

공간벡터 PWM의 과변조 영역에서 출력전압 선형화

(A Output Voltage Linearization in Overmodulation Region of the Space Vector PWM)

裴壯鎬*, 金淵忠**, 元忠淵**, 崔宗默***, 奇相佑***,
裴起焄***

(Jang-Ho Bae, Yuen-Chung Kim, Chung-Yuen Won, Jong-Mook Choi,
and Sang-Woo Ki)

요약

본 논문은 6-스텝까지 인버터의 선형제어영역을 넓히기 위한 공간전압 변조방법의 선형화 기법에 대해 제안하였다. 이 방법은 인버터에서 발생시키고자 하는 전압을 연속모드에서는 보상각을 얻기 위해서 6스텝 모드를 포함하는 불연속모드에서는 불연속 스위칭이 이루어지도록 하는 유지각을 얻기 위해서 푸리에 급수를 이용하고 있다. 이 각들의 근사화 수식들을 과변조 영역에서 기본파 전압을 보상하기 위해 사용하였다. 따라서, PWM 인버터 출력전압의 최대 활용과 선형 제어를 이룰 수 있다.

Abstract

This paper proposes a linearization technique for the space vector modulation method, which increases the linear control range of inverter up to the 6-step inverter. This method is based on fourier series expansion of the desired output voltage of the inverter to calculate the compensation angle in continuous switching mode and holding angle in discontinuous switching including the 6-step mode respectively. The approximation equation of these angles are used for compensation of fundamental voltage in overmodulation range. Therefore, it is possible to obtain the linear control and the maximized utilization of PWM inverter output voltage.

I. 서론

UPS, 유도전동기 구동에 사용되는 인버터의 스위칭

* 正會員, 韓國電氣研究所

(Korea Electrotechnology Research Institute.)

** 正會員, 成均館大學校 電氣電子 및 컴퓨터工學部

(School of Electrical and Computer Engineering)

*** 正會員, 韓國鐵道車輛株式會社

(Korea Rolling Stock Corporation)

※ 본 연구는 고속전철 기술개발사업의 보조지원장치 개발(97-III-0-15)과제의 일부입니다.

接受日字:1999年9月1日, 수정완료일:1999年10月22日

방식으로 정현파 PWM(Sinusoidal PWM : SPWM)이 널리 사용되고 있다. 이 방식은 구현원리가 간단하여 하드웨어 및 소프트웨어로 쉽게 구현할 수 있는 장점이 있으나 응답특성, 전압이용률, 고조파 함유율 등에서 만족할만한 성능을 얻기 어렵다. 공간벡터 PWM(Space Vector Modulation : SVPWM)방식은 가장 진보된 PWM방식으로 인버터의 3상 출력전압을 공간벡터로 나타내고 벡터공간에서 벡터연산에 의해 인버터 스위칭 소자들의 On, Off시간을 결정하는 방식이다. 이 방식은 SPWM에 비해 15.5% 선형변조영역이 넓고 출력 고조파를 줄일 수 있어 그 사용범위가 점차 확대되고 있다. 그러나 이 방식의 경우도 6-스텝전압의 90.7%로 선형변조영역이 제한되는 전압이용률의 한계를 갖고

있다. 이러한 문제점을 극복하기 위한 연구가 많이 진행되고 있다. 본 논문에서는 기존의 논문에서 제시되었던 방법보다 푸리에 급수전개를 통한 좀더 정밀한 직선 근사식을 구성하는데 그 목적이 있다.^{[4],[5]}

본 논문에서는 공간벡터 PWM의 과변조영역에서 출력전압을 선형화하여 6-스텝모드까지 전압이용률을 높일 수 있는 변조법을 제안하고 시뮬레이션과 실험을 통해 연구의 타당성을 입증하였다.

