

## PWM 인버터에서 선형영역 확장을 위한 새로운 과변조 기법

### A New Overmodulation Method to Extend Linearity Region of a PWM Inverter

김 상 훈\*      한 대 응\*\*  
Kim, Sang-Hoon    Han, Dae-Woong

#### Abstract

In this paper, a novel overmodulation strategy for PWM inverters to extend linearity region is presented. The proposed strategy uses the concept of space-vector PWM(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.

키워드 : 공간벡터전압변조방식, 과변조 기법

Keywords : SVPWM(Space Vector Pulse Width Modulation), Overmodulation

#### 1. 서론

직류 입력 전원에서부터 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[1]. 그러나, 이 방법

에서의 90.7%에 불과하여 지금까지 전압 이용률 향상을 위한 여러 가지 기법들이 제시되어 왔다 [2]-[5].

이러한 기법들 중에 한 가지는 출력 평균전압이 기준전압과 같도록 육각형의 변을 따르는 궤적을 선택하는 도식적 방법이고[2]-[4], 또 다른 방법은 줄어든 전압이득을 보상하는 전압이득 선형화 방법이다[5]. 그런데, 위에서 설명한 일련의 방법들은 복잡한 계산과정을 거쳐야 하므로 구현에 많은 어려움이 따른다. 따라서, 본 논문에서는 SVPWM 인버터에 대한 새로운 과변조 기법을 제안한다. 제안된 기법은 기존의 SVPWM 방법에서와 같이 영-시퀀스 신호 주입 원리(zero-sequence signal injection method)의 개념을 사용한다[6]. 즉, 폴전압을 간단히 수정함으로써 6-스텝 동작모드까지 출력전압과 기준전압 사이의 선형성을 유지하는 것이다. 그러므로 각 인버터 스위치의 스위칭 시간을 폴전압으로부터 직접 계산할 수 있어 그 구현

\* 강원대학교 전기전자정보통신공학부 조교수, 공학박사  
\*\* 강원대학교 전기전자정보통신공학부 석사과정

이 용이하다.

## 2. SVPWM 방법

### 2.1 SVPWM에 대한 영-시퀀스 신호 주입 방법

그림 1의 3상 인버터 PWM방법은 그림 2에서 보여주는 것과 같은 영-시퀀스 신호 주입 방법으로 구현될 수 있다[6].

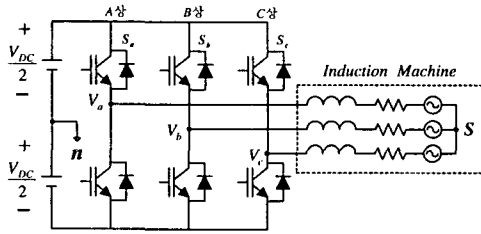


그림 1. PWM 인버터

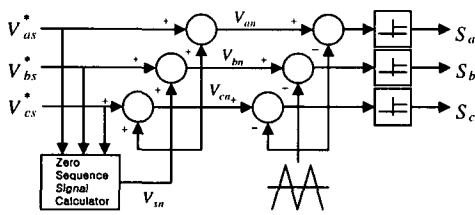


그림 2. 영-시퀀스 신호 주입 원리에 근거한 PWM 방법

그림 1에 나타나 있는 폴전압 ( $V_{an}, V_{bn}, V_{cn}$ ), 상전압 ( $V_{as}, V_{bs}, V_{cs}$ ) 그리고, 오프셋전압  $V_{sn}$  (또는 영-시퀀스 신호)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 선정가능하며 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 하므로

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

즉,

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

여기서,

$$V_{max}^* = \max(V_{as}^*, V_{bs}^*, V_{cs}^*) \quad (6)$$

$$V_{min}^* = \min(V_{as}^*, V_{bs}^*, V_{cs}^*) \quad (7)$$

그러므로 오프셋전압  $V_{sn}$ 의 선정에 따라 다양한 전압변조 방식이 구현될 수 있다. 그리고 SVPWM 방법에서의 오프셋전압  $V_{sn}$ 은 다음과 같이 선택한다.

$$V_{sn} = -\left(\frac{V_{max}^* + V_{min}^*}{2}\right) \quad (8)$$

이때 오프셋전압, 상전압 그리고 폴전압은 그림3에서 보여지는 것과 같고 폴전압은 기준 상전압에 오프셋전압을 더하여 얻어진다. 결국 각 인버터 스위치의 스위칭 시간은 이 폴전압으로부터 직접 구할 수 있다.

