

# 폴전압을 이용한 SVPWM 인버터의 과변조 기법

韓大雄\*, 金相勳

## An Overmodulation Strategy for SVPWM Inverter Using Pole Voltage

Dae-Woong Han and Sang-Hoon Kim

### 요 약

본 논문에서는 공간벡터 PWM(SVPWM) 인버터에서 직류단 전압을 최대로 이용하기 위한 새로운 과변조 기법을 제안한다. 제안된 기법은 영-시퀀스 신호인 오프셋 전압 주입 원리에 근거한 SVPWM의 개념을 사용하였다. 제안된 과변조 기법에서는 폴전압을 간단히 수정함으로써 과변조 영역 전반에 걸쳐 인버터의 출력전압을 선형적으로 제어할 수 있게 하였다. 제안된 기법은 시뮬레이션과 실험을 통하여 그 타당성을 확인하였다.

### ABSTRACT

In this paper, a novel overmodulation strategy for space-vector PWM(SVPWM) inverters to utilize dc link voltage fully is presented. The proposed strategy uses the concept of SVPWM based on the zero sequence signal(offset voltage) injection principle. So, by modifying the pole voltage simply, the linear control of inverter output voltage over the whole overmodulation range can be achieved easily. The proposed strategy is so simple that its practical implementation is easy. The validity of the proposed strategy is confirmed by the experimental results.

**Key Words** : SVPWM(Space Vector Pulse Width Modulation), Overmodulation

### 1. 서 론

직류 전원으로부터 3상 교류 출력 전압을 발생하는 3상 전압형 PWM(Pulse Width Modulation) 인버터는 모터구동, UPS등과 같은 응용에 폭넓게 사용되고 있다. 여러 가지 PWM 방법 중에서 공간벡터 전압 변조방식에 의한 PWM(SVPWM: Space Vector Pulse Width Modulation)은 고정된 스위칭 주파수를 갖고 주어진 직류단 전압을 최대한 이용할 수 있으며, 정상 상태에서의 고조파 왜율이 기존의 다른 PWM방법보다

작은 것으로 알려져 있다<sup>[1]</sup>.

SVPWM 방법에서도 선형적으로 제어가능한 기본과 출력전압은 6-스텝 동작의 90.7%에 불과하여 지금까지 전압 이용률 향상을 위한 여러 가지 과변조 기법들이 제시되어 왔다<sup>[2] [5]</sup>. 이러한 기법들의 대부분은 출력 평균전압이 기준전압과 같도록 전압벡터의 육각형을 따르는 궤적을 선택하는 도식적 방법이고<sup>[2] [4]</sup>, 또 다른 방법은 과변조 영역에서 줄어드는 전압이득을 보상하는 전압이득 선형화 방법이다<sup>[5]</sup>. 이러한 방법들은 복잡한 계산과정을 거쳐야 하므로 구현에 많은 어려움이 따른다. 따라서, 본 논문에서는 SVPWM 인버터에 대한 새로운 과변조 기법을 제안하였다. 제안된 기법은 기존의 SVPWM 방법에서와 같이 영-시퀀스 신호 주입 방식(zero-sequence signal injection method)의 개념을 사용한다<sup>[6]</sup>. 기존의 출력 평균전압이 기준전압과 같도록 전압벡터의 궤적을 선택하는 방

\*강원대 전기공학과 석사과정  
E-mail : daewoong@mirae.kangwon.ac.kr

접수일자 : 2001.12.24

1차심사요청일 : 2001.12.31 2차심사요청일 : 2002. 2.20

심사완료일 : 2002. 3.23

법이 아니라, 제안된 기법에서는 폴전압을 수정함으로써 6-스텝 동작모드까지 출력전압과 기준전압 사이의 선형성을 유지할 수 있도록 하였다. 각 인버터 스위치의 스위칭 시간은 폴전압으로부터 직접 쉽게 계산할 수 있기 때문에 제안된 과변조 기법의 구현은 매우 용이하다.

## 2. SVPWM 방법

### 2.1 SVPWM에 대한 영-시퀀스 신호 주입 방법

그림 1의 3상 인버터 PWM방법은 그림 2에서 보이는 것과 같이 영-시퀀스 신호 주입 방법으로 구현될 수 있다<sup>[6]</sup>.