II. 공간벡터 PWM 인버터의 원리 및 특성

3상 인버터는 그림 1과 같이 모두 6개의 스위칭소자로 구성된다. 인버터의 상단 스위치의 도통상태를 1, 하단 스위치의 도통상태를 0이라고 할 때 3상의 스위칭 상태는 모두 8가지로 나타낼 수 있으며, 8가지 스위칭 상태를 스위칭 벡터로 정의한다. 8개의 스위칭벡터는 6개의 유효전압벡터와 2개의 무효전압벡터를 나타낸다. 무효벡터는 인버터 스위칭소자의 상단 혹은 하단의 소자들이 모두 도통되는 상황으로 어느 경우에서든 직류 링크단과 외부회로 사이가 단락되어 인버터로부터 영

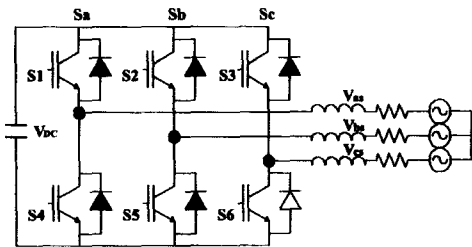


그림 1. 3상 2-레벨 전압형 인버터
Fig. 1. Three phase two-level voltage source inverter.

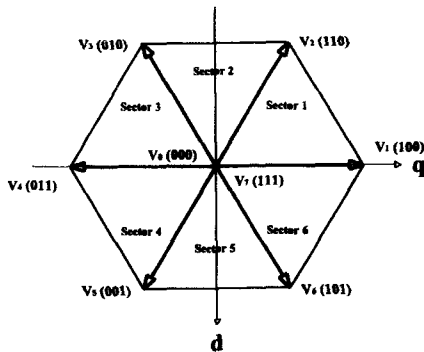


그림 2. 인버터의 스위칭벡터
Fig. 2. Switching vector of three phase inverter.

전압이 부하에 인가되어 실질적으로 전력이 공급되지 않는 상태가 된다. 무효벡터를 제외한 6개의 유효벡터는 서로 다른 유효전압을 부하에 공급할 수 있는 벡터로써 6개의 전압이 차례대로 전동기에 인가되면 3φ 6펄스 전압이 전동기에 인가되는 효과를 얻을 수 있으며 이를 벡터공간 상에 배치하면 그림 2와 같이 60°의 간격을 갖는 6각형을 형성한다^[1~3].

인버터의 3상 출력전압은 식 (1)과 같은 행렬식을 이용하여 공간벡터로 표현할 수 있다.

$$V^* = \begin{bmatrix} V_q \\ V_d \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \quad (1)$$

인버터의 출력전압이 일정한 주기 내에서 크기와 위상을 갖는 기준전압벡터 V^* 로 벡터공간상에 주어졌을 때 기준벡터와 인접한 유효벡터인 V_k 와 V_{k+1} 그리고 무효벡터 V_0 의 시간적 합성으로 샘플링주기 내에서 기준전압벡터의 크기와 위상에 따른 3상 전압을 만들 수 있다. 샘플링주기 T_s , 유효벡터의 인가시간 T_k , T_{k+1} 그리고 무효벡터의 인가시간을 T_0 라고 하면 공간벡터 PWM의 원리에 따라 각 유효벡터와 무효벡터의 인가시간은 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$\int_0^{T_s} V^* dt = \int_0^{T_k} V_k dt + \int_{T_k}^{T_k+T_{k+1}} V_{k+1} dt + \int_{T_k+T_{k+1}}^{T_s} V_0 dt \quad (2)$$

무효벡터가 인가되면 실제로 전동기에 인가되는 전압은 영이므로 식 (3)과 같이 정리할 수 있다.

$$T_s \cdot V^* = T_k \cdot V_k + T_{k+1} \cdot V_{k+1} \quad (3)$$

전압벡터가 섹터 1에 있을 경우를 가정하면, V_1 과 V_2 , 그리고 영벡터의 시간적인 합성으로 한 샘플링주기 내에서 행하므로 식 (3)으로부터 식 (4)가 성립한다.

