

2중 영 벡터 모드의 2상 SRP-PWM기반 인버터 구동장치의 스위칭 소음 스펙트럼

김정근^{o*} 오승열^{*} 임영철^{*} 정영국^{**}

*전남대학교 전기공학과 **대불대학교 컴퓨터정보공학부

Switching Noise Spectrum of 2-Phase SRP-PWM Based Inverter Fed Drives with Double Zero Vector Mode

^{o*}J.G. Kim ^{*}S.Y. Oh ^{*}Y.C. Lim and ^{**}Y.G. Jung

^{*}Chonnam National University and ^{**}Daebul University

ABSTRACT

In case while modulation index (M) is more than 0.7, the spectrum of motor voltage and current of a conventional two-phase SRP scheme are not reduced considerably. To solve the problems of a conventional two-phase SRP, this paper proposes a two-phase SRP(DZSRP) with double zero vector mode which zero vector is selected as V(111) in case of $M \geq 0.7$, and zero vector is selected as V(000) if $M < 0.7$. For the validity of the proposed method, a 16 bit micro-controller C167 was used and the experiments were conducted with the 1.5kw induction motor under load condition. And the experimental results show that the switching noise spectrum for all the M are spread to a wide band area.

1. 서 론

최근 PWM 인버터의 낮은 스위칭 주파수를 그대로 유지하면서 스위칭 패턴을 변경하여 스위칭 소음을 완화하는 RPWM(Random PWM)기법이 전력전자 분야에서 연구되고 있다^{1,2)}.

RPWM기법에는 여러 종류가 있으며 특히 랜덤 펄스 위치 PWM기법³⁾은 고정 스위칭 주파수를 갖는 펄스의 위치만을 랜덤하게 변경하기 때문에 다른 방식에 비하여 마이크로 컨트롤러로 구현이 용이하다는 장점이 있다. 랜덤 펄스 위치 PWM기법은 3상 변조 및 2상 변조기법으로 구현 가능하며, 2상 변조기법⁷⁾은 3상 변조기법에 비하여 전류 파형이 다소 저하되는 점을 제외하고는 고조파 스펙트럼이나 소음 저감의 특성이 3상 변조기법보다 우수하다. 또한 2상 변조기법은 3상 변조기법에 비하여 구현이 용이하며 연산 시간을 절약할 수 있다. 특히 SRP(Separately Randomized Pulse Position PWM)⁶⁾기법은 각상의 펄스 위치를 완전히 랜덤하게 배치할 수 있기 때문에, 고조파 및 소음 저감특성이 다른 방식에 비하여 우수하다. 그러나 SRP기법을 2상으

로 구현하는 경우⁷⁾, 변조지수 M이 0.7이상의 영역에서는 고조파 스펙트럼의 광대역화 효과가 크게 개선되지 않는 문제점이 있다.

본 연구에서는 이상의 문제점을 해결하기 위한 2중 영 벡터 모드를 갖는 2상 변조DZSRP(Double-Zero Vectors SRP)기법을 제안하였다. 영 벡터를 V(000)으로 하는 종전의 2상 변조 SRP⁷⁾는 $M < 0.7$ 인 영역에서의 모터 전압 및 전류 스펙트럼의 광대역화 효과는 양호하다. 이 방식은 M이 1에 가까울수록, 스펙트럼의 광대역화 효과는 더 이상 증가되지 않는다. 한편, 영 벡터로 V(111)이 적용된 2상 변조 SRP는, M이 0.7보다 큰 영역에서는 스펙트럼의 랜덤화 효과가 우수하고, M이 0.7보다 낮은 영역에서는 반대의 현상이 나타난다. 따라서 이 두가지 영 벡터를 혼합하여 M이 0.7보다 크면 영 벡터로 V(111)을 선택하고, 작은 경우에는 V(000)을 선택하게 된다면, M의 전 영역에 걸쳐서 랜덤 효과가 탁월한 고조파 스펙트럼을 얻을 수 있다.

제안된 방법의 타당성을 확인하기 위하여 16비트 SAB-C167 마이크로 컨트롤러 기반의 3상 유도모터 구동시스템을 제작하였다. 모터의 부하로는 자체적으로 기계적 소음이 없는 ECB(Eddy Current Brake)를 사용하였다. 모터로부터 발생하는 소음 스펙트럼을 무향실에서 측정한 결과, 제안된 방법에 의해 변조지수 M이 0.7보다 높은 영역에서도 소음 스펙트럼의 광대역화 효과가 우수함을 확인 할 수 있었다.