폴전압 ( $V_{an}, V_{bn}, V_{cn}$ ), 상전압 ( $V_{as}, V_{bs}, V_{cs}$ ) 그리고, 오프셋전압 또는 영-시퀀스 신호  $V_{sn}$ 의 관계식은 다음과 같다.

$$V_{an} = V_{as} + V_{sn} \quad (1)$$

$$V_{bn} = V_{bs} + V_{sn} \quad (2)$$

$$V_{cn} = V_{cs} + V_{sn} \quad (3)$$

3상 PWM 인버터에서 오프셋전압  $V_{sn}$ 은 임의로 선정 가능하며 이는 3상 출력 상전압의 합이 영이므로, 폴전압에 직류성분을 인가하여도 실제 출력 상전압에는 나타나지 않는 것을 의미한다. 즉, 오프셋전압  $V_{sn}$ 은 3상 전압변조의 자유도(degree of freedom)라 할 수 있다. 유효한 폴전압의 범위는 다음 식을 만족해야 한다.

$$-\frac{V_{dc}}{2} \leq V_{an}^*, V_{bn}^*, V_{cn}^* \leq \frac{V_{dc}}{2} \quad (4)$$

a, b, c 상전압 중 최대값을  $V_{max}^*$ , 최소값을  $V_{min}^*$  이라 하면, 선택 가능한 오프셋전압의 범위는 식 (5)과 같이 된다.

$$-\frac{V_{dc}}{2} - V_{min}^* \leq V_{sn} \leq \frac{V_{dc}}{2} - V_{max}^* \quad (5)$$

식 (5)를 만족하는 오프셋전압의 선정에 따라 다양한 전압변조 방식이 구현될 수 있다.

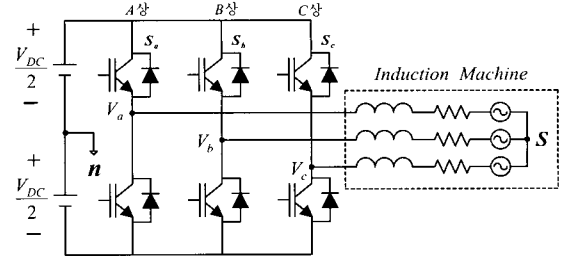


그림 1 PWM 인버터  
Fig. 1 PWM inverter

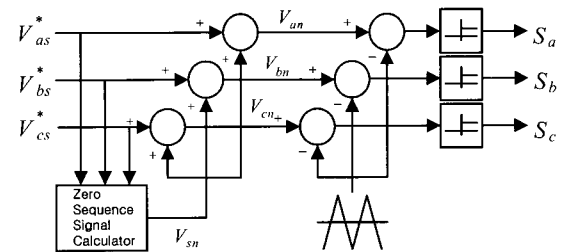


그림 2 영-시퀀스 신호 주입 원리를 이용한 PWM 방법  
Fig. 2 PWM method employing the zero sequence signal injection principle

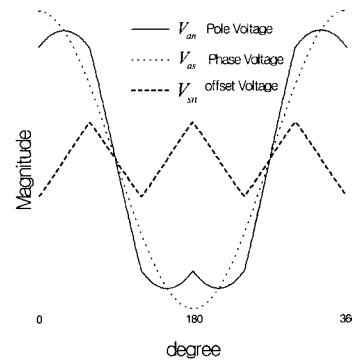


그림 3 SVPWM의 변조 파형  
Fig. 3 Modulation waveform of SVPWM

SVPWM 방법에서의 오프셋전압  $V_{sn}$ 은 다음과 같다<sup>[8]</sup>.

$$V_{sn} = -\left(\frac{V_{max}^* + V_{min}^*}{2}\right) \quad (6)$$

이 경우의 오프셋전압, 상전압 그리고 폴전압은 그림 3에 보이는데, 폴전압은 기준 상전압에 오프셋전압을 더하여 얻어진다. 각 인버터 스위치의 스위칭 시간은 이 폴전압으로부터 직접 구할 수 있다. 선형영역에서 폴

전압의 최대 크기는  $V_{dc}/2$ 를 넘을 수 없으므로 최대 상전압의 값은 6-스텝 모드의 90.7%인  $V_{dc}/\sqrt{3}$ 의 값으로 제한된다.

### 2.2 SVPWM에서의 과변조 기법

과변조 영역에서 기준 폴전압의 크기는  $V_{dc}/2$ 보다 커지지만 출력 폴전압의 크기는 그림 4와 같이  $V_{dc}/2$ 로 제한된다. 이 때의 윗셋 전압  $V_{sn}$ 은 식 (7)과 같이 수정된다<sup>[9]</sup>.

$$V_{sn} = -\frac{V_{dc}}{2} \left( \frac{V_{max}^* + V_{min}^*}{V_{max}^* - V_{min}^*} \right) \quad (7)$$

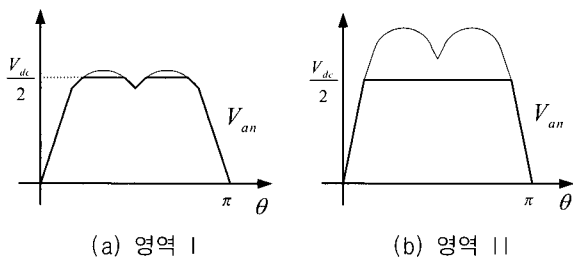


그림 4 과변조 영역에서 SVPWM 폴전압 파형  
Fig. 4 Pole voltage waveform of SVPWM in the overmodulation region

