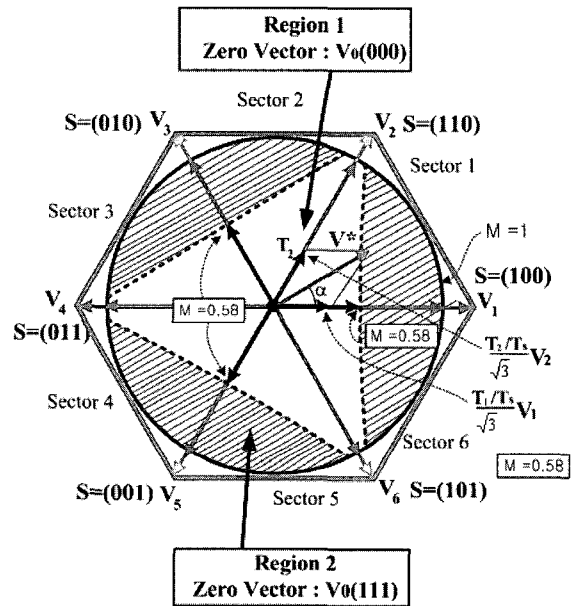


그림 3 제안된 2상 DZRCD의 공간 전압 벡터도
Fig. 3 Space voltage vector diagram for the proposed two-phase DZRCD

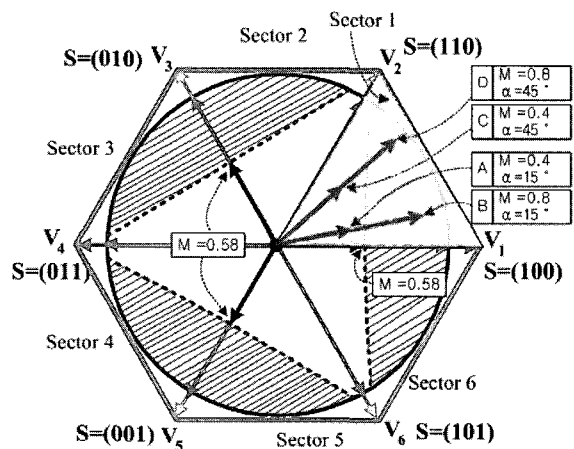


그림 4 섹터 1에서의 4개의 지령 벡터도
Fig. 4 Four-reference voltage vector diagram in sector 1

본 연구에서는 2상 RCD기법을 사용할 때 영 벡터로 $V_0(000)$ 와 $V_0(111)$ 의 절체 시점을 규정하여 M에 따라 영 벡터를 적합하게 선택하여 M의 전 구간에서 고조파 광대역화 효과를 극도로 이끌어 내는 방법에 대하여 기술하기로 한다. 고조파 스펙트럼의 광대역화 효과를 높이기 위해서는 펄스 배치가 랜덤하게 이루어질 수 있어야 되는데, 공간전압 변조기법을 사용하였을 때 M에 따라 펄스가 랜덤하게 배치될 수 있는 공간이 변하게 됨을 주목하여야 한다. 즉, M, 선형벡터에 대한 지령벡터의 변위각 α , 그리고 영 벡터 선택에 따라 펄스의 자유도를 살펴볼 필요가 있다. 이를 위해 그림 4에서와 같이 공간전압 벡터도 상에서 $M = 0.4$, $M = 0.8$, $\alpha = 15^\circ$, $\alpha = 45^\circ$ 일 때의 벡터에 대하여 살펴보고자 한다. 그림 4의 A, B, C, D 네 개의 벡터를 구현하기 위한 1 샘플링 구간 동안의 a, b, c 상의 RCD 펄스배치는 각각 그림 5 - 그림 8에 도시하였다.

표 1 벡터의 특성에 따른 영 벡터 선택
Table 1 Zero Vector Selection in accordance with Vectors Characteristics

Vector	M	α (deg)	T_0, T_1	Selected Zero Vector
Vector A	0.4	15	$T_0 > T_1$	$V_0(000)$
Vector B	0.8	15	$T_0 < T_1$	$V_0(111)$
Vector C	0.4	45	$T_0 > T_1$	$V_0(000)$
Vector D	0.8	45	$T_0 < T_1$	$V_0(111)$

표 2 각 섹터별 영 벡터 선택에 따른 펄스 자유도 결정범위
Table 2 Pulse Free of Degree in accordance with Each Sector and Zero Vector Selection

sector	$V_0(000)$	$V_0(111)$
Sector 1	T_0	T_1
Sector 2	T_0	T_2
Sector 3	T_0	T_1
Sector 4	T_0	T_2
Sector 5	T_0	T_1
Sector 6	T_0	T_2

각 그림 중 왼쪽은 지령벡터를 구현하기 위해 영 벡터로 $V_0(000)$ 을 사용했을 때의 펄스도이고 오른쪽은

$V_0(111)$ 을 사용했을 때의 펄스도이다. M과 영 벡터 선택 따른 펄스의 자유도를 살펴보기 위해 그림 4의 벡터 A를 구현하기 위한 펄스 배치도인 그림 5를 살펴보자. RCD 기법은 각 상의 펄스 중 펄스폭이 가장 큰 펄스를 랜덤하게 배치하고 다른 상의 펄스는 이 펄스를 기준으로 중앙 정렬하는 방법이다. 벡터 A를 구현하기 위해 영 벡터로 $V_0(000)$ 을 선택하였을 경우 가장 큰 펄스폭을 갖는 상은 a상이며 b상의 펄스 자유도는 a상에 의존적이므로 벡터 A를 구현하였을 때의 펄스 자유공간은 T_0 가 된다.