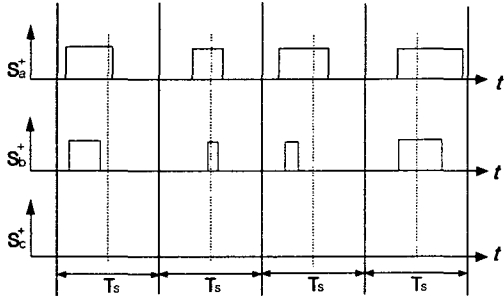
2. 이 론

2.1 2상 변조 SRP

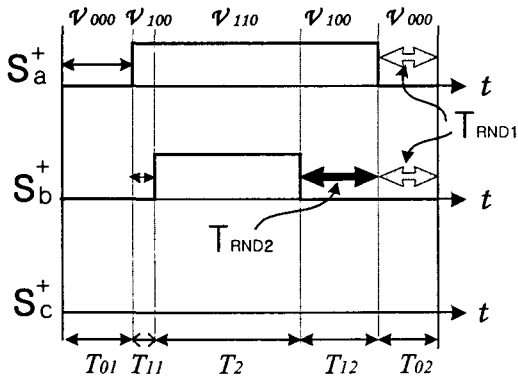
그림 1(a)는 2상 변조 SRP기법의 4주기 동안의 펄스 패턴을 나타내고 있다. 여기서 T_s 는 샘플링 주기이다. 이 방법은 2상 변조 SVM(Space Vector Modulation)을 기반으로 하기 때문에 1 샘플링 주기 동안 2개의 상만이 2번의 펄스 교번(commutation)이 이루어 1 샘플링 주기 동안 두 상에만 펄스가 존재하게 된다. 이

렇게 얻어진 두개의 펄스는 그 위치를 랜덤하게 정할 수 있는데, 각 펄스별로 자유롭게 그 위치를 정할 수 있다.

3상 변조 SRP^[6-7]의 경우에는 랜덤 변위 T_{RAND} 가 세 번이 필요한 반면 제안된 2상 변조 SRP의 경우 두 번의 랜덤 변위만으로 구현이 가능하다. 즉 구현이 더 용이함을 알 수 있다. 본 연구에서 구현된 2상 변조 SRP는 두개의 펄스 위치를 좌우측으로 어느 정도 변위시킬 것인가를 랜덤하게 지정하는 방법으로 랜덤 함수^[6-7]를 사용한다.



(a) pulse pattern



(b) A procedure for pulse generation

그림 1 2상 변조 SRP
Fig.1 Two-Phase SRP

이를 구현하기 위한 과정이 그림 1(b)에 자세히 도시되어 있다. 먼저 a상 펄스를 영 벡터 $V(000)$ 의 범위 내에서의 결정된 랜덤 변위(T_{RAND1})만큼 위치시킨다. 그리고 b상 펄스를 a상 펄스 범위에서 결정된 랜덤 변위(T_{RAND2})만큼 위치하면 지령 전압벡터를 충실히 구현하면서 2상 변조 SRP가 구현된다.

2.2 제안된 2상 변조 DZSRP

본 연구에서는 변조지수 M 의 변화에 따라 펄스 배치의 자유도를 높이기 위해, 선택적으로 영 벡터를 취하는 방법을 제시한다. 그림 2는 M 에 따라 영 벡터를 $V(000)$ 과 $V(111)$ 으로 선택하기 위한 전압 벡터도를 나타내고 있다. M 이 0.7 미만일 때는 그림 2의 점선 내부인 영역 1에 지령 전압벡터가 형성되며, 이때 영 벡터로는 $V(000)$ 을 선택하며, M 이 0.7 이상일 때는 점선

각형과 실선 육각형 사이인 영역 2에 지령 전압벡터가 형성된다. 이때는 영 벡터로 $V(111)$ 이 선택된다.