과변조 영역은 폴전압의 크기가  $V_{dc}/2$ 로 제한되는 지점에 따라서 영역 I과 영역 II의 두 부분으로 나눌 수 있다. 영역 I은 폴전압의 피크 값이  $V_{dc}/2$ 와 같을 때, 즉  $M_i = 0.906$ 에서 시작되고 영역 II는 폴전압의 오목한 부분의 크기가  $V_{dc}/2$ 와 같게되어 그 모양이 사다리꼴로 되는 지점, 즉  $M_i = 0.956$ 에서 시작한다. 그러므로 각각의 영역에 대한 폴전압의 예는 그림 4에서와 같이 다른 형태를 보여준다. 여기서 변조지수  $M_i$ 는 다음과 같이 정의한다.

$$M_i = \frac{V_1}{2V_{dc}/\pi} \quad (8)$$

여기서,  $V_{dc}$ 는 직류단 전압이고,  $V_1$ 은 인버터 출력 상전압의 기본과 크기이다.

폴전압이 포화되면 출력 상전압의 기본과 크기는 기준전압 보다 작게 되는데, 이것은 과변조 영역에서 전압에 대한 선형성이 성립되지 않음을 의미한다.

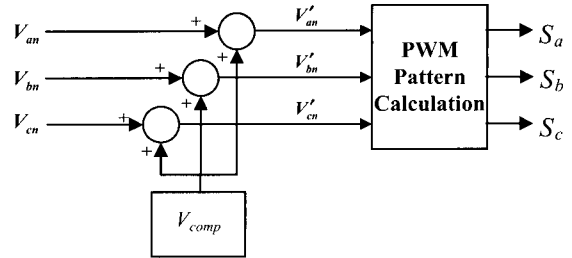


그림 5 제안된 과변조 기법  
Fig. 5 Proposed overmodulation method

따라서 본 논문에서는 출력 상전압의 기본과 크기가 원하는 기준전압과 같도록 하는 간단한 기법을 제안한다.

### 3. 제안된 과변조 기법

본 논문에서는 폴전압을 이용한 SVPWM에 대한 새로운 과변조 기법을 제안한다.

그림 5는 제안된 과변조 기법에 대한 블록도이다. 제안된 과변조 기법에서는 출력전압과 기준전압이 과변조 영역 전반에 걸쳐 선형성이 유지되도록 폴전압에 보상전압  $V_{comp}$ 을 더하여 새로운 폴전압을 아래식과 같이 생성한다.

$$V'_{an} = V_{an} + V_{comp} \quad (9)$$

$$V'_{bn} = V_{bn} + V_{comp} \quad (10)$$

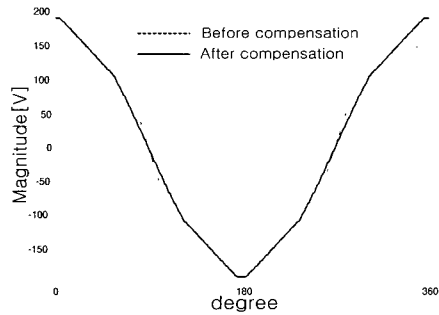
$$V'_{cn} = V_{cn} + V_{comp} \quad (11)$$

수정된 새로운 폴전압  $V'_{an}$ ,  $V'_{bn}$ ,  $V'_{cn}$ 으로 부터 쉽게 인버터 각상의 스위칭 시간을 직접 계산할 수 있다.

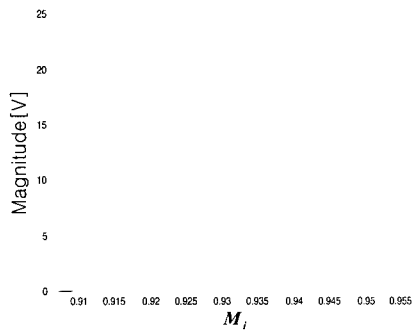
또한 과변조 영역 I과 영역 II에서의 선형성을 유지하기 위한 보상전압은 다르다.

#### 3.1 과변조 영역 I ( $0.906 \leq M_i \leq 0.956$ )

영역 I에서는 변조지수에 맞는 상전압의 기본과를 얻기위해 정현파 형태의 보상전압  $V_{comp}$ 을 폴전압에 인가한다. 한 예로 그림 6(a)는 변조지수  $M_i = 0.951$ 에서 보상전과 후의 폴전압과 상전압을 보인다. 그림 6(b)는 변조지수에 따라 폴전압에 인가해야할 보상전압의 크기를 보인다.