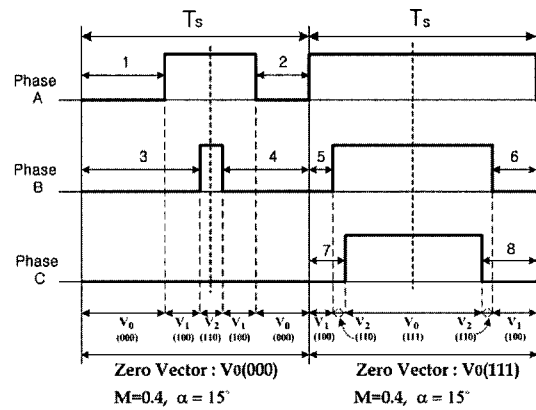


그림 5 영 벡터에 따른 2상 DZRCR 펄스 모양 (Region 1: $\alpha=15^\circ$, $M=0.4$)

Fig. 5 Two-phase DZRCR pulse patterns in accordance with the zero vectors (Region 1: $\alpha=15^\circ$, $M=0.4$)

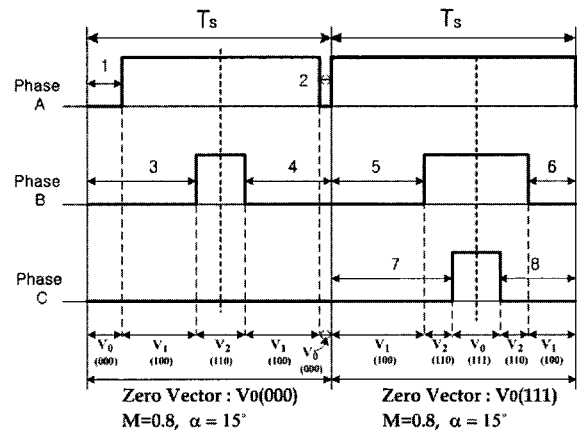


그림 6 영 벡터에 따른 2상 DZRCR 펄스 모양 (Region 1: $\alpha=15^\circ$, $M=0.8$)

Fig. 6 Two-phase DZRCR pulse patterns in accordance with the zero vectors (Region 1: $\alpha=15^\circ$, $M=0.8$)

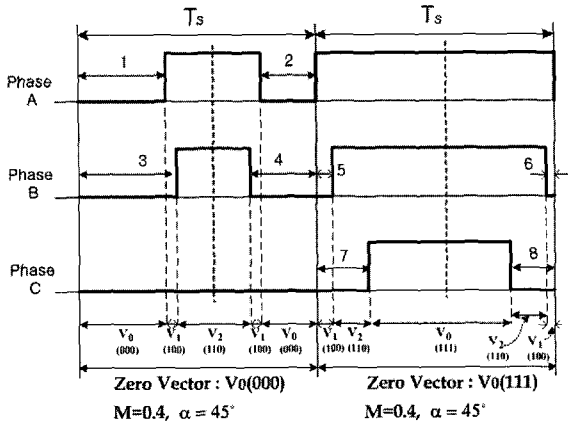


그림 7 영 벡터에 따른 2상 MZRCD 펄스 모양 (Region 1: $\alpha=45^\circ$, $M=0.4$)
 Fig. 7 Two-phase DZRC D pulse patterns in accordance with the zero vectors (Region 1: $\alpha=45^\circ$, $M=0.4$)

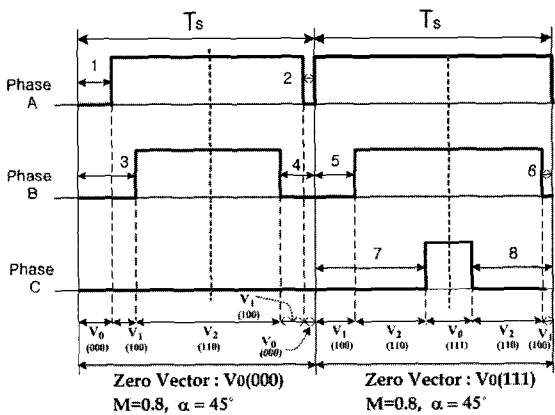


그림 8 영 벡터에 따른 2상 DZRCD 펄스 모양 (Region 1: $\alpha=45^\circ$, $M=0.8$)
 Fig. 8 Two-phase DZRC D pulse patterns in accordance with the zero vectors (Region 1: $\alpha=45^\circ$, $M=0.8$)

또 영 벡터로 $V_0(111)$ 를 선택하였을 경우 좌측의 그림처럼 펄스 자유공간은 T_1 이 된다. 좌 우 그림 모두 같은 전압벡터를 나타내고 있지만 펄스의 자유도는 다르다는 것을 관찰할 수 있다. 즉 $M=0.4$, $\alpha = 15^\circ$ 일 때는 $T_0 > T_1$ 이 되기 때문에 영 벡터의 선택은 $V_0(000)$ 이 되어야 함을 알 수 있다. 다른 벡터 B, C, D에 대하여 살펴보면 표 1과 같은 영 벡터 선택이 이루어져야 함을 알 수 있다. 이러한 고찰을 공간전압 벡터도상의 다른 섹터들에 대하여 조사하여 보면 영 벡터로 $V_0(000)$ 를 선택하였을 경우 펄스 자유도는 T_0

에 의해 결정되지만, $V_0(111)$ 를 선택하였을 경우 홀수 섹터에서는 T_1 , 짝수 섹터에서는 T_2 에 의해 결정된다. 이에 대한 내용을 표 2에 정리하였다.