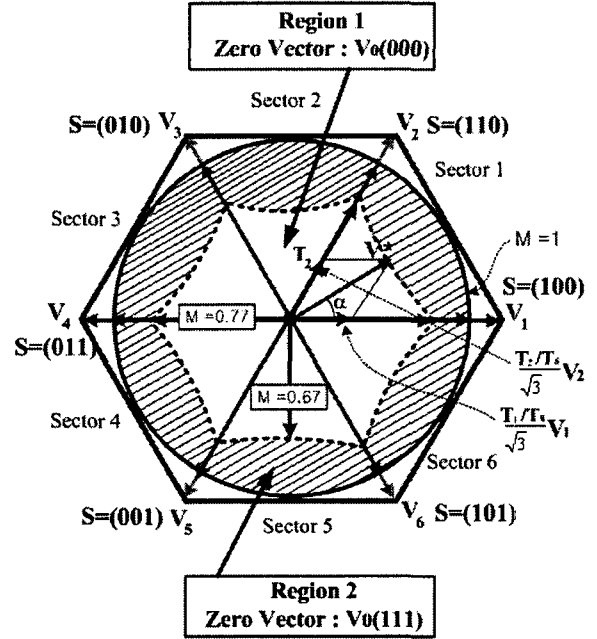


그림 2 2상 변조 DZSRP의 전압 벡터도

Fig.2 Voltage vector diagram for a two-phase DZSRP

그림 3은 M 이 0.7미만인 $M=0.3$ 을 선택한 경우, 지령 전압벡터가 공간 벡터도의 1번 섹터에 위치할 때의 펄스 파형을 나타낸 것이다. 그림 3(a)는 영 벡터로 $V(000)$ 을 사용하였을 때이고, 그림 3(b)는 영 벡터로 $V(111)$ 을 선택하였을 경우이다. 서로 동일한 크기와 위상을 갖는 벡터를 표현하고 있지만, 펄스의 위치를 랜덤하게 배치할 수 있는 공간은 영 벡터로 $V(000)$ 을 선택한 경우가 더 크다는 것을 알 수 있다. 즉, 영 벡터로 $V(000)$ 을 선택하였을 때, 펄스 위치를 자유롭게 이동시킬 수 있는 공간은 ①+②+③+④이며 $2T_0+T_1$ 으로 표현할 수 있다.

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

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

$$T_0 = T - T_1 - T_2$$

(1)

(1)의 관계를 이용하여 이를 정리하면, (2)로 다시 표현 가능하다.

$$2T_0 + T_1 = 2T - T_1 - 2T_2$$

$$= T \{ 2 - M \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) - 2 \cdot M \cdot \sin \alpha \}$$

(2)

한편 영 벡터를 $V(111)$ 을 선택하였을 때, 펄스를 자유롭게 배치할 수 있는 공간 ⑤+⑥+⑦+⑧은 $2T_1+T_2$ 이며, 수식으로 표현하면 (3)과 같다.

$$2T_1 + T_2 = M \cdot T \left\{ 2 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) + \sin \alpha \right\} \quad (3)$$

여기서 펄스 위치 자유도 (2)와 (3)의 차이 $2T_0 + T_1 - (2T_1 + T_2)$ 가 0이 되는 조건은 $V(000)$ 와 $V(111)$ 이 동일한 효과를 내는 조건을 의미한다. 즉 이때의 M 이 바로 임계 변조지수이며, 임계 변조지수는 다음의 식으로 구할 수 있게 된다.

$$\begin{aligned} & 2T_0 + T_1 - (2T_1 + T_2) \\ &= T \left[2 - 3M \left\{ \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) + \sin \alpha \right\} \right] \\ &= T \left\{ 2 - 3M \left(\sin \frac{\pi}{3} \cos \alpha - \sin \alpha \cos \frac{\pi}{3} + \sin \alpha \right) \right\} \\ &= T \left[2 - \frac{3}{2} M (\sqrt{3} \cos \alpha + \sin \alpha) \right] = 0 \quad (4) \end{aligned}$$

$T_1 > T_2$ ($0^\circ < \alpha < 30^\circ$)의 경우

$$\textcircled{1} \alpha = 0^\circ \rightarrow M = 0.77$$

$$\textcircled{2} \alpha = 30^\circ \rightarrow M = 0.66$$

(5)