(a) 풀전압과 상전압 ( $M_i=0.951$ )



(b) 변조지수에 대한 정현파 전압의 크기

그림 6 과변조 기법 - 영역 I

Fig. 6 Overmodulation method - Region I

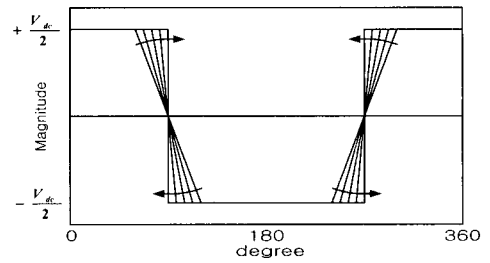
3.2 과변조 영역 II ( $0.956 \leq M_i \leq 1$ )

영역 II에서의 과변조 기법은 풀전압을 보상해주는 방법에 따라 여러 가지 기법이 존재 할 수 있다. 본 논문에서는 현실적으로 가능한 세 가지 기법을 제안하여 비교 연구하였다.

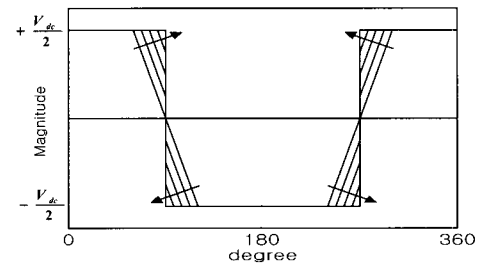
그림 7은 풀전압이 영역 II가 시작하는 사다리꼴 모양에서부터 6-step의 구형파까지 변화하는 것을 나타낸 것이며 각 기법에 따라 확장되는 모양이 다르다는 것을 보여준다.

이 때, 각 기법에 따라 상전압의 형태가 달라지는데, 이에 따라 고조파 특성도 달라진다. 또한 동일 변조지수에서의 스위칭 주파수도 달라진다. 방법 a는 그림 8(a)와 같이 정현파의 보상전압  $V_{comp}$ 을 사용한다. 그림 8(b)는 변조지수에 따른 정현파 보상전압의 크기를 기준전압  $V^*$ 에 대한 비율로 나타낸 것이다. 즉, 이득  $G$ 는 다음과 같이 정의한다.

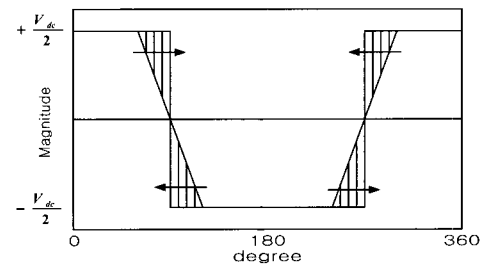
$$G = \frac{V_{comp}}{V^*} \tag{12}$$



(a) 방법 a



(b) 방법 b

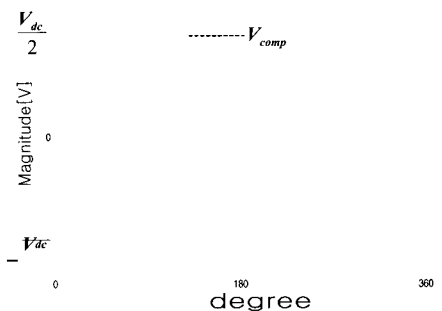


(c) 방법 c

그림 7 풀전압의 보상패턴 - 영역 II

Fig. 7 Compensation pattern of ploe voltage

보상후의 풀전압과 상전압은 그림 8(c)와 같으며, 이것은 기존의 과변조 방법 중 최소거리 과변조 기법 (Minimum - magnitude - error PWM method)<sup>[10]-[11]</sup>에서의 상전압 파형과 동일한 모양임을 알 수 있다.