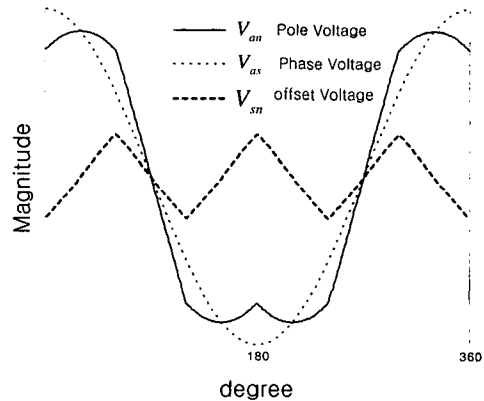


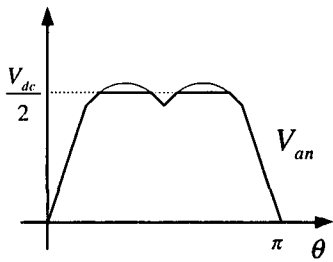
그림 3. SVPWM의 변조파형

또한 선형영역에서 폴전압의 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.

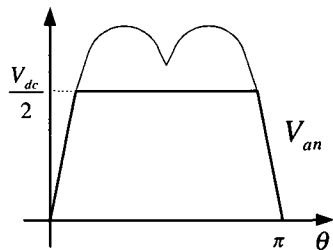
### 2.2 SVPWM에서의 과변조 기법

과변조 영역에서 기준 풀전압의 크기는  $V_{dc}/2$ 보다 커지지만 출력 풀전압의 크기는 그림4와 같이  $V_{dc}/2$ 로 제한된다. 이 때의 옵셋전압  $V_{sn}$ 은 식 (9)와 같이 수정되는데 이것은 가장 널리 사용되는 동적 과변조 기법중의 하나로 동일 위상 과변조 기법이라 한다[7].

$$V_{sn} = -\frac{V_{dc}}{2} \left( \frac{V_{max}^* + V_{min}^*}{V_{max}^* - V_{min}^*} \right) \quad (9)$$



(a) 영역 I



(b) 영역 II

그림 4. 과변조 영역에서의 SVPWM 전압 파형

풀전압이 포화되었을 때 출력 상전압의 기본파의 크기는 기준전압보다 작게 되는데, 이것은 과변조 영역에서 전압에 대한 선형성이 성립되지 않음을 의미한다. 따라서 본 논문에서는 출력 상전압의 기본파의 크기가 기준전압과 같도록 하는 간단한 기법을 제안한다.

과변조 영역은 영역 I과 영역 II의 두 부분으로 나눌 수 있다. 이 때 각 포화영역에 대한 풀전압은 그림 4에서와 같이 다른 형태를 보여준다. 영역I과 영역II는 각각 변조지수  $M_i = 0.907$ 과  $0.956$ 에서 시작한다. 여기서 변조지수  $M_i$ 는 다음과 같이 정의한다.

$$M_i = \frac{V_1}{2V_{dc}/\pi} \quad (10)$$

이 때,  $V_{dc}$ 는 직류단 전압이므로  $2V_{dc}/\pi$ 는 6-스텝 전압변조 일 때의 출력상전압의 기본파 성분의 크기를 말하며  $V_1$ 은 인버터 출력 상전압(line to neutral voltage)의 기본파 크기를 의미한다.

### 3. 제안된 과변조 기법

본 논문에서는 앞에서 언급한바와 같이 옵셋전압 주입 방법을 이용하여 SVPWM에 대한 새로운 과변조 기법을 제안한다.