$T_1 < T_2$ ($30^\circ < \alpha < 60^\circ$)의 경우

$$\textcircled{1} \alpha = 30^\circ \rightarrow M = 0.66$$

$$\textcircled{2} \alpha = 60^\circ \rightarrow M = 0.77$$

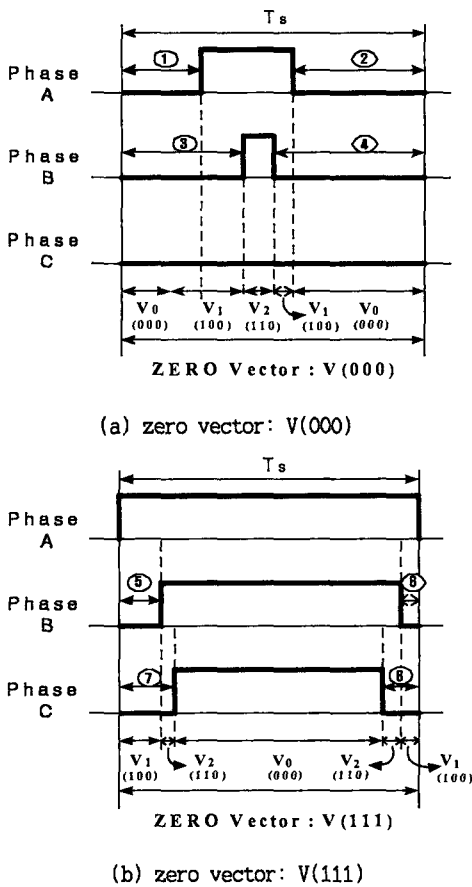


그림 3 $M=0.3$ 인 경우, 펄스모양
Fig.3 Pulse patterns in case of $M=0.3$

지령 전압벡터가 1번 섹터에 있으면, T_1 이 T_2 보다 큰 경우에는 α 는 $0 - 30^\circ$ 범위에 있고, T_2 가 T_1 보다 크게 되면 α 는 $30^\circ - 60^\circ$ 범위에 있다. 영 벡터로 $V(000)$ 과 $V(111)$ 중 어떤 것을 선택하여야 펄스 위치 자유도가 더 높을 것인지를 결정하는 임계 변조지수 M 은 (5)와 같이 지령 전압 벡터의 지령각 α 에 의존적이며, α 에 따라 약 $0.67 \sim 0.77$ 의 범위에서 임계 변조지수가 형성된다.

그림 4는 M 이 0.75일 때, 영 벡터의 종류에 따라 펄스 배치를 도시한 것이다. 영 벡터로 $V(111)$ 을 선택했을 경우, 펄스의 자유배치 공간 ⑤+⑥+⑦+⑧은, $V(000)$ 을 선택했을 때 얻어진 공간 ①+②+③+④보다 더 크게 됨을 알 수 있다. 본 연구에서는 $M=0.7$ 을 기준으로 영 전압 벡터를 선택하는 방법을 제시한다.

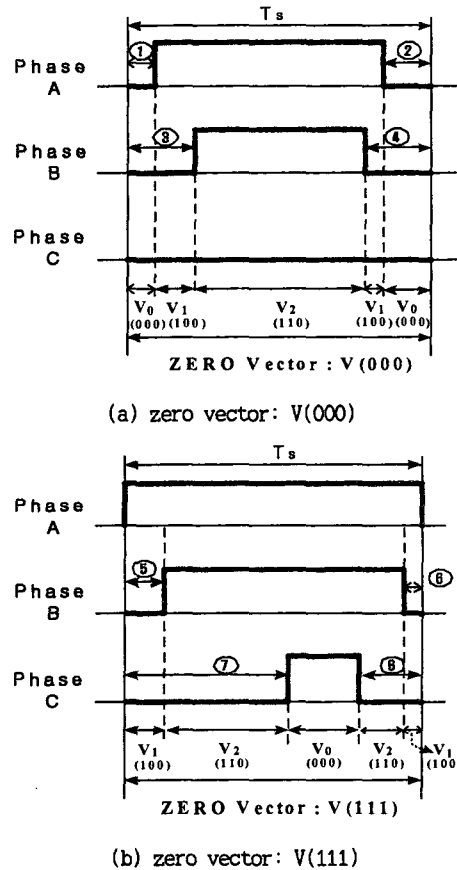


그림 4 $M=0.75$ 인 경우, 펄스모양
Fig.4 Pulse patterns in case of $M=0.75$

3. 실험 결과 및 고찰

그림 5는 본 연구에서 소음 측정을 위한 실험 시스템을 나타내고 있다. 실험 시스템은 SAB-C167 마이크로 콘트롤러 보드, IPM 인버터, 1.5kW 3상 유도모터와 ECB(Eddy Current Brake) 부하장치, 제어 프로그램 그리고 호스트 프로그램 등으로 구성되어져 있다. 공간벡터 변조 및 랜덤수 발생 등의 모든 연산은 C167내의 제어 프로그램에 의하여 수행되고 있다.

