

2중 영벡터 모드를 갖는 2상 공간벡터 SRP기반 유도모터 구동시스템의 스위칭 소음과 전도 노이즈

*김정근 *임영철 **정영국

*전남대학교 전기공학과 **대불대학교 컴퓨터정보공학부

Switching Noise and Conducted Noise of Two-Phase Space Vector SRP based Induction Motor Drives with Double Zero Vector Modes

J.G.Kim* Y.C.Lim* Y.G.Jung**

*Chonnam National University **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. Also the switching noise and conducted noise are discussed.

1. 서 론

PWM(Pulse Width Modulation) 가변속 시스템에서 일반적으로 사용하는 고정 스위칭 주파수의 PWM방식은 협대역의 특정 스위칭 주파수의 스위칭 소음을 주변 환경에 발생시키고 있다[1-2]. 이러한 문제점을 해결하기 위해 낮은 스위칭 주파수를 그대로 유지하면서 스위칭 패턴을 변경하여 스위칭 소음을 완화하는 RPWM(Random PWM)기법이 전력전자 분야에서 연구되고 있다. RPWM기법에는 여러 종류가 있으며 특히 랜덤 펄스 위치 PWM기법[3-7]은 고정 스위칭 주파수를 갖는 펄스의 위치만을 랜덤하게 변경하기 때문에 다른 방식에 비하여 마이크로 콘트롤러로 구현이 용이하다는 장점이 있다. 랜덤 펄스 위치 PWM기법은 3상 변조 및 2상 변조기법으로 구현 가능하며, 2상 변조기법[7]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)[6-7]기법은 각상의 펄스 위치를 완전히 랜덤하게 배치할 수 있기 때문에, 고조파 및 소음 저감특성이 다른 방식에 비하여 우수하다. 그러나 SRP기법을 2상으로 구현하는 경우[7], 변조지수 M이 0.7이상의 영역에서는 고조파 스펙트럼의 광대역화 효과가 크게 개선되지 않는 문제점이 있다.

본 연구에서는 이상의 문제점을 해결하기 위한 2중 영벡터 모드를 갖는 2상 변조DZSRP(Double-Zero Vectors SRP)기법을 제안하였다. 영 벡터를 V(000)으로 하는 종전의 2상 변조 SRP[7]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

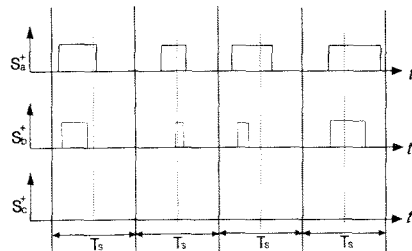
벡터를 혼합하여 M이 0.7보다 크면 영 벡터로 V(111)을 선택하고, 작은 경우에는 V(000)을 선택하게 된다면, M의 전 영역에 걸쳐서 랜덤 효과가 탁월한 고조파 스펙트럼을 얻을 수 있다.

제안된 방법의 타당성을 확인하기 위하여 16비트 SAB-C167 마이크로 콘트롤러 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. 또한 전도 노이즈는 종전의 방법과 제안된 방법이 모두 동일함을 알 수 있었다.

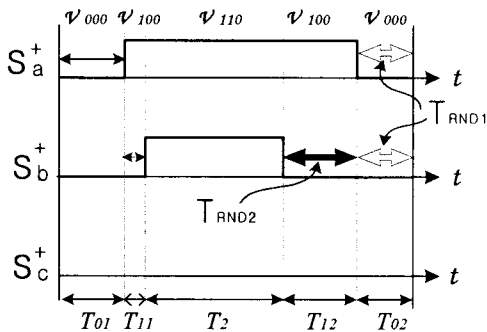
2. 본 론

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. 이렇게 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 좌우 축으로 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

그림 2는 본 연구에서 제안된 방법의 공간 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 0.7이상일 때는 점선 육각형과 실선 육각형 사이인 영역 2에 지령 전압벡터가 형성된다. 이때는 영 벡터로 $V(111)$ 이 선택된다.

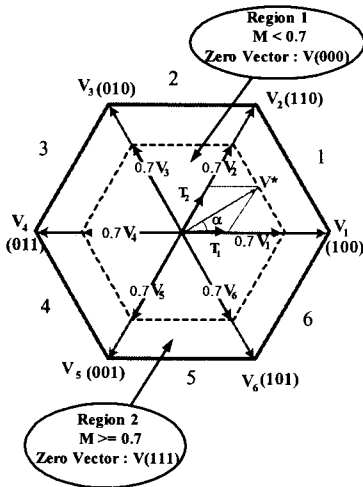
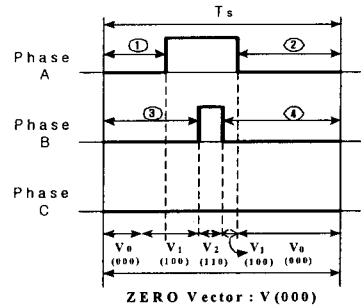