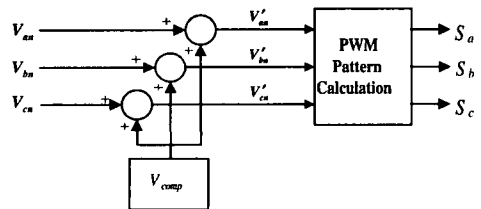


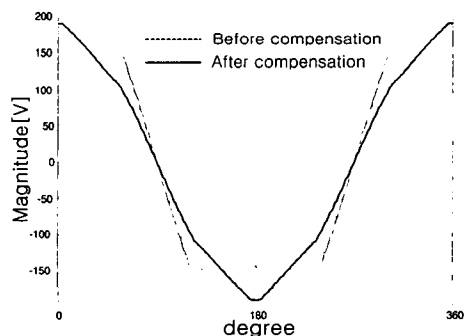
그림 5. 제안된 과변조 기법

그림 5는 제안된 과변조 기법에 대한 구현방법을 설명한 것이다. 즉, 보상전압  $V_{comp}$ 에 의한 새로운 풀전압  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$ ,  $V_{cn}$ 을 이용하여 제안된 PWM 패턴에 따라 인버터의 스위칭 시간을 직접 계산할 수 있다.

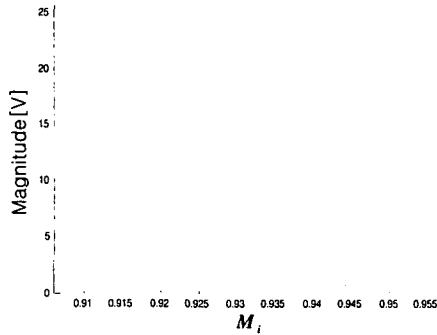
이와 같이 제안된 과변조 기법은 풀전압을 수정함으로써 출력전압과 기준전압이 과변조 영역 전반에 걸쳐 선형성이 유지되도록 한다.

#### 3.1 과변조 영역 I

$$(0.906 \leq M_i \leq 0.956)$$



(a) 풀전압과 상전압 ( $M_i=0.951$ )



(b) 변조지수에 대한 정현파 전압의 크기

그림 6. 과변조 기법 - 영역 I

영역 I에서 과변조 기법은  $V_{comp}$  전압이 정현파로 이루어진다. 즉, 풀전압에 정현파를 인가하여 변조지수에 맞는 상전압의 기본파의 피크값을 얻을 수 있다. 그림 6은 변조지수  $M_i=0.951$  ( $V_1=181.6[V]$ )에 해당하는 상전압 기본파의 피크값을 얻기 위해서 풀전압에 피크값이 12.5[V]인 정현파를 인가하여 보상을 한 것을 나타낸다.

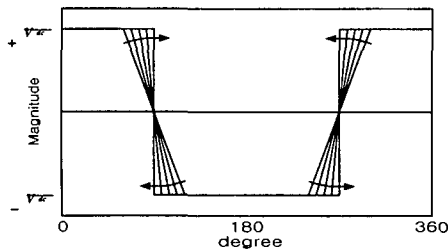
그림 6(b)는 변조지수에 따라 풀전압에 새롭게 인가할 정현파의 피크값을 나타낸다.

### 3.2 과변조 영역 II

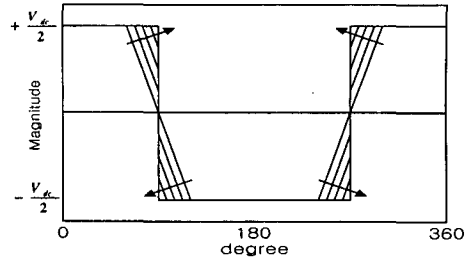
$$(0.956 \leq M_i \leq 1)$$

영역 II에서의 과변조 기법은 풀전압을 보상해주는 방법에 따라 여러 가지 기법이 존재 할 수 있다. 본 논문에서는 다음과 같이 세 가지 기법을 제안하여 비교연구 하였고 풀전압의 보상패턴은 그림 7과 같다.

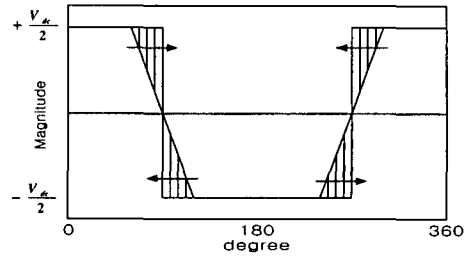
방법 a) 첫 번째 기법은 그림 8(a)와 같이 풀전압에 인가하는 보상전압  $V_{comp}$ 가 영역 I에서와 마찬가지로 정현파로 이루어진다. 즉, 원하는 상전압의 기본파 크기를 얻기 위해서 변조지수에 상응하는 정현파를 인가하여 보상해 주는 것이다.