그림 5-그림 8을 고찰해보면 그림 5에서는 적절한 영 벡터의 선택에 따라 펄스 자유도가 큰 반면 그림 8에서는 적절한 영 벡터의 선택에 대해서도 큰 자유도의 변화가 없어 보인다. 즉, M 의 크기에 대하여 영 벡터의 선택에 대한 자유도의 확장 효과가 의존적임을 관찰할 수 있다. 여기서 펄스의 자유도에 대한 정량적인 해석이 필요하다. 2상 RCD기법에서는 펄스의 크기가 가장 큰 상의 펄스 위치가 결정되면 작은 펄스를 갖는 상 펄스의 자유도는 가장 큰상의 것에 의존적이 된다.

그림 5-그림 8의 좌측 그림처럼 영 벡터로 $V_0(000)$ 를 선택했을 경우 펄스가 가장 큰상의 펄스 자유도는 이동 공간 ① + ②로 표현할 수 있는 영 벡터의 크기인 T_0 에 의해 결정된다. 또 우측의 경우처럼 $V_0(111)$ 를 영 벡터로 선택하였을 경우 펄스의 자유도는 이동 가능 공간 ⑤ + ⑥로 표현할 수 있는 벡터 $V_1(100)$ 이 인가되는 시간 T_1 에 의해 결정된다. 따라서 T_0 와 T_1 의 크기가 같은 경우에 펄스 자유도는 영 벡터를 $V_0(111)$ 와 $V_0(111)$ 중 어느 것을 사용하든지 같게 됨을 고려하면 영벡터 선택의 기준이 되는 M 을 얻을 수 있게 된다.

공간전압벡터 이론에 의한 선행벡터, 후행벡터 그리고 영 벡터의 인가시간은 식 (1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$T_1 = M \cdot T \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right)$$

$$T_2 = M \cdot T \cdot \sin \alpha$$

$$T_0 = T - T_1 - T_2 \tag{1}$$

(1)을 이용하면 영 벡터 $V_0(000)$, $V_0(111)$ 를 선택하기 위한 임계 변조지수 M_c 를 얻을 수 있게 되는데, 임계 M_c 일 때 각 영 벡터를 이용할 때의 펄스 위치 자유도가 같게 됨을 착안하면, T_0 , T_1 가 동일하게 되는 변조지수 M 을 선택하면 M_c 를 얻을 수 있다.

$$T_0 - T_1 = T_s - 2T_1 - T_2$$

$$= T_s \{1 - 2M \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) - M \cdot \sin \alpha\} = 0 \tag{2}$$

따라서 임계 변조지수 M_c 는 (3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$M_{c_odd} = \frac{1}{\{2 \sin(\frac{\pi}{3} - \alpha) + \sin \alpha\}} \quad (3)$$

(3)의 임계 변조지수는 지령벡터가 홀수섹터에 있을 경우의 값이며, 표 2에서 보는 바와 같이 지령벡터가 짝수섹터에 있게 되면 (5)와 같은 임계 변조지수를 얻을 수 있게 된다.

$$T_0 - T_2 = T_s - 2T_2 - T_1$$

$$= T_s \{1 - 2M \cdot \sin \alpha - M \cdot \sin(\frac{\pi}{3} - \alpha)\} = 0 \quad (4)$$

$$M_{c_even} = \frac{1}{\{2 \sin \alpha + \sin(\frac{\pi}{3} - \alpha)\}} \quad (5)$$

(3)과 (5)을 이용하여 Mc값을 구해보면 그림 9와 같은 결과를 얻을 수 있게 된다. 그림 9에서 임계 곡선보다 지령벡터의 M이 낮으면 영 벡터로 $V_0(000)$ 을 선택하고, 높으면 $V_0(111)$ 를 선택하여 펄스의 랜덤 위치 결정범위가 증가되어 RCD효과는 극대화된다.

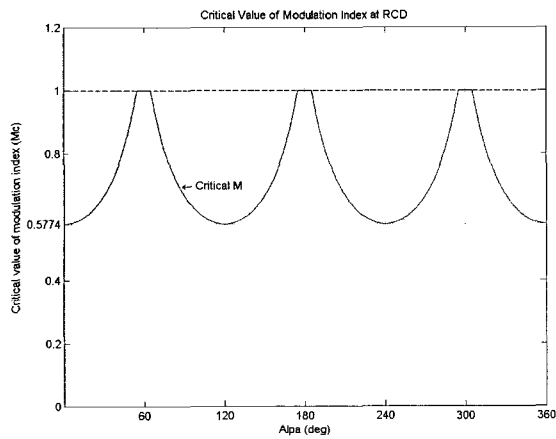


그림 9 α 에 따른 임계 변조지수 Mc의 변화
Fig. 9 Variation of Mc in accordance with α

Mc의 최소값은 0.58이며, 지령벡터의 위상이 각각 $0^\circ, 120^\circ, 240^\circ$ 에서 이루어진다. 또한 최대 값은 변조지수 1에 의해 제한되는데 $55^\circ - 65^\circ, 175^\circ - 185^\circ, 295^\circ - 305^\circ$ 에서 1로 제한된다. 최적의 결과를 도출하기 위해서는 그림 9로 계산된 지령벡터 위상 α 의 변화에 따

른 Mc의 변화를 참조표(LUT)에 입력하거나 마이크로 프로세서를 이용하여 계산하여 구할 수 있으나, 본 연구에서는 Mc의 최대치와 최소치의 중간인 0.8을 Mc로 하였다.