(a) 보상기법

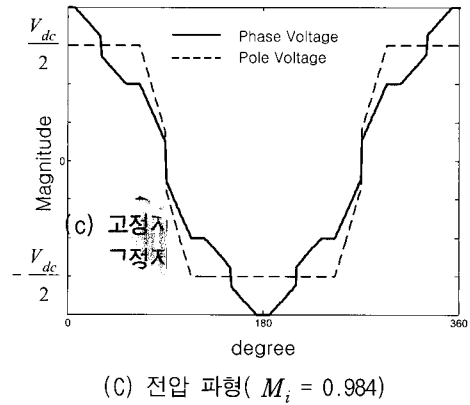
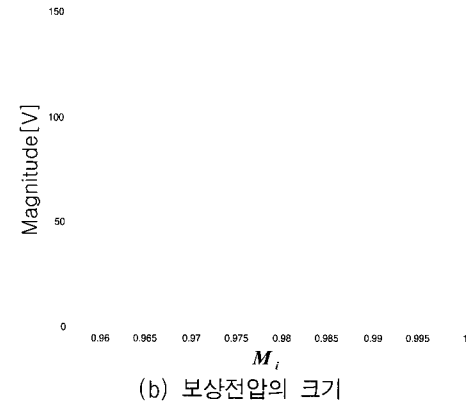
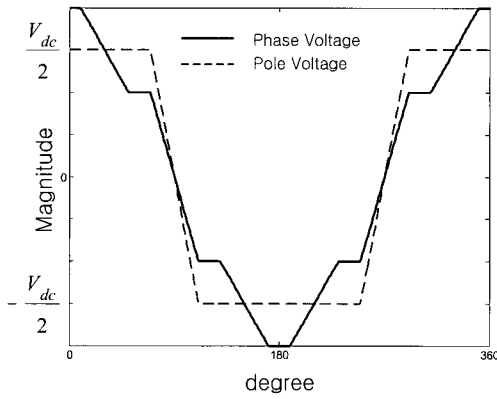
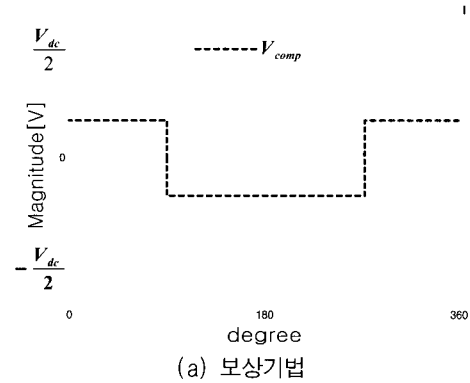
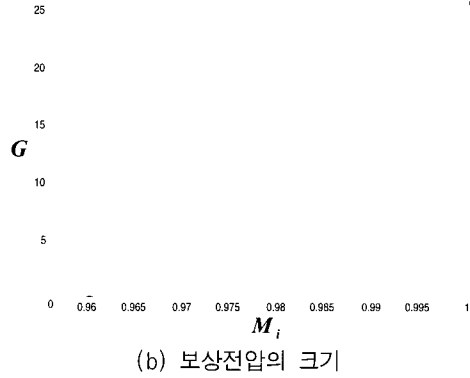


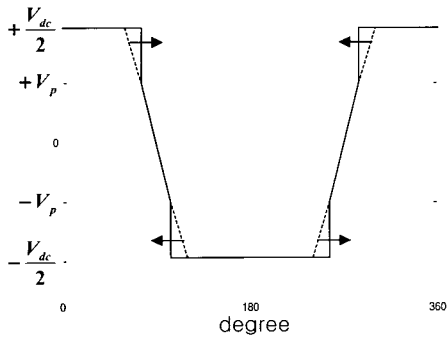
그림 8 방법 a - 과변조 영역 II  
Fig. 8 Method a - Region II

방법 b는 폴전압에 인가하는 보상전압은 그림 9(a)와 같이 구형파로 주어진다. 그림 9(b)는 변조지수에 대한 구형파의 크기를 나타낸다. 보상후의 폴전압과 상전압은 그림 9(c)와 같으며, 이 기법은 기존에 연구되어진 과변조 방법 중 근접 벡터를 우선적으로 선정하는 방법<sup>[12]</sup>과 동일한 모양의 상전압 파형을 보여준다.

방법 c는 보상전의 폴전압의 크기에 좌우대칭으로 직접  $\pm V_{dc}/2$ 를 더하여 폴전압을 보상하는 방법이다. 즉, 그림 10(a)에서와 같이, 폴전압의 크기가  $+V_p$ 보다 큰 구간에서는  $+V_{dc}/2$ 를 인가하고  $-V_p$ 보다 작은 구간에서는  $-V_{dc}/2$ 를 좌우대칭으로 인가하여 폴전압을 보상하는 것이다. 그림 10(b)는 변조지수에 따른 보상할  $V_p$  전압의 크기를 보여준다. 보상후의 폴전압과 상전압은 그림 10(c)에서 보여준다.

그림 9 방법 b - 과변조 영역 II  
Fig. 9 Method b - Region II

그림 8, 9 및 10에서 알 수 있듯이 동일한 기본파를 갖는 전압을 출력하더라도 과변조 패턴에 따라 폴전압과 상전압의 모양이 서로 상이하게되며, 이에 따라 고조파 특성도 달라진다. 또한 스위칭 주파수도 달라지는데, 폴전압이  $\pm V_{dc}/2$ 인 구간은 스위칭이 없는 구간이므로 폴전압의 패턴에 따라 실질적인 스위칭 주파수는 다르게 나타난다.