(c) 방법 a

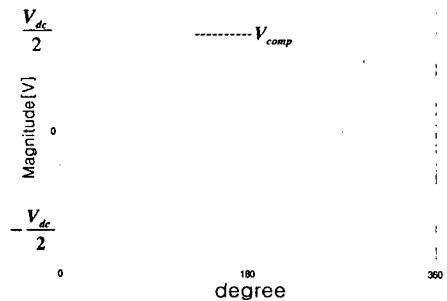


(a) 방법 b

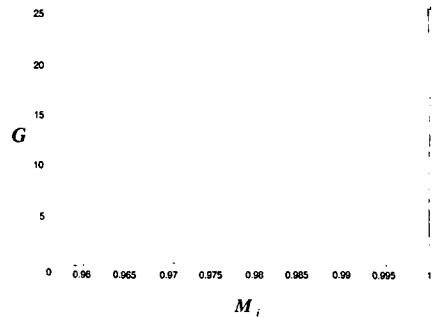


(b) 방법 c

그림 7. 풀전압의 보상패턴 - 영역 II



(a) 보상기법



(b) 보상전압의 크기

그림 8. 방법 a - 과변조 영역 II

그림 8(b)는 변조지수에 따른 정현파의 크 ( $V_{comp}$ )를 기준전압( $V^*$ )에 대한 비율로 나타낸 것이다. 즉, 이득  $G$ 는 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$G = \frac{V_{comp}}{V^*} \quad (11)$$

보상후의 풀전압과 상전압은 그림 9와 같으며, 이것은 기존의 PWM 방법 중 최소거리 과변조 기법(Minimum - magnitude - error PWM method)[8]-[9]에서의 상전압 파형과 동일한 모양임을 알 수 있다.

방법 b) 두 번째 기법은 풀전압에 인가하는 보상전압이 그림 10(a)와 같이 단지 구형파로 이루어진다. 그리고 이 구형파의 크기는 푸리에 급수로부터 구할 수 있다. 그림 10(b)는 변조지수에 대한 구형파의 크기를 나타낸다. 또한 보상후의 풀전압과 상전압은 그림 11과 같으며, 이 기법은 기존에 연구되어진 PWM 방법 중 근접 벡터를 우선적으로 선정하는 방법[10]과 동일한 모양의 상전압 파형을 보여준다.

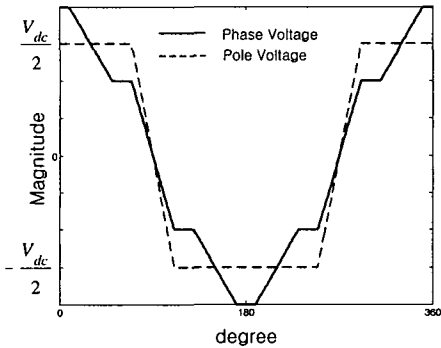
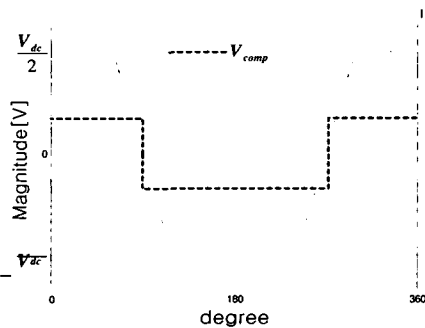
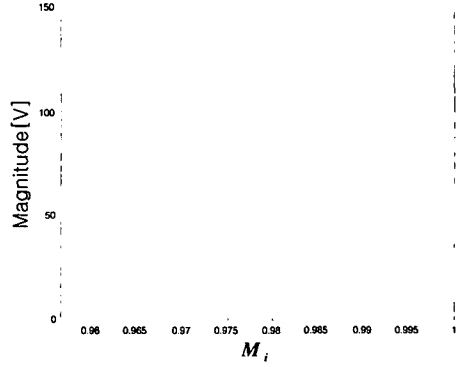