$$T_s |V^*| \begin{bmatrix} \cos(\alpha) \\ \sin(\alpha) \end{bmatrix} = T_1 \frac{2}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 \frac{2}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} \cos(\frac{\pi}{3}) \\ \sin(\frac{\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (4)$$

식 (4)로부터 각 유효벡터와 무효벡터의 인가시간을 계산하면 다음과 같다.

$$T_1 = \sqrt{3} T_s \frac{|V^*|}{V_{dc}} \sin(\frac{\pi}{3} - \alpha) \quad (5)$$

$$T_2 = \sqrt{3} T_s \frac{|V^*|}{V_{dc}} \sin(\alpha) \quad (6)$$

$$T_0 = T_s - (T_1 + T_2) \quad (7)$$

식 (5)~(7)을 이용하여 기준전압벡터의 위치에 따라 인가되는 유효벡터의 인가시간을 계산하고 벡터 인가 시간을 재구성하여 실제 게이팅 시간을 구하게 된다.

III. 공간벡터 PWM 인버터의 출력전압 선형화

그림 3은 공간벡터 PWM 인버터의 출력전압 범위를 나타낸다. 공간벡터 PWM 인버터의 출력전압의 영역은 6각형으로 제한되며 이로 인해 전압벡터가 6각형의 외부를 통과하면 6각형 변상으로 제한된다. 또한 출력전압이 정현파의 형태를 유지함과 동시에 입출력 사이의 선형성이 보장되려면 기준벡터는 원궤적을 형성해야 한다. 이와 같은 조건에 따라 실제로 출력전압이 선형적으로 제어되면서 정현파 출력이 가능한 선형변조영역은 6각형의 내접원으로 출력범위가 축소된다.

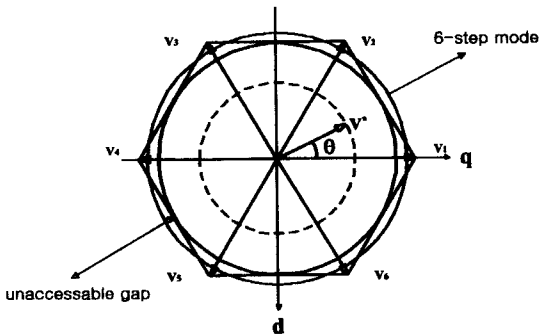


그림 3. 공간벡터 PWM 인버터의 출력전압 범위
Fig. 3. Output voltage range of space vector PWM.

인버터의 변조영역은 변조지수(Modulation Index)의 크기로부터 구분한다. 변조지수는 인버터의 출력 상전압과 직류링크전압의 비로서 정의하며 인버터의 전압 이용률을 나타내는 제어변수이다. 공간벡터 PWM 인버터에서는 기준전압벡터의 크기와 6-스텝전압의 기본과 최대값의 비로 변조지수를 정의하며 식 (8)과 같이 표현한다.

$$M_i = \frac{|V^*|}{\frac{2}{\pi} V_{dc}} \quad (8)$$

변조지수에 따라 전압벡터의 이동궤적이 6각형 내접원과 일치할 때, 선형변조영역의 한계점에 이르며 이때 변조지수는 0.907이다. 변조지수가 0.907이상이 되면 과변조영역에서 인버터가 동작하게 되어 출력전압이 기준전압보다 작게 된다.

그림 4는 공간벡터 PWM 인버터의 동작영역을 나타낸다. 0.907이하에선 선형적인 동작을 하지만 0.907이상에서는 과변조영역에서 동작한다. 따라서 6-스텝모드까지 전압을 증가시켜 인버터의 전압이용률을 최대화하기 위해서는 과변조영역에서 새로운 변조법이 필요하다.