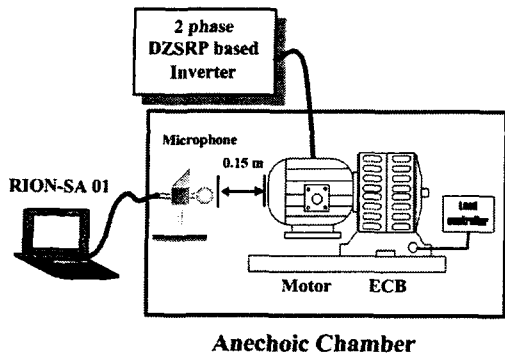


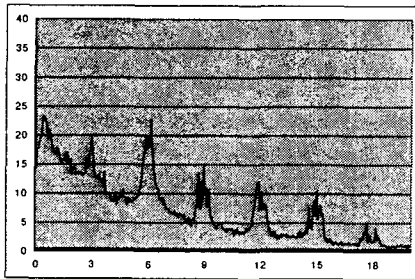
그림 5 스위칭 소음 측정 시스템
Fig.5 Switching noise measuring system

그림 5를 보면 모터와 연결된 ECB장치를 볼 수 있

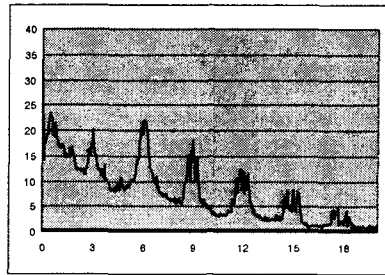
다. ECB 코일에 공급하는 전류를 가변함과 동시에 회전자의 속도를 가변시킴으로써 코일에 생성되는 와전류와 회전자의 회전속도에 비례한 제동력이 생겨 피 시험체에 일정 부하를 작용할 수 있다. 부하 조절은 Load controller에서 출력 전압을 가변하여 조절한다.

소음은 무향실에서 측정되었으며, 소음 측정 장비로는 「RION SA-01」를 사용하였다. 실험 결과의 분석에 사용된 데이터는 유도 모터로부터 측면방향으로 0.15m 떨어진 곳에서 얻은 값을 사용하였다. 3상 유도모터를 지령속도 $f = 60\text{Hz}$, 스위칭 주파수 $f_{sw} = 3\text{kHz}$, 무부하시 변조지수 $M=0.4$ 와 0.9 의 조건과 1A 부하시 $M=0.9$ 에서 중앙 정렬 SVM과 중전의 2상 변조 SRP 그리고 제안된 2상 변조 DZSRP의 소음 스펙트럼을 그림6-8에 나타내었다