그림 9. 방법 a에서의 전압 파형 - 영역II



(a) 보상기법



(b) 보상전압의 크기

그림 10. 방법 b - 과변조 영역 II

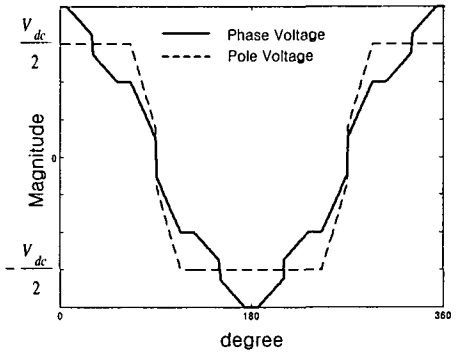
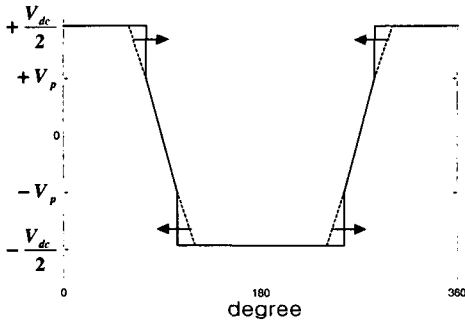


그림 11. 방법 b에서의 전압 파형 - 영역II

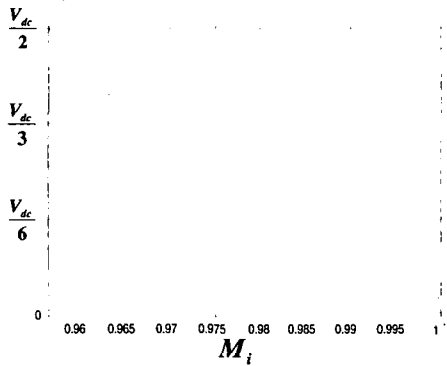
방법 c) 세 번째 기법은 보상전의 풀전압의 크기에 좌우대칭으로 직접  $\pm V_{dc}/2$ 를 더하여 풀전압을 보상하는 방법이다. 즉, 그림 12(a)에서와 같이, 풀전압의 크기가  $+V_p$  보다 큰 구간에서는  $+V_{dc}/2$ 를 인가하고  $-V_p$  보다 작은 구간에서는  $-V_{dc}/2$ 를 좌우대칭으로 인가하여 풀전압을 보상하는 것이다. 그림 12(b)는 보상할 풀전압의 크기를 직류단 전압의 크기로 일반화 한 것을 나타낸다.

방법 c에 대한 보상 후의 풀전압과 상전압은 그림 13에서 보여준다. 본 논문에서 제안한 영역 II에서의 세가지 과변조 기법에 대한 풀전압을 비교해 볼 때 다음과 같은 사실을 알 수 있다. 즉, 풀전압이  $\pm V_{dc}/2$ 인 구간은 스위칭이 없는 상태를 의미하므로 풀전압의 패턴에 따라 실질적인 스위칭 주파수는 다르게 나타난다. 그림 14는 스위칭 주파수를 20[kHz]로 했을 때 각각의 변조지수에 따라 실질적인 스위칭 주파수가 감소하는 것을 보여준다. 이 때 감소율이 크면 클수록 동일한 변조

지수에서 원하는 상전압을 얻으면서 동시에 스위칭 횟수를 더 많이 줄일 수 있음을 의미한다. 그림 14로부터, 본 논문에서 제안한 세 가지 기법 중, 방법 c가 스위칭 감소율이 가장 크다는 것을 알 수 있다.