본 논문에서 기준전압벡터가 6각형을 벗어나면 과변조 전압을 6각형의 정점부근의 출력가능한 영역에서 부족분의 기본과 성분을 보상함으로써 과변조영역에서 출력전압을 선형화하는 방법을 제시하였다. 제안한 선형화 기법은 과변조영역을 변조지수에 따라 연속 스위칭 모드, 불연속 스위칭 모드의 두 모드로 분리하고 전압보상을 위한 전압벡터 각 모드에서 기준벡터의 변환을 위해 기준각(reference angle)을 계산하고 기준각에 따라 벡터의 크기 및 위상각을 변화하여 과변조영역에서 인버터의 출력전압을 선형화한다.

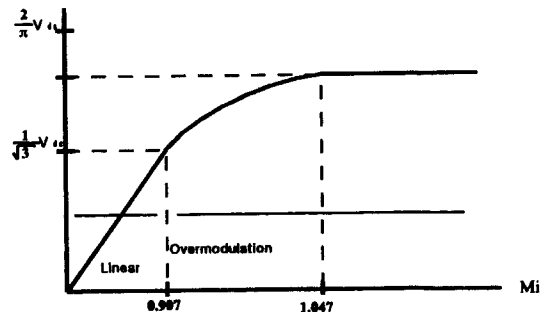


그림 4. 공간벡터 PWM 인버터의 동작영역
Fig. 4. Operation region of space vector PWM.

1. 연속 스위칭 모드(Continuous Switching Mode)
연속 스위칭 모드에서 그림 5와 같이 부족한 기본과 전압 성분을 추가로 만들기 위한 영역인 6각형 정점부근의 보상각 α_c 에 의해 정해진 영역에서 원궤적을 따라 이동하고 나머지 영역에서 6각형의 변상을 따라 이동하도록 기준벡터 V^* 를 새로운 전압벡터 V_m^* 로 변환한다. 전압벡터를 변경하면 A-B구간에서의 전압벡터 제한으로 인한 출력전압 저하를 C-D구간에서 벡터가 6각형 변상을 이동하면서 평균적인 기본과의 보상이 이

루어지게 된다.

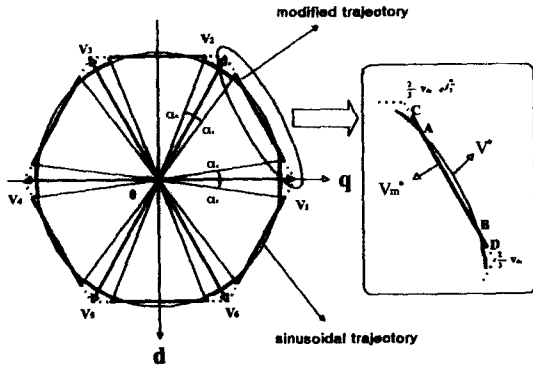
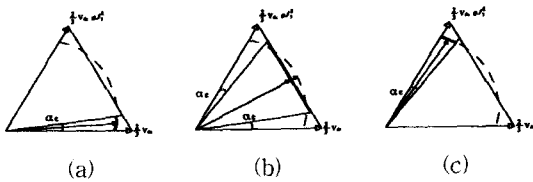


그림 5. 연속 스위칭 모드
Fig. 5. Continuous switching mode.

그림 6은 α_c 에 의해 벡터공간상의 한 섹터를 세 구간으로 나누고 구간별 벡터의 이동경로를 나타내며 이때 벡터의 크기는 식 (9)와 같다.

$$V_m^* = \begin{cases} |V^*| e^{j\theta} & (0 \leq \theta < \alpha_c) \\ \frac{V_{dc}}{\sqrt{3} \cos(\frac{\pi}{6} - \theta)} e^{j\theta} & (\alpha_c \leq \theta < \frac{\pi}{3} - \alpha_c) \\ |V^*| e^{j\theta} & (\frac{\pi}{3} - \alpha_c \leq \theta < \frac{\pi}{3}) \end{cases} \quad (9)$$



(a) $0 \leq \theta < \alpha_c$ (b) $\alpha_c \leq \theta < \frac{\pi}{3} - \alpha_c$
(c) $\frac{\pi}{3} - \alpha_c \leq \theta < \frac{\pi}{3}$

그림 6. 연속 스위칭 모드의 구간별 전압벡터 이동
Fig. 6. Voltage vector movement of continuous switching mode.