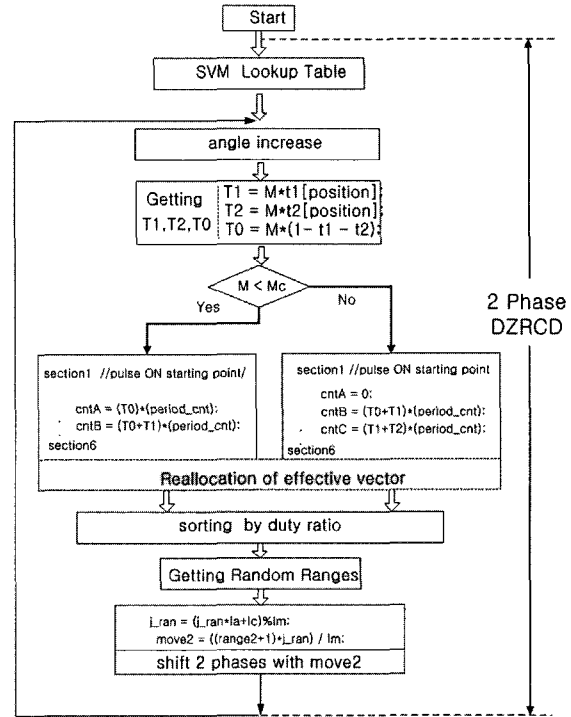


그림 10 2상 DZRCD의 구현
Fig. 10 Implementation of a two-phase DZRCD

그림 10은 제안된 2상 DZRCD기법을 구현하기 위한 흐름도이다. 제안된 기법은 2상 SVM을 구현하기 위하여 SVM이론에 의해 T_0, T_1, T_2 의 값을 구한다. 각상의 펄스를 T_0, T_1, T_2 의 합성으로 얻을 수 있는데 여기서는 고조파 광대역화 특성을 위해 지령벡터의 변조지수와 지령벡터의 위상각에 따른 임계 변조지수를 비교하여 적절한 영 벡터를 선택한다. 선택된 영 벡터와 계산되어진 T_0, T_1, T_2 를 이용하여 각 상별 펄스를 생성하면 된다. 생성된 펄스를 이용하여 RCD를 적용하면 DZRCD를 구현할 수 있게 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 지령벡터 각도에 따른 T_1, T_2 의 비율을 초기화 과정에서 구하고, PWM을 발생시키기 위한 알고리즘 내에서 변조지수 M을 곱하여 2개의 유효벡터들의 인가시간을 구해낸

다. 그런데 실제의 각 상의 펄스는 1제어 주기 동안 한번의 온과 한번의 오프만을 행하여 스위칭 회수를 최소화하여야 한다. 이를 위해서 T_0 , T_1 , T_2 의 배치를 적절히 행하여야 한다.

가장 간단한 펄스배치 방법인 SVM 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 지령벡터의 합성 순서를 재배치하여야 쉽게 각 상별 듀티비를 구할 수 있다. 본 연구에서 제안된 2상 DZRCD는 SVM에 의해 얻어진 T_0 , T_1 , T_2 의 재배열 방법에 의해 얻어질 수 있다.

3. 실험 결과 및 고찰

그림 11은 본 연구의 타당성을 검증하기 위한 실험 시스템을 나타내고 있다. 실험 시스템은 SAB-C167 마이크로 콘트롤러 보드, IPM 인버터, 1.5kW 3상 유

도 모터, 제어 프로그램 그리고 호스트 프로그램 등으로 구성되어 있다. 공간벡터 변조 및 랜덤수 발생 등의 모든 연산은 C167내의 제어 프로그램에 의하여

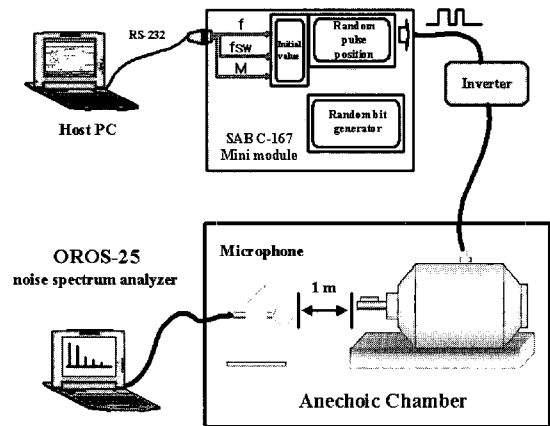
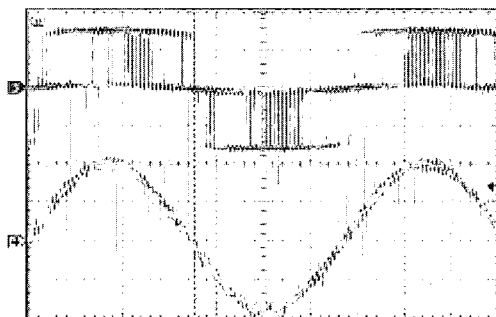
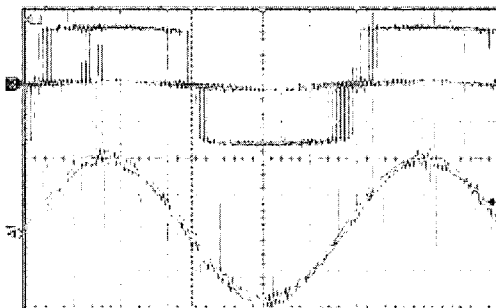