(a) 보상기법



(b) 보상전압의 크기

그림 12. 방법 b - 과변조 영역 II

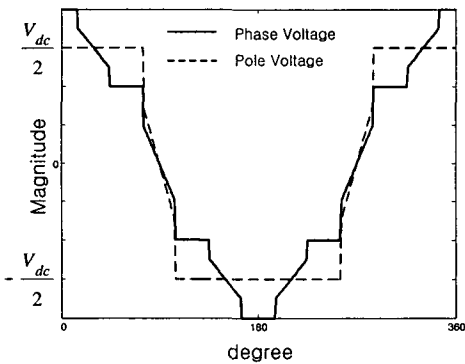


그림 13. 방법 c에서의 전압 파형 - 영역II

또한 그림 15는 각각의 변조지수에서 스위칭 주파수의 보상을 고려한 과변조 영역 II에서의 제안된 기법에 대한 고조파 왜율 분포를 나타낸다. 이 때, 고조파 왜율에 관한 식은 다음과 같이 정의한다.

$$THD = \frac{\sqrt{\sum (V_{ref} - V_{real})^2}}{V_{six-step, THD}} \quad (12)$$

여기서  $V_{ref}$ 와  $V_{real}$ 은 각각 기준 상전압과 실제 상전압을 의미하며,  $V_{six-step, THD}$ 는 6-스텝 모드에서의 고조파 분포량을 나타낸다

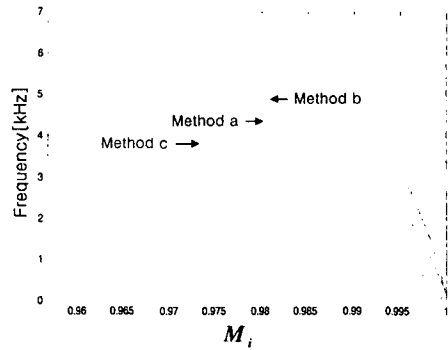


그림 14. 변조지수에 따른 스위칭 감소율

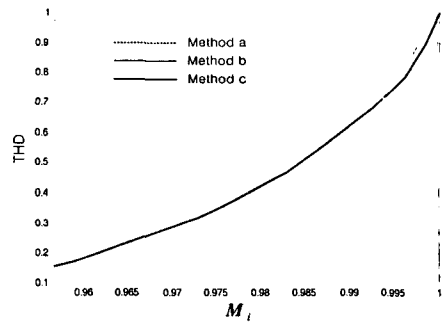


그림 15. 영역 II에서의 고조파 왜율

비록 방법 a가 고조파 분포는 적다고 하더라도 풀전압을 보상해주는 방법에서 무한대 크기의 정현파를 인가해야 하는 문제점을 고려한다면 지금 까지 논한 영역 II에서의 세 가지 과변조 기법 중 스위칭 손실과 고조파 분포 면에서 방법 c가 좀 더 우수한 특성을 가지고 있다고 말할 수 있다. 이와 같은 간단한 과변조 기법을 통하여 출력 전압과 기준전압이 선형성을 유지 할 수 있고 인버터의 각 스위칭 시간은 영역 I과 영역 II에서 수정된

풀전압으로부터 직접 계산 할 수 있게 된다.

#### 4. 실험결과

본 논문에서는 제안된 기법의 타당성을 검증하기 위해 그림 16과 같은 시스템으로 실험을 수행하였다. 스위칭 주파수는 5[kHz]이고 직류단 전압은 300[V]이다.

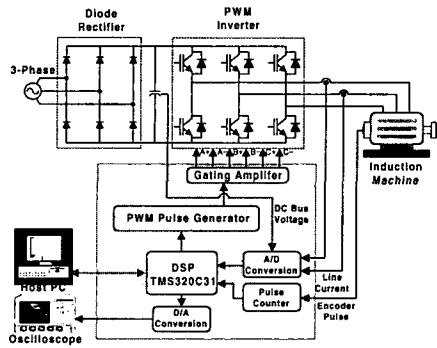


그림 16. 실험 구성도

그림 17과 18는 각각 과변조 영역 I과 II에 대한 상전압과 풀전압을 보여 준다.