그림 7은 벡터공간상에서 기준벡터가 1회전했을 때 변환된 전압벡터 V_m^* 의 실수성분에 해당되는 q축 기준

전압을 나타낸다. 선형변조영역에서 q축 전압은 정현파로 나타나지만 연속 스위칭 모드에서는 6각형 변상을 이동하는 구간에서 직선형태로 나타나며 α_c 에 의해 정해진 구간에서 벡터가 원궤적을 추종할 때는 정현파 형태를 나타낸다. 변조지수가 증가하면 α_c 의 감소에 따라 벡터의 6각형 변상 이동거리는 증가하여 벡터의 이동궤적이 6각형에 근접해간다. α_c 의 값이 0이 되면 벡터의 이동궤적은 6각형과 일치하게 되어 연속 스위칭 모드의 상한점에 도달하여 변조지수가 증가할 경우 전압보상은 불가능하다.

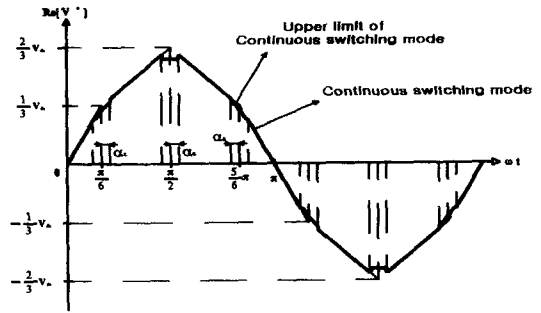


그림 7. 연속 스위칭모드에서 기준전압벡터의 q축 전압
Fig. 7. Q-axis voltage of reference voltage vector at continuous switching mode.

2. 불연속 스위칭 모드(Discontinuous Switching Mode)

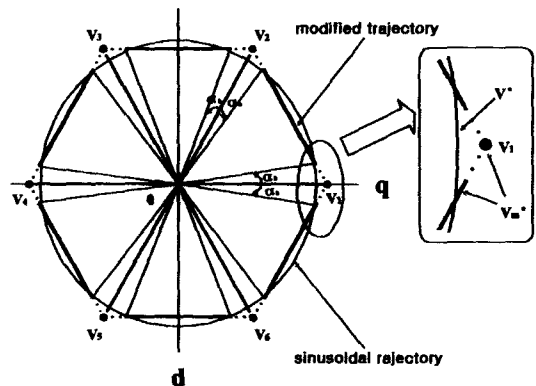
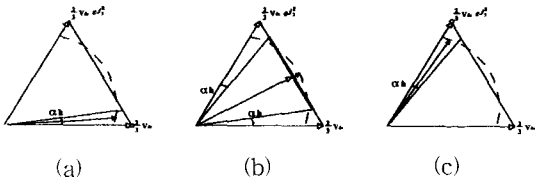


그림 8. 불연속 스위칭 모드
Fig. 8. Discontinuous switching mode.

전압벡터의 이동궤적이 6각형과 일치하게 되면 6각형 변상 이동거리를 증가시키는 방법으로는 전압보상이 불가능하므로 새로운 보상법이 필요하다. 이 모드에

서는 그림 8과 같이 부족한 기본파 전압을 발생시키기 위한 유지각(holding angle) α_h 로 정의되는 구간에서 V_m^* 는 6각형 정점에서 이동하지 않고 정지상태를 유지하고 나머지 구간에서 6각형 변상을 이동하도록 전압 벡터를 가변한다. 전압벡터의 가변에 의해 벡터가 6각형의 정점에 머무는 구간이 생성되므로 벡터의 이동 궤적은 불연속적인 6각형 궤적을 형성하게 된다. 연속 스위칭 모드와 마찬가지로 그림 9는 α_h 에 의해 벡터공간 상의 한 섹터를 세 구간으로 나누고 구간별 벡터의 이동 경로를 나타낸다. 또한 각 구간별 전압벡터는 식 (10)과 같다.