그림 11 실험 시스템
Fig. 11 Experimental system



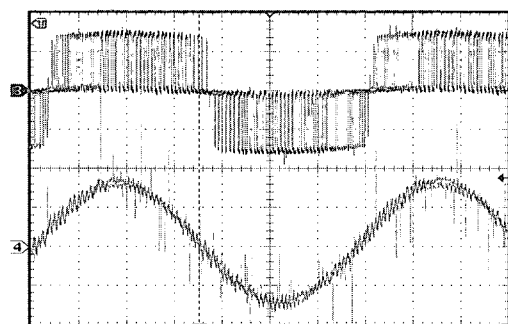
(a) conventional RCD



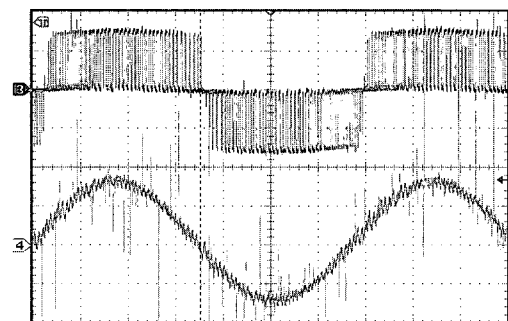
(b) proposed MZRC

그림 12 $M=0.9$ 에서 모터 전압 및 전류 파형
(200v/div., 0.5A/div., 3.8ms/div.)

Fig. 12 In case of $M=0.9$, waveforms of motor voltage and current (200v/div., 0.5A/div., 3.8ms/div.)



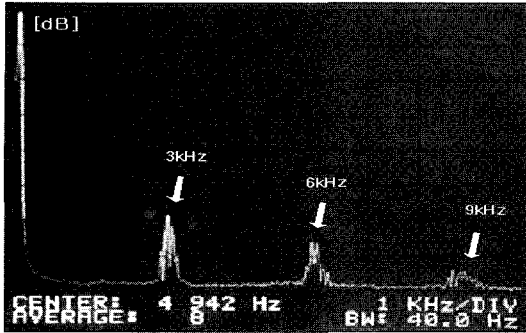
(a) conventional RCD



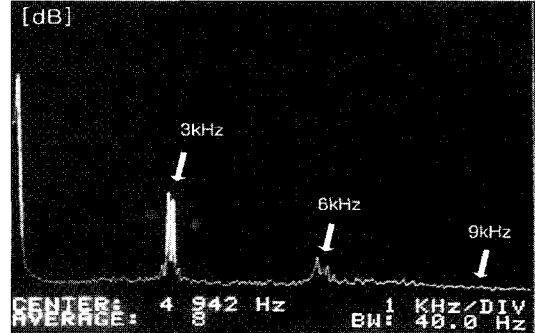
(b) proposed MZRC

그림 13 $Mc=0.8$ 에서 모터 전압 및 전류 파형
(200v/div., 0.5A/div., 3.8ms/div.)

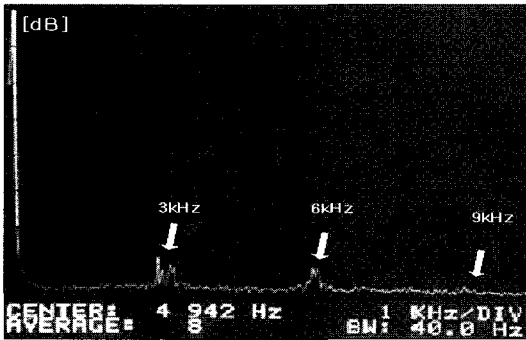
Fig. 13 In case of $Mc=0.8$, waveforms of motor voltage and current (200v/div., 0.5A/div., 3.8ms/div.)



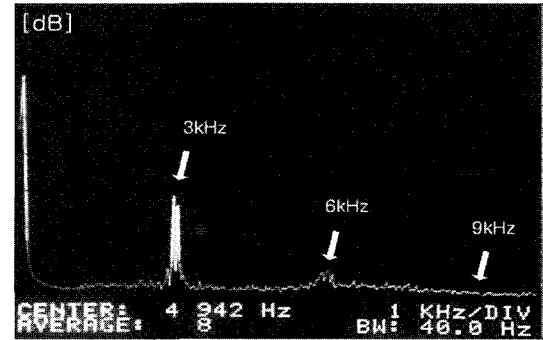
(a) conventional RCD



(a) conventional RCD



(b) proposed MZRC



(b) proposed MZRC

그림 14 M=0.9에서의 모터 전압 스펙트럼 (fsw=3kHz, 1kHz/div.)

Fig. 14 In case of M=0.9, spectra of motor voltage (fsw=3kHz, 1kHz/div.)

그림 15 Mc=0.8에서의 모터 전압 스펙트럼 (fsw=3kHz, 1kHz/div.)

Fig. 15 In case of Mc=0.8, spectra of motor voltage (fsw=3kHz, 1kHz/div.)

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.

그림 12는 모터를 지령속도 $f=40\text{Hz}$, 스위칭 주파수 $f_{sw}=3\text{kHz}$, 변조지수 $M=0.9$ 인 조건 하에서 무 부하 운전 하었을 때, 종전 2상 RCD와 제안된 2상 DZRC의 모터 전압과 전류 파형을 나타내고 있다. 제안된 방법의 전류는 최대치에 존재하는 약간의 맥동을 제외하고는 종전의 방법과 전류 파형이 유사하다.