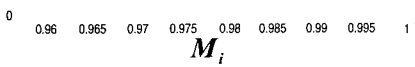


(a) 보상기법

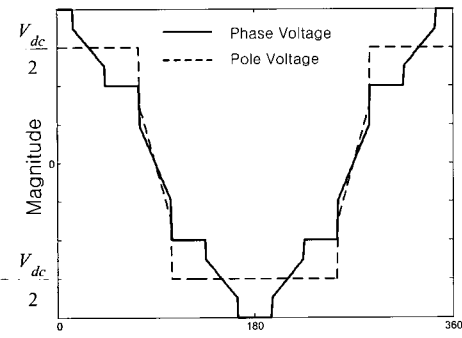
$$\frac{V_{dc}}{2}$$

$$\frac{V_{dc}}{3}$$

$$\frac{V_{dc}}{6}$$



(b) 보상전압의 크기



(c) 전압 파형 ( $M_i = 0.984$ )

그림 10 방법 c - 과변조 영역 II

Fig. 10 Method c - Region II

그림 11은 일반적인 선형영역의 스위칭 주파수를 20[kHz]로 했을 때 과변조 영역 II에서 변조지수에 따른 실질적인 스위칭 주파수를 보인다. 과변조 영역에서는 실질적인 스위칭 주파수가 감소하는데, 영역 II에서는 적용된 과변조 기법에 따라 실질적인 스위칭 주파수가 달라진다. 그림 14로부터, 방법 c가 스위칭 주파수의 감소율이 가장 크다는 것을 알 수 있다.

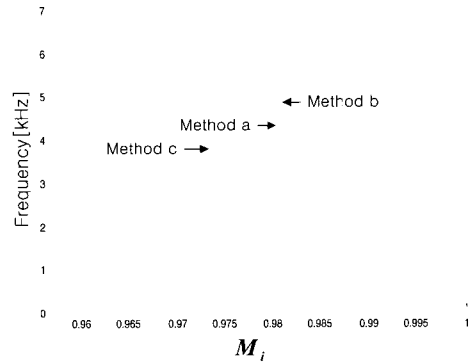


그림 11 변조지수에 따른 실제 스위칭 주파수

Fig. 11 Switching frequency for modulation index

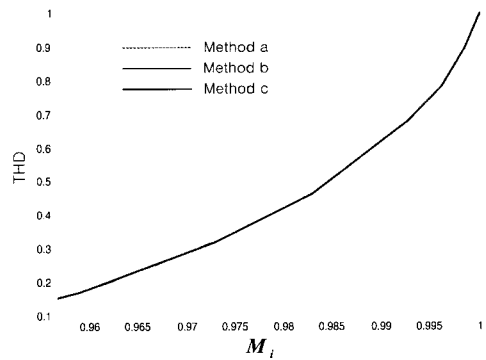


그림 12 영역 II에서의 고조파 왜율

Fig. 12 Total harmonic distortion - Region II

그림 12는 동일한 스위칭 주파수하에서 과변조 영역 II에서의 제안된 기법에 대한 고조파 왜율을 보인다. 이 때, 고조파 왜율은 다음과 같이 정의한다.

$$THD = \frac{\sqrt{\sum (V_{ref} - V_{real})^2}}{V_{six-step, THD}} \quad (13)$$

여기서,  $V_{ref}$  와  $V_{real}$ 은 각각 기준 상전압과 실제 상전압이며,  $V_{six-step, THD}$ 는 6-스텝 모드에서의 고조파이다.

그림 12로부터 방법 a가 고조파 왜율이 가장 낮음을 알 수 있다. 그러나 방법 a에서는 변조지수가 1에 접근함에 따라 보상전압의 크기가 매우 커져 실제 구현 상에 문제점을 보일 수 있다. 이러한 점을 고려한다면, 영역 II에서의 과변조 기법으로는 방법 c의 선택이 바람직하다고 말할 수 있다.

### 4. 실험 결과

제안된 기법의 타당성을 검증하기 위해 그림 13과 같은 IGBT PWM 인버터와 DSP 컨트롤러로 이루어진 시스템으로 실험을 수행하였다. 스위칭 주파수는 5[kHz]이고 직류단 전압은 300[V]이다. 제어기의 주 처리기는 TI사의 TMS320C31 DSP를 사용하였다.

그림 14와 15는 각각 과변조 영역 I과 II에 대한 상전압과 폴전압을 보여준다.

그림 16과 17은 출력 상전압의 FFT 스펙트럼을 나타낸다. 이 스펙트럼으로부터 각각의 기법에 대한 상전압의 기본과 성분의 크기가 기준전압과 일치한다는 사실을 알 수 있다.