(a) $0 \leq \theta < \alpha_h$ (b) $\alpha_h \leq \theta < \frac{\pi}{3} - \alpha_h$
 (c) $\frac{\pi}{3} - \alpha_h \leq \theta < \frac{\pi}{3}$

그림 9. 불연속 스위칭모드의 전압벡터 이동
 Fig. 9. Voltage vector movement of discontinuous switching mode.

$$V_m^* = \begin{cases} \frac{2}{3} V_{dc} e^{j\theta} & (0 \leq \theta < \alpha_h) \\ \frac{V_{dc}}{\sqrt{3} \cos(\frac{\pi}{6} - \theta)} e^{j\theta} & (\alpha_h \leq \theta < \frac{\pi}{3} - \alpha_h) \\ \frac{2}{3} V_{dc} e^{j\frac{\pi}{3}} & (\frac{\pi}{3} - \alpha_h \leq \theta < \frac{\pi}{3}) \end{cases} \quad (10)$$

그림 10은 불연속 스위칭 모드의 q축 기준전압을 나타낸다. α_h 에 의해 일정한 전압을 유지하는 구간이 나타나며 변조지수의 증가에 따라 α_h 크기가 증가하여 전압벡터가 6각형의 정점에 정지하는 시간이 증가하고 6각형 변상 이동구간은 상대적으로 감소한다. 또한 q축 기준전압에서 일정한 전압을 유지하는 구간이 증가하게 된다. 최종적으로 변조지수가 1일 때 α_h 의 값은 $\frac{\pi}{6}$ 가 되며 전압벡터의 이동궤적은 6각형의 정점에만 머무르는 형태가 되어 q축 기준전압은 구형파와 일치하게 되므로 완전한 6-스텝 스위칭 모드로 동작한다.

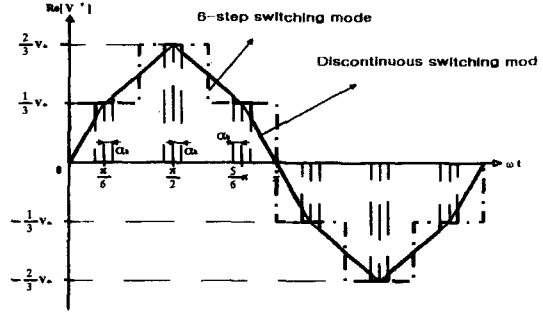


그림 10. 불연속 스위칭모드에서 기준전압벡터의 q축 전압
 Fig. 10. Q-axis voltage of reference voltage vector at discontinuous switching mode.

3. 푸리에급수를 이용한 기준각 연산

과변조영역에서 변조지수에 대응하는 기준각 α_c 와 α_h 를 계산하기 위해 푸리에급수를 이용하였다. 전압 벡터는 벡터공간에서 6개의 섹터를 통과하는 시간이 같으므로 1/6주기에 대한 전압벡터를 푸리에급수 해석함으로써 기본파의 크기를 알 수 있다^[6]. 각 섹터의 인덱스를 k , 전압벡터 기본파의 위상각을 θ_1 이라고 하면 푸리에급수 전개식은

$$V_n = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{3}} V^* \cdot e^{-jn\theta_1} d\theta_1 \sum_{k=0}^5 e^{jk\frac{\pi}{3}(1-n)} \quad (11)$$

식 (11)로부터 전압벡터 기본파의 크기는 다음 식과 같다.

$$V_1 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{3}} V^* \cdot e^{-j\theta_1} d\theta_1 \quad (12)$$