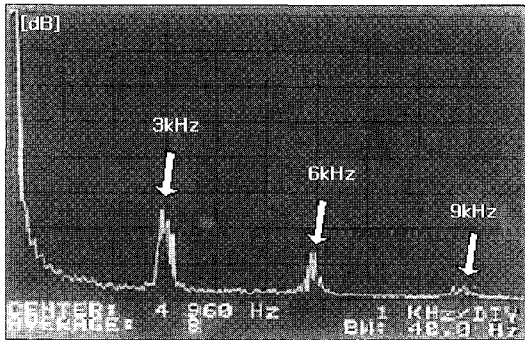
그림 13은 임계 변조지수 $M_c=0.8$ 에서의 종전의 방법과 제안된 방법의 모터 전압과 전류의 파형을 나타내고 있다. $M_c=0.8$ 에서 영 벡터로 $V_0(000)$ 과 $V_0(111)$ 을 적용한 결과는 거의 동일함을 알 수 있다.

그림 14는 그림 12에서 나타난 모터 전압 파형에 대한 고조파 스펙트럼을 분석한 결과이다. 먼저 그림

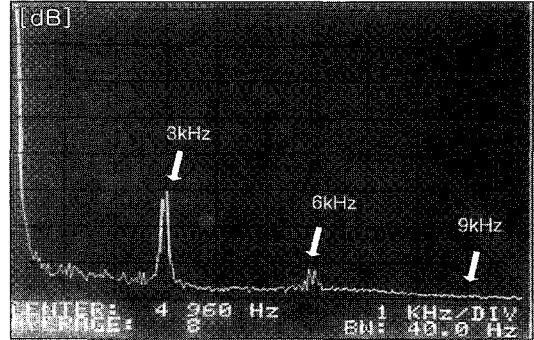
14(a)는 $M=0.9$ 인 경우, 종전의 2상 RCD의 결과이고, 그림 14(b)는 제안된 방법의 결과이다. 종전의 2상 RCD는 $M=0.9$ 에서 거의 스펙트럼의 광대역화를 이루지 못하고 있다. 그러나 제안된 2상 DZRC는 스위칭 주파수 3kHz에서의 고조파 스펙트럼의 감소 뿐만 아니라 스위칭 주파수의 정수배 고조파 성분을 광대역으로 분산시키고 있음을 관찰할 수 있다.

그림 15는 임계 변조지수 $M_c=0.8$ 인 경우이며, 제안된 방법과 종전의 방법은 전압 스펙트럼의 분포가 거의 일치하고 있다는 것을 알 수 있다. 즉 $M_c=0.8$ 인 영역에서는 영 벡터를 $V_0(111)$ 로 선택하거나 $V_0(000)$ 로 선택하여도 그 결과는 거의 일치함을 의미한다.

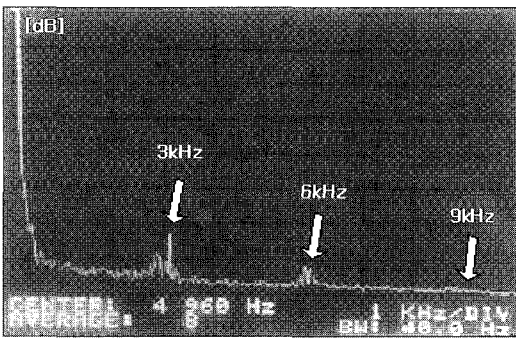
그림 16과 그림 17은 각각 $M=0.9$ 와 $M_c=0.8$ 인 경우, 모터 전류의 고조파 스펙트럼을 나타내고 있다. 그림 16(a)로부터 종전의 방법은 3kHz 스위칭 주파수 및 그 정수배 성분들이 광대역으로 충분히 분산되지 못한



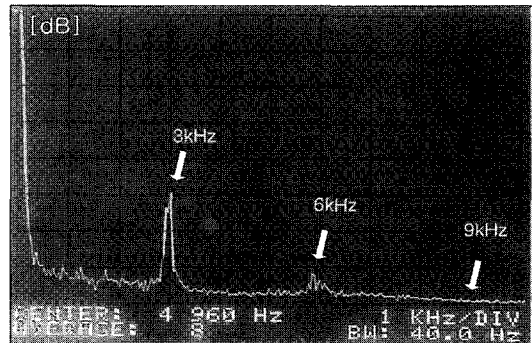
(a) conventional RCD



(a) conventional RCD



(b) proposed MZRC



(b) proposed MZRC

그림 16 $M=0.9$ 에서의 모터 전류 스펙트럼
($f_{sw}=3\text{kHz}, 1\text{kHz/div.}$)

Fig. 16 In case of $M=0.9$, spectra of motor current ($f_{sw}=3\text{kHz}, 1\text{kHz/div.}$)

그림 17 $M_c=0.8$ 에서의 모터 전류 스펙트럼
($f_{sw}=3\text{kHz}, 1\text{kHz/div.}$)

Fig. 17 In case of $M_c=0.8$, spectra of motor current ($f_{sw}=3\text{kHz}, 1\text{kHz/div.}$)