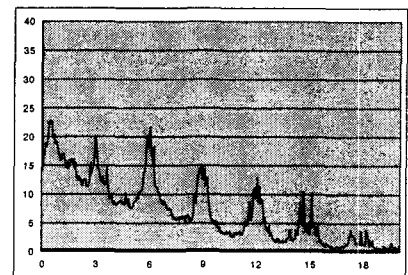
그림 6은 임계 변조지수 $M=0.7$ 를 적용한 경우, 무부



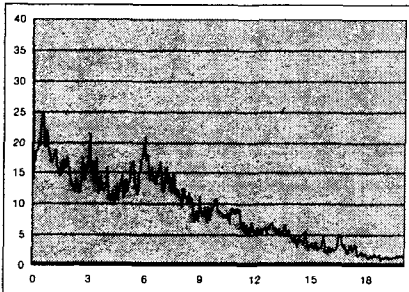
(a) center aligned SVM



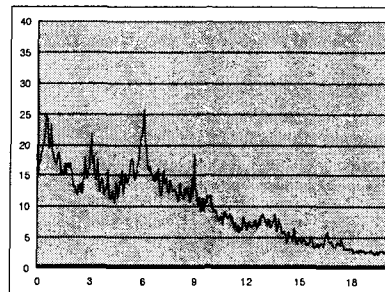
(a) center aligned SVM



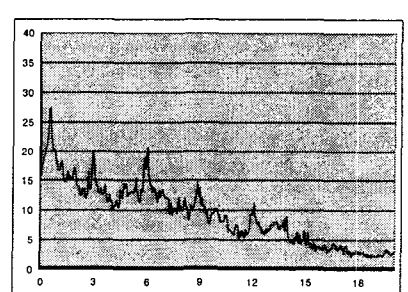
(a) center aligned SVM



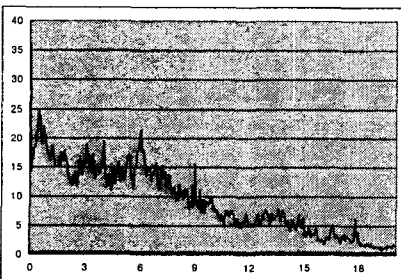
(b) conventional SRP



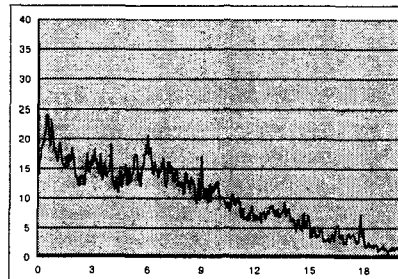
(b) conventional SRP



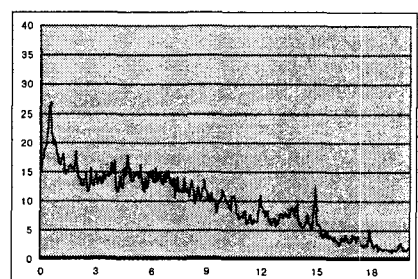
(b) conventional SRP



(c) proposed DZSRP



(c) proposed DZSRP



(c) proposed DZSRP

그림 6 측정된 무부하 소음 스펙트럼 ($f_{sw}=3\text{kHz}, M=0.7$)

Fig.6 Measured noise spectrum in case of no load condition ($f_{sw}=3\text{kHz}, M=0.7$)

그림 7 측정된 무부하 소음 스펙트럼 ($f_{sw}=3\text{kHz}, M=0.9$)

Fig.7 Measured noise spectrum in case of no load condition ($f_{sw}=3\text{kHz}, M=0.9$)

그림 8 측정된 1A 부하 소음 스펙트럼 ($f_{sw}=3\text{kHz}, M=0.9$)

Fig.8 measured noise spectrum in case of 1A load condition ($f_{sw}=3\text{kHz}, M=0.9$)

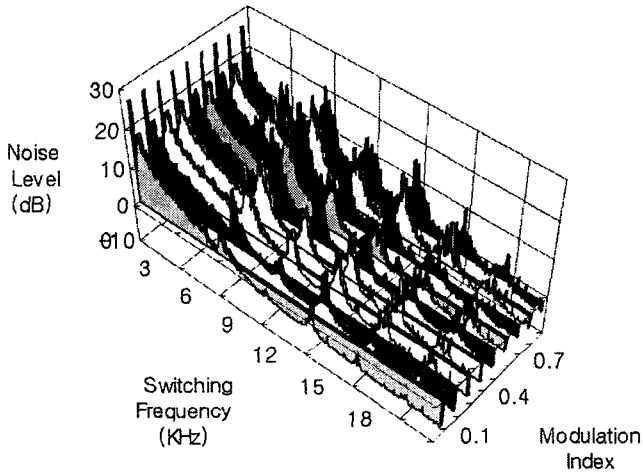
하 상태에서 측정된 스위칭 소음의 스펙트럼 결과이다. 그림 6(a)는 중앙정렬 SVM을 수행한 결과이고, 그림 6(b)는 종전의 2상 SRP의 결과이며, 그림 6(c)는 본 연구에서 제안한 2상 DZSRP를 수행한 경우이다.

그림 6(b)와 그림 6(c)의 경우, 모두 3kHz 스위칭 주파수의 정수배 고조파 성분들의 광대역 분산 효과는 거의 동일하다. 이는 임계 변조지수 $M=0.7$ 에서는 영 벡터로 $V(000)$ 과 $V(111)$ 중 어느 것을 선택하여도 되기 때문이다. 그러나, 그림 6(c)에서 보는 바와 같이 $M=0.7$ 에서 영 벡터로 $V(000)$ 대신에 $V(111)$ 을 선택하게 되면 3kHz 스위칭 주파수 부근의 고조파 성분들의 저감 효과가 크다는 것을 알 수 있다.