식 (12)를 연속 스위칭 모드와 불연속 스위칭 모드에 적용하여 전압벡터의 변환에 필요한 α_c 와 α_h 를 계산할 수 있다. 먼저 연속 스위칭 모드에서 한 섹터에 대하여 전압벡터 V_m^* 는 α_c 에 의해 식 (9)와 같이 세 구간으로 나누어지므로 전압벡터에 대한 푸리에 급수 전개식은 식 (13)과 같다.

$$V_1 = \frac{3}{\pi} \left[\int_0^{\alpha_c} V^* e^{-j\theta_1} d\theta_1 + \int_{\alpha_c}^{\frac{\pi}{3}-\alpha_c} \frac{V_{dc}}{\sqrt{3} \cos(\frac{\pi}{3} - \alpha_c)} e^{-j\theta_1} d\theta_1 + \int_{\frac{\pi}{3}-\alpha_c}^{\frac{\pi}{3}} V^* e^{-j\theta_1} d\theta_1 \right] \quad (13)$$

식 (8)과 (13)으로부터 변조지수에 대한 α_c 의 관계식은 식 (14)와 같다.

$$M_i = \frac{\sqrt{3} \ln \left[\tan \left(\frac{\pi}{3} - \frac{\alpha_c}{2} \right) \right]}{1 - \frac{6}{\pi} \alpha_c} \quad (14)$$

식 (14)에 대하여 수치해석법을 적용하여 계산한 수치적 데이터는 그림 11과 같이 변조지수가 증가할수록 α_c 가 $\frac{\pi}{6}$ 에서 0으로 감소하는 곡선을 나타낸다. 전압 벡터 이동궤적이 6각형의 내접원일 때 변조지수는 0.907이다. 보상각 α_c 가 0에 도달하게 되면 연속 스위칭 모드 구간에서의 상한점에 도달하게 되고 이 때의 변조지수는 0.9514이며, 전압벡터 이동궤적은 6각형과 일치한다. 수치해석법을 이용할 경우 실시간으로 보상각 연산이 불가능하므로 식 (15)~(17)과 같이 3개의 직선근사식을 사용하여 실시간으로 보상각을 계산하였다.

$$\alpha_c = -75.53 M_i + 69.0296718 \quad (0.907 \leq M_i < 0.90875) \quad (15)$$

$$\alpha_c = -12.24 M_i + 11.5066095 \quad (0.90875 \leq M_i < 0.9295) \quad (16)$$

$$\alpha_c = -5.92 M_i + 5.62715044 \quad (0.92957 \leq M_i < 0.9514) \quad (17)$$

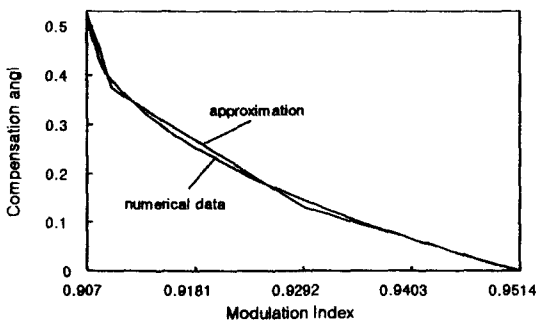


그림 11. 변조지수에 대한 보상각 α_c
Fig. 11. Compensation angle α_c with regard to modulation index.

마찬가지로 불연속 스위칭 모드의 전압벡터 V_m 에 대하여 푸리에급수를 적용하면 정리하면 식 (18)과 같은 α_h 와 변조지수의 관계식을 구할 수 있다.

$$M_i = 2 \sin \alpha_h + \sqrt{3} \ln \left[\tan \left(\frac{\pi}{3} - \frac{\alpha_h}{2} \right) \right] \quad (18)$$