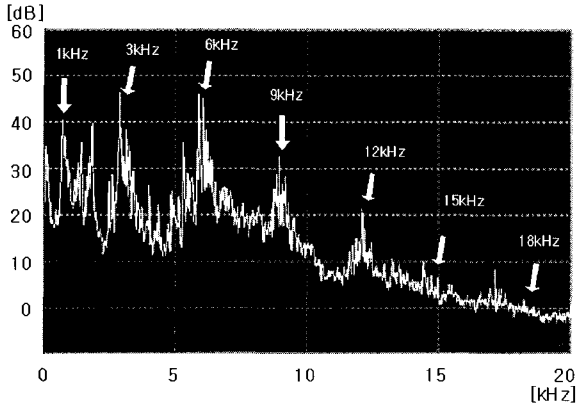
을 알 수 있다. 그러나 제안된 DZRC기법은 그림 16(b)에서와 같이 전류 스펙트럼의 강한 이산적인 성분들을 광대역으로 분산시킬 수 있다. 전압의 경우에서와 마찬가지로 $M_c=0.8$ 인 경우에는 제안된 방법과 종전의 방법의 스펙트럼의 분포가 동일하다는 것을 알 수 있다.

그림 18과 그림 19는 종전의 2상 RCD와 제안된 2상 DZRC를 인버터 구동 유도 모터에 적용한 결과, 유도모터로부터 발생하는 스위칭 소음의 스펙트럼을 측정된 것이다. 소음은 무향실에서 측정되었으며, 소음 측정 장비로는 「OROS OR-25」를 사용하였다. 실험 결과의 분석에 사용된 데이터는 유도 모터로부터 측면 방향으로 1m 떨어진 곳에서 얻은 값을 사용하였다.

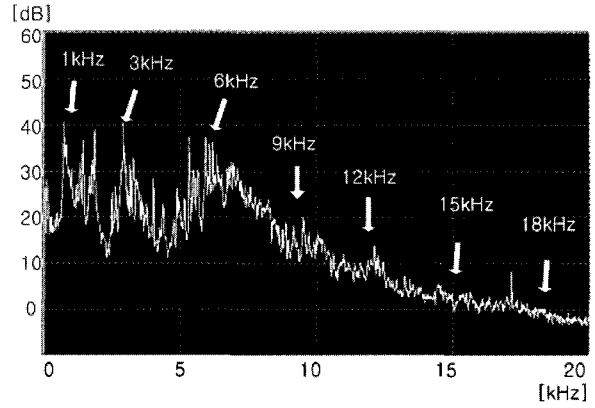
먼저 그림 18(a)는 $M=0.9$ 인 경우, 종전의 2상 RCD의 스위칭 소음 스펙트럼을 보여주는 것으로, 3kHz-12kHz사이에서 스위칭 주파수 3kHz의 정수배의 매우

강한 소음 스펙트럼이 이산적인 분포를 하고 있다. 그림 18(b)는 제안된 방법에 의한 스위칭 소음 스펙트럼의 결과이다. 제안된 방법은 6kHz-12kHz사이에서 종전의 방법보다 현저하게 선형화된 소음 스펙트럼을 보이고 있다. 또한 종전의 방법과 제안된 방법 모두 스위칭 주파수 3kHz의 정수배와 무관한 3kHz이하의 저주파수에서도 소음 스펙트럼이 존재하고 있는데, 이는 모터의 고유 주파수와 랜덤 스위칭 주파수가 중첩되어 기계적인 공진을 유발하여 발생한 현상으로 생각된다.

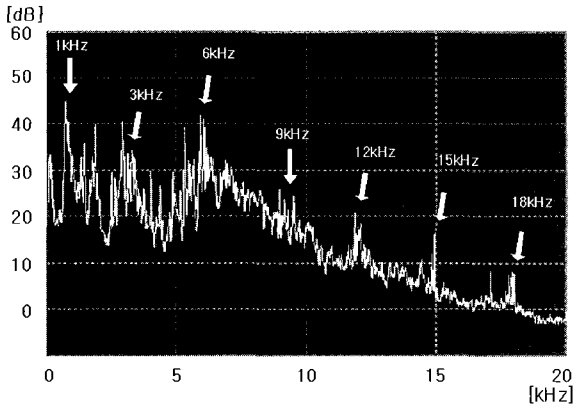
그림 19는 임계 변조지수 $M_c=0.8$ 에서의 모터 소음을 분석한 결과인데, 전압과 전류의 경우에서와 마찬가지로 모터의 스위칭 소음 스펙트럼은 제안된 방법과 종전의 방법의 결과가 거의 일치하고 있다. 18kHz부근에서 약간 존재하는 소음 스펙트럼은 가청 주파수의 한계점에서 발생되고 있기 때문에 인간에게 가청 소음으로서의 영향을 주지 못한다.



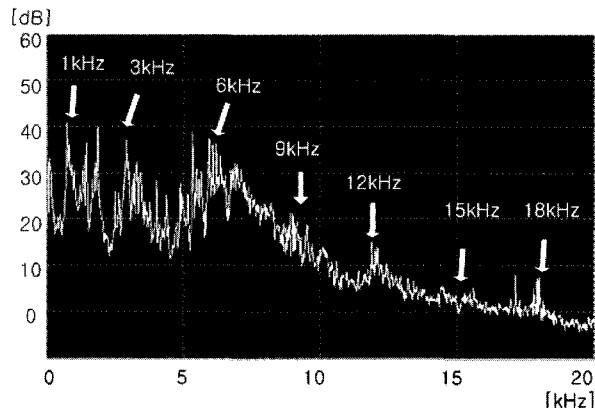
(a) conventional RCD



(a) conventional RCD



(b) proposed MZRCD



(b) proposed MZRCD

그림 18 M=0.9에서의 모터 스위칭 소음 스펙트럼 (fsw=3kHz, 5kHz/div.)