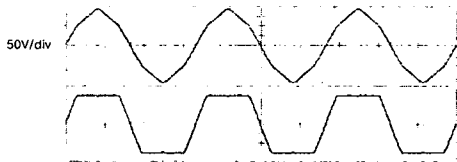
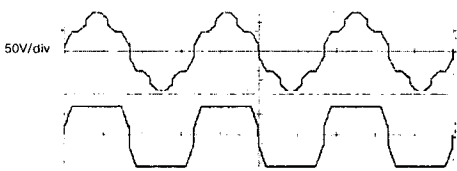


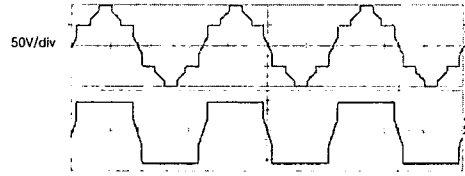
그림 17 상전압과 풀전압 ( $M_i = 0.951$ ) - 영역 I

또한 그림 19와 20은 본 논문에서 제안된 과변조 기법에 의해 만들어진 출력 상전압의 FFT 스펙트럼을 나타낸다.

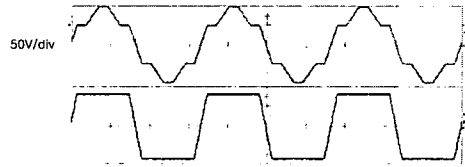
이 스펙트럼으로부터 각각의 기법에 대한 상전압의 고조파 분포량을 비교 할 수 있으며 그것의 기본파 성분의 크기가 기준전압과 거의 일치한다는 사실을 알 수 있다.



(a) 방법 a



(b) 방법 b



(c) 방법 c

그림 18. 상전압과 풀전압 ( $M_i = 0.984$ ) - 영역 II

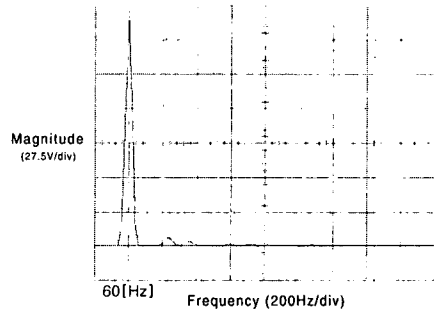
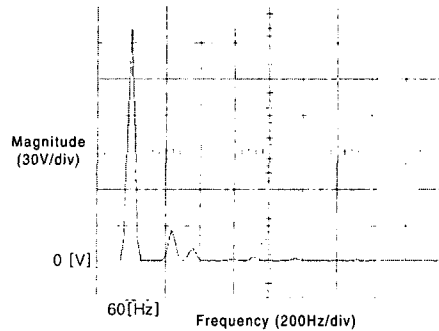
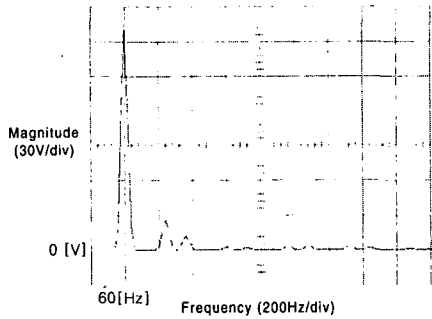


그림 19. 출력전압(181.6[V])의 스펙트럼

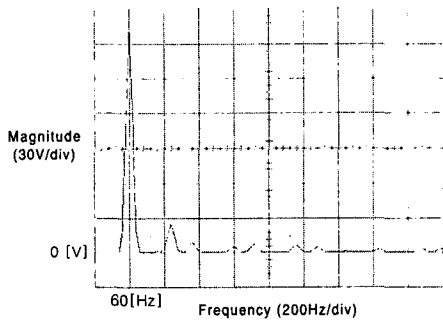
( $M_i = 0.951$ ) - 영역 I



(a) 방법 a



(b) 방법 b



(c) 방법 c

그림 20. 출력전압의 스펙트럼(188 [V])  
( $M_i = 0.984$ )- 영역 II

### 5. 결론

본 논문에서는 PWM 인버터에서 선형영역 확장을 위한 새로운 과변조 기법을 제안하였다. 제안된 기법은 육상전압 주입 방법에 근거한 SVPWM의 개념을 사용하였다. 이 기법은 풀전압을 간단히 수정함으로써 출력전압과 기준전압 사이의 선형성이 유지되도록 인버터의 스위칭 시간을 직접 계산할 수 있다. 마지막으로 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 Inverter 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, Jan. pp. 83-91, 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, July pp. 674-689, 1998.  
[6] 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.  
[7] 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.  
[8] 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.  
[9] 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.  
[10] 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.