그림 2 2상 변조 DZSRP의 공간 벡터도

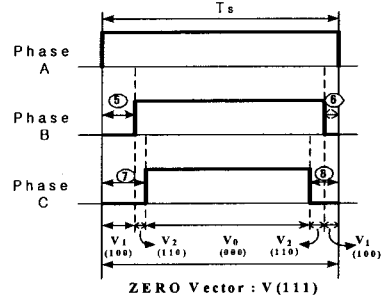
Fig.2 Space Vector diagram for a two-phase DZSRP

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.

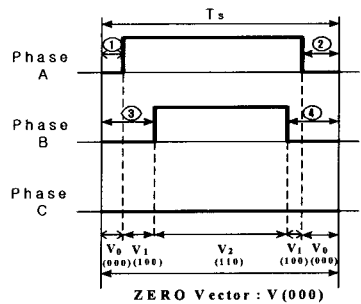


(a) zero vector: $V(000)$

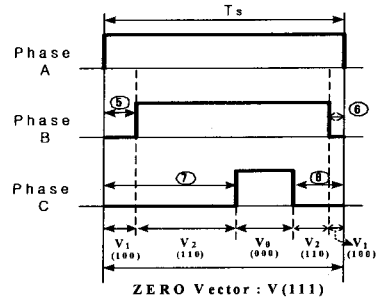


(b) zero vector: $V(111)$

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



(a) zero vector: $V(000)$



(b) zero vector: $V(111)$

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

$$\begin{aligned} T_1 &= M \cdot T \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \\ T_2 &= M \cdot T \cdot \sin \alpha \\ T_0 &= T - T_1 - T_2 \end{aligned} \quad (1)$$

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

$$\begin{aligned} 2T_0 + T_1 &= 2T - T_1 - 2T_2 \\ &= T \{2 - M \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) - 2 \cdot M \cdot \sin \alpha\} \end{aligned} \quad (2)$$

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.

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

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 이 때의 M이 바로 임계 변조지수이며, 임계 변조지수는 다음의 식으로 구할 수 있게 된다.

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

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

- ① $\alpha = 0^\circ \rightarrow M = 0.77$
- ② $\alpha = 30^\circ \rightarrow M = 0.66$

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

- ① $\alpha = 30^\circ \rightarrow M = 0.66$
- ② $\alpha = 60^\circ \rightarrow M = 0.77$

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

그림 4는 M이 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.

3. 실험 결과 및 고찰

3.1. 모터 구동시스템의 소음 스펙트럼

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 구성되어 있다. 공간벡터 변조 및 랜덤수 발생 등의 모든 연산은 C167내의 제어 프

로그램에 의하여 수행되고 있다.

그림 5를 보면 모터와 연결된 ECB장치를 볼 수 있다. 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 측정방향으로 0.15m 떨어진 곳에서 얻은 값을 사용하였다. 3상 유도모터를 지령속도 $f = 40\text{Hz}$, 스위칭 주파수 $f_{sw} = 3\text{kHz}$, 변조지수 $M = 0.9$ 의 조건하에서 중앙 정렬 SVM과 종전의 2상 변조 SRP 그리고 제안된 2상 변조 DZSRP의 소음 스펙트럼을 그림6-7에 나타내었다.

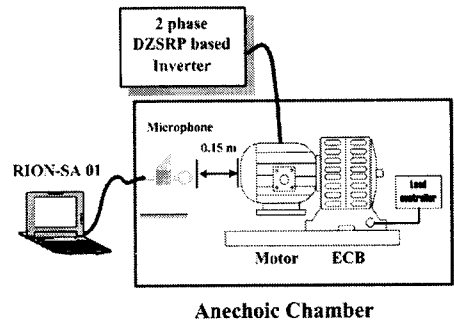
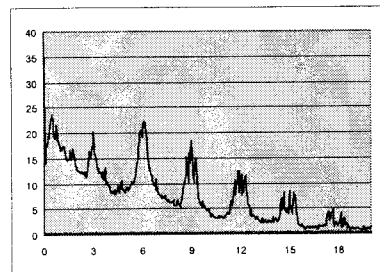
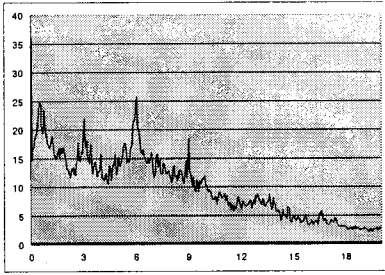