Fig. 18 In case of M=0.9, spectra of motor switching noise (fsw=3kHz, 5kHz/div.)

그림 19 Mc=0.8에서의 모터 스위칭 소음 스펙트럼 (fsw=3kHz, 5kHz/div.)

Fig. 19 In case of Mc=0.8, spectra of motor switching noise (fsw=3kHz, 5kHz/div.)

표 3 고조파 스펙트럼의 불연속 성분의 비교 (M=0.9)
Table 3 Comparison of Discrete Components of Harmonics Spectra (M=0.9)

f _{sw}	f _{req}	f _{sw} ×1	f _{sw} ×2	f _{sw} ×3	f _{sw} ×4
	PWM				
Voltage [mV]	RCD	110	70	30	-
	DZRCD	60	40	14	-
Current [mV]	RCD	27	17	6	-
	DZRCD	17	7	2	-
Switching Noise[dB]	RCD	46	46	33	21
	DZRCD	40	42	25	20

표 3은 모터 전압, 모터 전류 그리고 스위칭 소음의 스펙트럼 중에서 스위칭 주파수의 정수배 주파수의 정량적인 값을 나타내고 있다. 표 3으로 나타낸 소음에 대한 불연속 성분이 dB라는 것을 제외하고는, 전압 과 전류의 단위는 mV이다. 변조지수 M이 0.9인 상태에서 스위칭 주파수 3kHz의 경우, 모터 전압, 전류 그리고 스위칭 소음의 스펙트럼의 광대역화는 종전의 방법에 비해서 제안된 DZRCD방식에서 우수하게 나타나고 있다.

4. 결 론

종전의 2상 RCD 변조기법은 변조지수 M이 0.8을 넘

어서는 경우, 모터 전압/전류 및 스위칭 소음 스펙트럼의 광대역화 효과가 증가되지 못하는 문제점이 있었다. 본 연구에서는 M이 0.8보다 낮은 영역에서는 영 벡터 $V_0(000)$ 을 선택하고 0.8보다 높은 영역에서는 $V_0(111)$ 을 선택하는 듀얼 영 벡터 모드를 채택함으로써 이상의 문제점을 해결하였다. 본 연구의 타당성을 입증하기 위하여 2상 DZRCD 변조기법 기반의 모터 구동 시스템을 제작 실험하였으며, M의 전 영역에서 모터 전압 및 전류 그리고 스위칭 소음 스펙트럼의 광대역화를 이룩할 수 있었다.

본 연구에서는 최대 임계 변조지수와 최소 임계 변조지수의 중간 값인 0.8을 임계 변조지수 M_c 로 선정하였지만, 차후의 연구에서는 고성능의 마이크로 프로세서나 참조표등을 이용하여 지령벡터의 위상변화에 따른 M_c 를 실시간적으로 결정하는 M_c 의 최적화 기법이 연구되어야 할 것으로 기대된다.

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

참 고 문 헌

[1] 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, January, pp.62~68, 2001.

[2] M. M. Bech, J. K. Pedersen and F. Blaabjerg, "Random modulation techniques width fixed switching frequency for three-phase power converters", IEEE Trans. Power Electron., Vol.15, No.4, pp.753~761, 2000.

[3] M.M. Bech, J.K. Pedersen, and F. Blaabjerg, "Field-oriented control of an induction motor using random pulse width modulation", IEEE Trans. Ind. Applicat., Vol.37, No.6, pp.1777~1785, 2001.

[4] M.M. Bech, "Random pulse-width modulation techniques for power electronic converters", Ph.D. dissertation, Aalborg Univ., Denmark, 2000.

[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, May, pp.195~200, 2002.

[6] V. Blasko, M.M. Bech, F. Blaabjerg and K. Pedersen, "A New hybrid random pulse width modulator for industrial drives", in Proc. IEEE APEC'00, pp.932~938, 2000.

[7] 정영국, 나석환, 임영철, 정성기, "유도 전동기의 소음 저감을 위한 DSP기반 PWM인버터의 랜덤 캐리어 주파수 변조기법의 구현", 대한전기학회 논문집 52B-12-4, pp.608~615, 2003.

[8] 위석오, 정영국, 임영철, "유도모터의 스위칭 소음 저감을 위한 2상 및 3상 RCD-PWM기법의 파워 스펙트럼", 전력전자학회 논문집, 9-2-12, pp.3178~186, 2004.

저 자 소 개



오승열(吳承烈)

1975년 5월 16일생. 2002년 호남대 전기공학과 졸업. 2004년 전남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2004년 호남대 시간강사. 현재 한국과학재단 지정 전남대 고품질 전기전자부품 및 시스템 연구센터

(RRC) 연구원.



위석오(魏昔吾)

1968년 12월 20일 생. 1993년 전남대 전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2002년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 현재 한국천문연구원 선임연구원.



정영국(鄭榮國)

1963년 11월 10일생. 1986년 전남대 전기공학과 졸업. 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 2000년 일본 오카야마대학 연구방문. 현재 대불대 컴퓨터정보공학부 조교수.



임영철(任永徹)

1953년 4월 23일생. 1975년 전남대 전기공학과 졸업. 1977년 고려대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1990년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1997년 오스트레일리아 모나시대학 Visiting Scholar. 현재 전남대 전기공학과 교수. 한국과학재단 지정 전남대 고품질 전기전자부품 및 시스템 연구센터(RRC)소장.

대 고품질 전기전자부품 및 시스템 연구센터(RRC)소장.