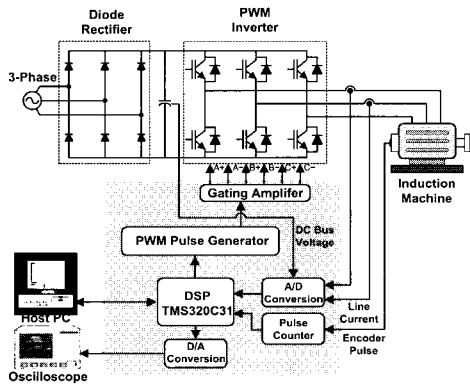


그림 13 실험 구성도  
Fig. 13 Experimental system

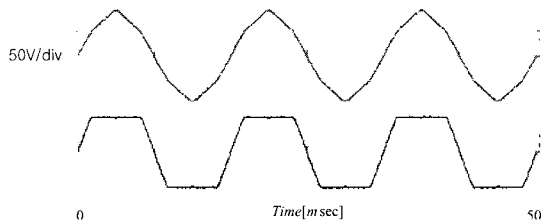
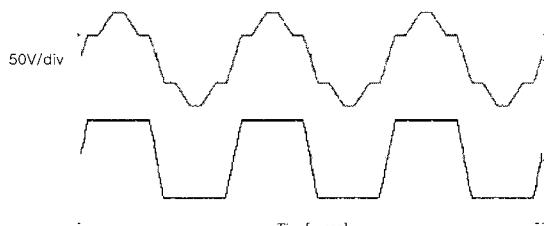
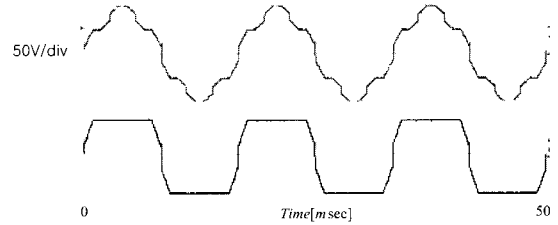


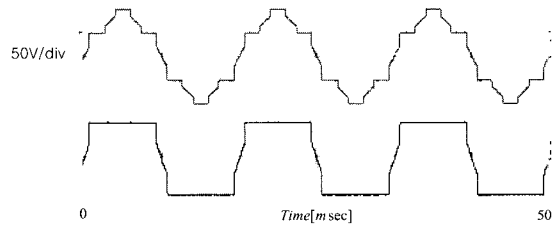
그림 14 상전압과 폴전압(  $M_i = 0.951$  )-영역 I  
Fig. 14 Phase and pole voltage - Region I



(a) 방법 a



(b) 방법 b



(c) 방법 c

그림 15 상전압과 폴전압(  $M_i = 0.984$  )-영역 II  
Fig. 15 Phase and pole voltage - Region II

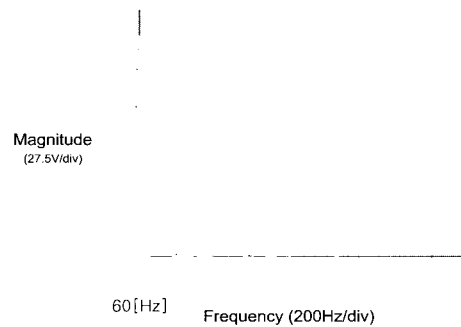
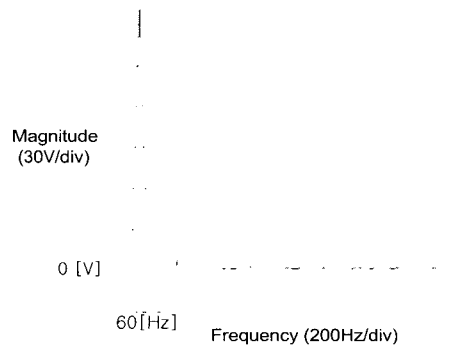
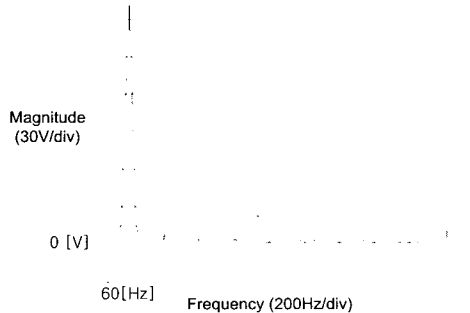


그림 16 출력전압(181.6[V])의 스펙트럼  
(  $M_i = 0.951$  ) - 영역 I

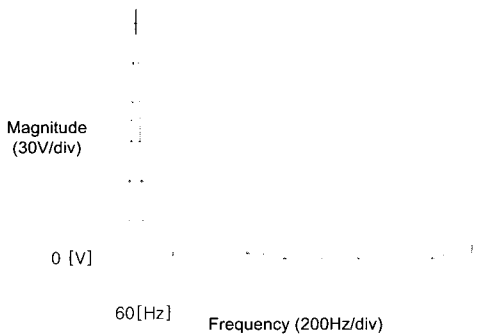
Fig. 16 Spectrum of the output voltage - Region I