그림 5 소음측정 시스템
Fig.5 Acoustic noise measuring system

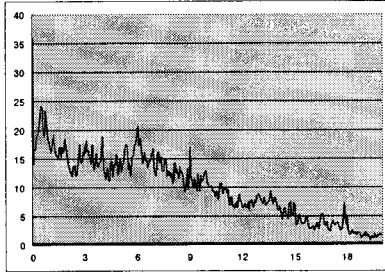
우선 그림 6은 무부하인 조건의 스펙트럼 결과로서, 그림 6(a)는 중앙정렬 SVM을 수행한 결과이고, 그림 6(b)는 종전의 2상 SRP의 결과이며, 그림6(c)는 본 연구에서 제안한 2상 DZSRP를 수행한 경우이다. 그림 6(a)의 경우 3kHz 스위칭 주파수의 정수배의 고조파 성분이 뚜렷하게 존재하고 있음을 알 수 있다. 그림 6(b)의 경우에는 2배의 스위칭 주파수(6kHz)에 강한 고조파 성분을 비롯하여 저차 고조파가 여전히 존재하는 모습을 보이고 있다. 제안된 방법의 결과를 살펴보면, 종전의 SRP에서 강하게 남아 있던 3-6kHz대의 강한 고조파 성분은 그림 6(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.



(a) center aligned SVM

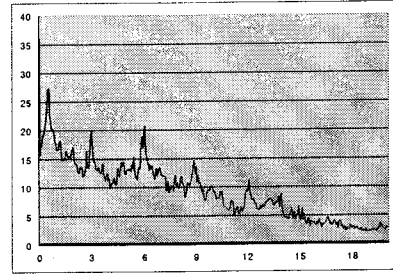


(b) conventional SRP

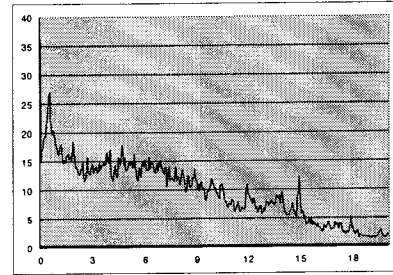


(c) proposed DZSRP

그림 6 측정된 모터의 무부하 소음 스펙트럼
($f_{sw}=3kHz, M=0.9$)
Fig.6 Measured noise spectrum of motor in case of no load condition ($f_{sw}=3kHz, M=0.9$)



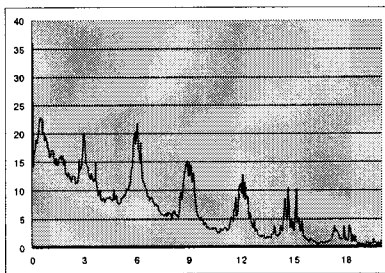
(b) conventional SRP



(c) proposed DZSRP

그림 7 측정된 모터의 1A 부하 소음 스펙트럼
($f_{sw}=3kHz, M=0.9$)
Fig.7 measured noise spectrum of motor in case of 1A load condition ($f_{sw}=3kHz, M=0.9$)

그림 7은 1A 부하 조건에 대한 소음 스펙트럼을 나타낸다. 부하조절은 ECB에 의하기 때문에 모터와의 연결에 따른 추가적인 기계적인 소음이 없으며, 부하조절이 매우 용이하다. 그림 7(a)로 나타낸 SVM의 경우에는 무부하 상태의 스펙트럼과 비슷한 모습을 나타내고 있다. 그림 7(b)는 종전의 SRP의 소음 스펙트럼이며, 그림 6(b)로 나타낸 무부하시와 비교해보면 좀더 평탄한 특성을 보인다. 그러나 여전히 스위칭 주파수의 정수배 스펙트럼은 강하게 나타나고 있다. 그림 7(c)는 제안된 방법의 소음 스펙트럼의 결과이다. 5배 스위칭 주파수인 15kHz 성분을 제외하고는 전 구간에서 매우 평탄한 특성을 보이고 있다. 약간 증가된 15kHz 성분은 가칭 주파수 경계인 20kHz에 근접하고 있기 때문에 전체 소음 스펙트럼에 크게 영향을 미치지 못하는 것이다. 따라서 부하가 증가하더라도 제안된 2상 DZSRP 기법에 의하여 모터의 소음을 효과적으로 저감시킬 수 있음을 확인할 수 있었다.



(a) center aligned SVM

2.2. 모터 구동시스템의 전도 노이즈

그림 8은 모터 구동시스템의 전도 노이즈 측정 시스템을 보이고 있다. 전도 노이즈는 제작된 모터 구동시스템의 전원측에 LISN(Line Impedance Stabilization Network)과 EMI필터를 설치한 후에 측정하였으며, IEC규정에 의해 150kHz에서 30MHz범위를 EMI(Electromagnetic Interference)레벨 측정 주파수로 하였다[8]. EMI 필터는 상용 제품을 사용하고 있으며, LISN은 전원과 피 측정 기기 사이에 위치하여 전도성 EMI측정에 필수적이다. LISN은 전원단자에 안정된 표준 임피던스를 제공하고 과도상태에 임피던스 변동방지 및 전원으로부터의 노이즈 차단 역할을 한다.