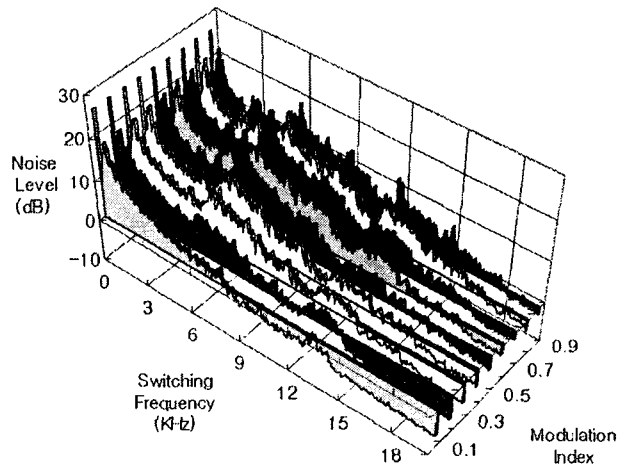
그림 7은 $M=0.9$ 인 경우의 스위칭 소음 스펙트럼을 보여주고 있다. 그림 7(a)는 3kHz 스위칭 주파수의 정수배의 고조파 성분이 뚜렷하게 존재하고 있다. 종전의 2상 SRP기법을 적용한 그림 7(b)의 경우에는 2배의 스

위칭 주파수(6kHz)에 강한 고조파 성분을 비롯하여 저차 고조파가 여전히 존재하는 모습을 보이고 있다. 제안된 방법의 결과를 살펴보면, 종전의 SRP에서 강하게 남아 있던 3-6kHz대의 강한 고조파 성분은 그림 7(c)에서와 같이 거의 평탄하게 됨을 알 수 있다. 즉 종전의 방법에서는 조금 밖에 존재하지 않았던 고조파 스펙트럼의 연속치 성분을 제안된 방법에 의해 많이 존재시킬 수 있음을 의미한다.

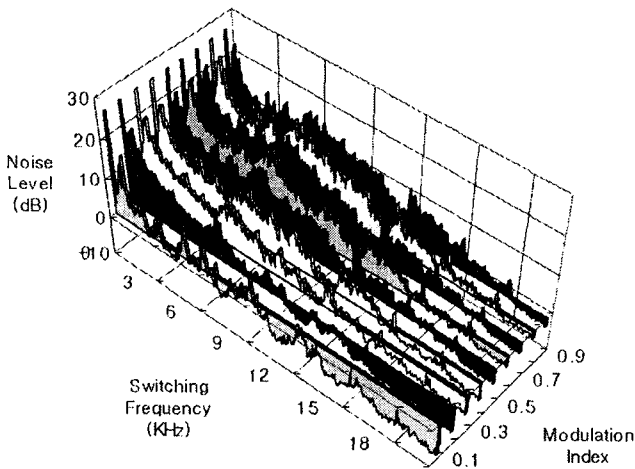
그림 8은 1A 부하 조건에 대한 소음 스펙트럼을 나타낸다. 부하조절은 ECB에 의하기 때문에 모터와의 연결에 따른 추가적인 기계적인 소음이 없으며, 부하조절이 매우 용이하다. 그림 8(a)로 나타낸 SVM의 경우에는 무부하 상태의 스펙트럼과 비슷한 모습을 나타내고 있다. 그림 8(b)는 종전의 SRP의 소음 스펙트럼이며, 그림 7(b)로 나타낸 무부하시와 비교해보면 좀더 평탄한 특성을 보인다. 그러나 여전히 스위칭 주파수의 정



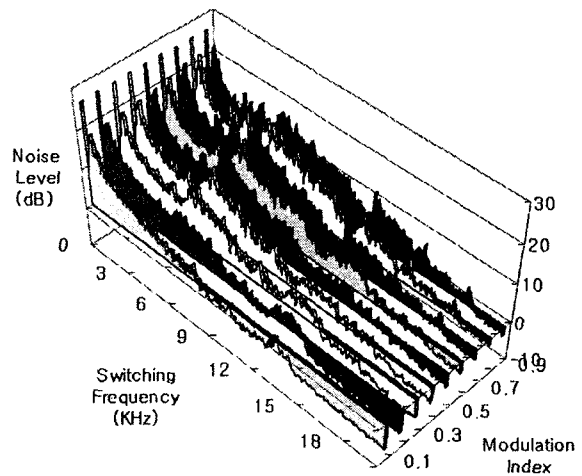
(a) 2phase center aligned SVM



(b) 2phase SRP with V(000)



(c) 2phase SRP with V(111)



(d) proposed 2phase DZSRP

그림 9 측정된 3차원 스위칭 소음 스펙트럼 ($f_{sw}=3kHz$)
Fig.9 Measured switching noise spectrum ($f_{sw}=3kHz$)

수배 스펙트럼은 강하게 나타나고 있다. 그림 8(c)는 제안된 방법의 소음 스펙트럼의 결과이다. 5배 스위칭 주파수인 15kHz성분을 제외하고는 전 구간에서 매우 평탄한 특성을 보이고 있다. 약간 증가된 15kHz성분은 가청 주파수 경계인 20kHz에 근접하고 있기 때문에 전체 소음 스펙트럼에 크게 영향을 미치지 않는다. 따라서 부하가 증가하더라도 제안된 2상 DZSRP기법에 의하여 모터의 소음을 효과적으로 저감시킬 수 있음을 확인할 수 있었다.