(a) 방법 a (188 [V])



(b) 방법 b (188 [V])



(c) 방법 c (188 [V])

그림 17 출력전압의 스펙트럼(  $M_i = 0.984$  ) - 영역 II

Fig. 17 Spectrum of the output voltage - Region II

### 5. 결 론

본 논문에서는 PWM 인버터를 위한 새로운 과변조 기법을 제안하였다. 제안된 기법은 육상전압 주입 방법에 근거한 PWM 개념을 사용하였으며 폴전압을 보상함으로써 쉽게 출력전압과 기준전압 사이의 선형성이 유지되도록 할 수 있다. 영역 II에서는 3가지 기법을 제시하였고 이전 방법과의 유사성도 설명하였다. 인버터 각상의 스위칭 시간은 폴전압으로부터 직접 쉽게 계산할 수 있기 때문에 제안된 과변조 기법의 구현은 매우 용이하다. 제안된 기법의 타당성은 실험을 통하여 확인하였다.

### 참 고 문 헌

[1] H. W. Van Der Broeck et. al. "Analysis and Realization of a Pulsewidth Modulator Based on Voltage Space Vectors", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 24, No. 1, pp. 142~150 Jan./Feb. 1988.

[2] J. Holz, W. Lotzkat, and A. M. Khambadkone, "On Continuous Control of PWM Inverters in the Overmodulation Range Including the Six-step Mode", IEEE Trans. Power. Elect., Vol. 8, No. 4, pp. 546~553, 1993.

[3] S. Bolognani, and M. Zigliotti, "Novel Digital Continuous Control of SVM Inverters in the Overmodulation Range", in IEEE-APEC Conf. Rec., pp. 219~223, 1996.

[4] A. R. Bakhshai, G. Joos, P. K. Jain and H. Jin, "Incorporating the Overmodulation Range in Space Vector Generators Using a Classification Algorithm", IEEE Trans. on Power. Elec., Vol. 15, No. 1, pp. 3~91, Jan. 2000.

[5] A. M. Hava, R. J. Kerkman and T. A. Lipo, "Carrier-Based PWM-VSI Overmodulation Strategies: Analysis, Comparison, and Design", IEEE Trans. on Power Elec. Vol. 13, No. 4, pp. 674~689, July 1998.

[6] V. Blasko, "A hybrid PWM strategy combining modified space vector and triangular comparison method" IEEE PESC Conf. Rec., pp. 1872~1878 1996.

[7] 이지명 외 "공간벡터 PWM에서 과변조시 출력전압의 선형화 및 고조파 분석." 전력전자학회 논문지, 3권 2호, pp. 118~124, 1998.

[8] Dae-Woong Chung and Seung-Ki Sul, "Minimum-Loss Strategy for Three-Phase PWM Rectifier," IEEE Trans. on Ind. Elec., Vol. 46, No. 3, June. pp. 517~526, 1999.

[9] T. G. Habetler, F. Profumo M. Pastrolli and L. M. Tolbert, "Direct Torque Control of Induction Machines Using Space Vector Modulation," IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 28, No. 1, pp. 1045~1053 Sep./Oct. 1991.

[10] H. Mochikawa, T. Hirose and T. Umemoto, "Overmodulation Control Method of Voltage Source Three Phase PWM inverter", JIEE Ind. Soc. Ann. Conf. Rec., pp. 466~471, 1991.

[11] D. R. Seidl, D. A. kaiser, and R. D. Lorenz, "One-Step Optimal Space Vector PWM current regulation using a neural network", IEEE-IAS Conf. Rec., pp. 867~874, 1994.

[12] L. Rossetto, P. Tenti, and A. Zuccato, "Integrated Optimum Control of Quasi-Direct Converters", IEEE Trans. on Power. Elect., Vol. 12, No. 6, Nov., pp. 993~999, 1997.

[13] 김영렬, "과변조 영역에서의 3고조파 주입형 PWM 인버터 제어", 전력전자학회 논문지, 제7권 제1호, pp. 101~110, 2002.



저 자 소 개



**한대웅(韓大雄)**

1972년 5월 1일생. 1997년 강원대 전기공학과 졸업. 현재 동 대학원 전기공학과 석사과정.



**김상훈(金相勳)**

1964년 9월 11일생. 1987년 서울대 전기공학과 졸업. 1989년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1994년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1994년~1996년 대우중공업 철도차량연구소 선임연구원. 1997년~현재 강원대학교 전기전자정보통신공학부 조교수.