그림 9는 그림 6과 동일한 조건인 무부하 상태에서 측정된 전도 노이즈를 나타내고 있다. 각각 전도 노이즈 스펙트럼의 위쪽은 peak값을 나타내며, 아래쪽은 average값을 나타내고 있다. 소음 저감만을 목적으로 모터 구동시스템을 제작했기 때문에 전도 노이즈는 거의 허용레벨 한계치(limit)에 도달하고 있다. 본 연구는 모터 소음 저감이 목적이며 이에 따른 전도 노이즈를 확인하는데 있기 때문에 이점은 크게 문제가 되지 않는다 생각된다. 전도 노이즈 측정장비로는 「ROHDE & SCHWARTZ」 [9]이며 중앙정렬 SVM과 종전의 SRP 그리고 제안된 DZSRP의 전도 노이즈의 결과는 서로 동일함을 알 수 있다. 이는 고정 스위칭 주파수를 갖는 랜덤 펄스위치 PWM에 속하는 제안된 기법이 3kHz 스위칭 주파수로 동작하기 때문에 발생한 현상이라 생각된다.

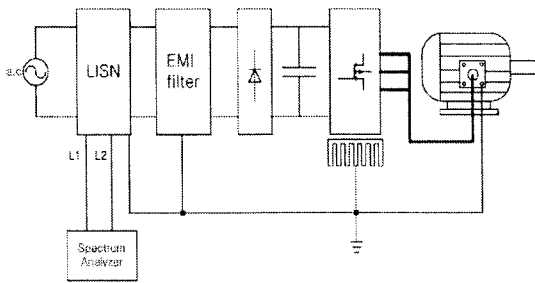
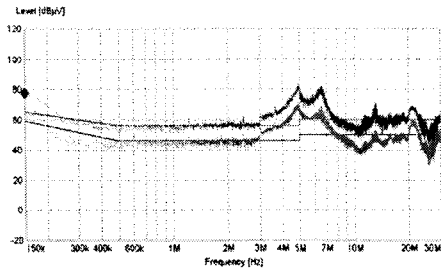
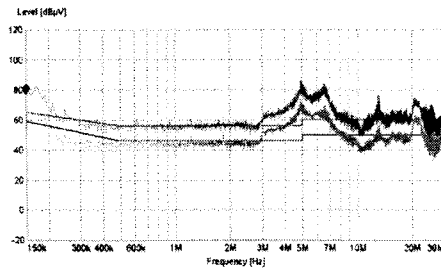


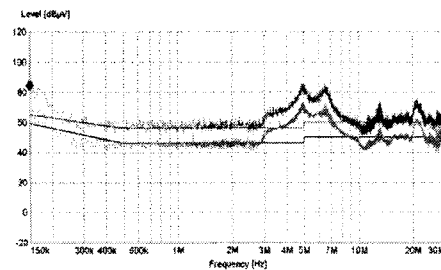
그림 8 전도노이즈 측정 시스템
Fig.8 Conducted noise measuring system



(a) center aligned SVM



(a) conventional SRP



(b) proposed DZSRP

그림 9 모터의 무 부하 전도 노이즈 스펙트럼
(fsw=3kHz, M=0.9)

Fig.9 Measured conducted noise spectrum of motor
in case of no load condition (fsw=3kHz, M=0.9)

4. 결 론

본 연구에서는 종전의 2상 변조 SRP기법의 문제점을 해결하기 위해, 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 이중 영벡터 선택법에 기반을 두고 있다. 본 연구의 타당성을 입증하기

위하여 제안된 2상 변조 DZSRP기법을 기반으로 한 유도 모터 구동 시스템을 제작하였다. 그 결과, 소음 스펙트럼은 M이 0.7보다 높은 영역에서도 제안된 기법은 스펙트럼의 우수한 광대역화 특성을 갖고 있었다. 전도 노이즈의 관점에서는 제안된 방법과 종전의 방법은 동일한 스펙트럼 분포를 함을 알 수 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. Almarri, 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.
- [8] 정세교, 신휘범 "가전기용 교류 전동기 구동시스템의 EMI 특성 및 필터 설계", 전력전자학회 논문지, 9권 제1호, pp.81-87, 2004.
- [9] S. Bolognani, R. Condon and M. Ziglitto, "Experimental analysis of the reduction in PWM inverters using random space vector modulation", in Proc. IEEE ISIE'96, 1996, pp.482-487.