그림 9는 스위칭 소음 스펙트럼의 변화를 M의 변화에 따라 측정한 결과이다. 그림 9(a)는 중앙 정렬된 SVM의 경우로서 M의 전 영역에 걸쳐서 스위칭 주파수의 정수배 고조파를 볼 수 있다. 그림 9(b)와 그림 9(c)는 각각 영 벡터로 V(000)과 V(111)을 2상 SRP에 적용한 스위칭 소음 스펙트럼의 결과이다. M=0.7이하에서는 스펙트럼 광대역화에 V(000)이 유리하고, M=0.7이상에서는 V(111)이 유리함을 확연하게 알 수 있다. 그림 9(d)는 그림 9(b)와 그림 9(c)의 장점만을 활용한 제안된 방법의 결과이다. M의 전 영역에서 스위칭 소음 스펙트럼의 광대역화를 이룰 수 있다.

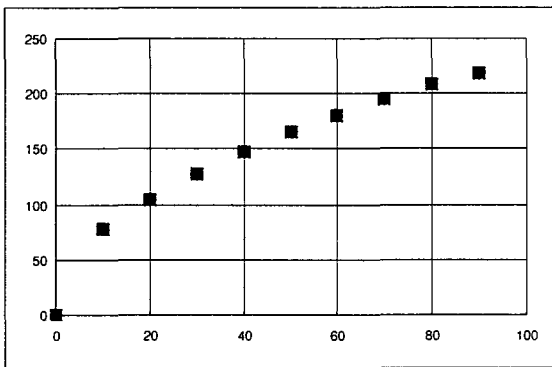


그림 10 측정된 변조지수(M)와 출력 전압(rms)과의 관계
(x-axis: M, y-axis: rms)
Fig.10 Measured result of modulation index(M)
vs. inverter output voltage(rms)
(x-axis: M, y-axis: rms)

그림 10은 제안된 기법의 M의 변화에 따른 인버터 출력전압(rms)을 나타낸 것이다. M과 출력전압은 비교적 선형관계를 잘 유지하고 있음을 알 수 있다.

4. 결 론

본 연구에서는 중전의 2상 변조 SRP기법의 문제점을 해결하기 위해, 2중 영벡터 모드를 갖는 새로운 2상 변조 DZSRP기법을 제안하였다. 제안된 방법은 변조지수 M이 0.7보다 낮은 영역에서는 영 벡터를 V(000)로 선택하고, M이 0.7보다 높은 영역에서는 영 벡터를 V(111)로 선택하는 2중 영벡터 선택법에 기반을 두고

있다. 본 연구의 타당성을 입증하기 위하여 제안된 2상 변조 DZSRP기법을 기반으로 한 유도 모터 구동 시스템을 제작하였다. 그 결과, 스위칭 소음 스펙트럼은 M이 0.7보다 높은 영역에서도 제안된 기법은 스펙트럼의 우수한 광대역화 특성을 갖고 있었다.

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

참 고 문 헌

- [1] A.M. Trzynadlowski, K. Borisov and L. Qin, "A Novel random PWM technique with minimum computational overhead and constant sampling frequency for high-volume, low-cost applications, in Proc. IEEE APEC'04, 2004, pp.473-478.
- [2] K.A. Almarr, J.C. Balda and K. Carr, "Optimized selection of the random PWM switching frequencies in a limited pool", in Proc. IEEE APEC'00, 2000, pp.569-573.
- [3] A. M. Trzynadlowski, F. Blaabjerg, J. K. Pedersen, R. L. Kirlin, S. Legowski, "Random pulse width modulation techniques for converter fed drive systems-A Review", IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 30, no. 5, pp.1166-1174, 1994.
- [4] 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.
- [5] M. M. Bech, J. K. Pedersen and F. Blaabjerg, "Random modulation techniques with fixed switching frequency for three-phase power converters", IEEE Trans. Power Electron., vol.15, no.4, pp.753-761, 2000.
- [6] 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 PWM", IEE Proc. Electr. Power Appl., vol.149, no.3, May, pp.195-202, 2002.
- [7] 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.