식 (18)에 대해 수치해석을 적용하여 α_h 를 구하면 그림 12의 곡선을 형성한다. 변조지수가 증가할수록 α_h

의 값은 0부터 증가하고 전압벡터가 육각형의 정점에 머무르는 시간 또한 증가하여 스위칭이 일어나지 않는 구간이 증가하여 6-스텝 모드에 근접하게 된다. 변조지수가 1이 되면 α_h 값은 $\frac{\pi}{6}$ 가 되면서 완전한 6-스텝 모드로 동작한다. 불연속 스위칭 모드에서도 α_h 의 실시간 계산을 위해 식 (19)~(21)과 같은 3개의 직선 근사식을 사용했다.

$$\alpha_h = 34 M_i - 32.3476 \quad (0.9514 \leq M_i < 0.9535) \quad (19)$$

$$\alpha_h = 7.9 M_i - 7.451 \quad (0.9535 \leq M_i < 0.99714) \quad (20)$$

$$\alpha_h = 34 M_i - 33.4764 \quad (0.99714 \leq M_i < 1) \quad (21)$$

그림 13은 근사식으로부터 계산한 기준각을 이용하여 과변조영역에서 공간벡터 PWM 인버터를 선형화했을 때 출력전압 기본파의 크기를 나타낸다. 근사식의 사용으로 다소 오차가 나타나지만 전체적인 출력전압의 추세는 선형적인 형태를 나타내고 있다.

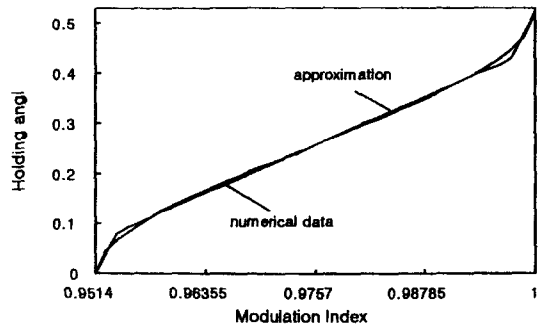


그림 12. 변조지수에 대한 유지각 α_h
Fig. 12. Holding angle α_h with regard to modulation index.

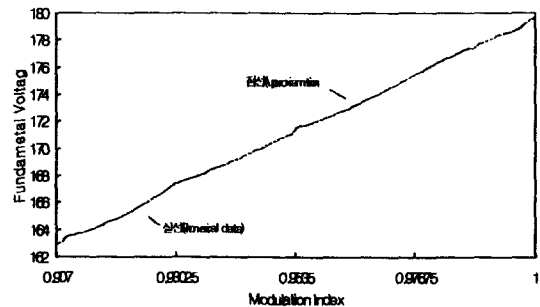


그림 13. 변조지수에 대한 기본파 전압의 크기
Fig. 13. Fundamental voltage magnitude with regard to modulation index.

IV. 시뮬레이션

본 논문에서 제안한 선형화 기법의 알고리즘을 구현하고 특성분석을 위해 실험에 앞서 ACSL(Advanced Continuous Simulation Language)을 이용하여 시뮬레이션하였다. 인버터의 부하로 유도전동기를 사용하였으며 전동기를 2상 정지좌표계의 d-q등가회로를 이용하여 모델링하였다. 인버터의 스위칭주파수는 3.5kHz로 설정하였으며 전압벡터가 인가되는 샘플링주기는 143 [μsec]이다.

제안한 선형화기법 알고리즘은 다음의 순서에 의해 실행된다. 먼저 전압 및 주파수 지령값으로부터 기준벡터의 크기를 계산하고 기준벡터의 크기로부터 변조지수를 계산한다. 변조지수의 크기로부터 변조영역을 판별하여 선형변조영역일 경우 기준전압벡터에 대한 가변없이 바로 PWM을 수행하고 과변조영역인 경우 변조지수에 따라 연속 스위칭 모드, 불연속 스위칭 모드에 대한 전압벡터를 변환하여 PWM을 수행한다. 시뮬레이션 결과는 각 모드별로 임의의 변조지수에서 d-q 기준전압, 인버터의 출력 선간전압, 전동기의 상전류 파형을 보여준다. 그림 14는 본 논문에서 제안된 알고리즘의 흐름도이다.

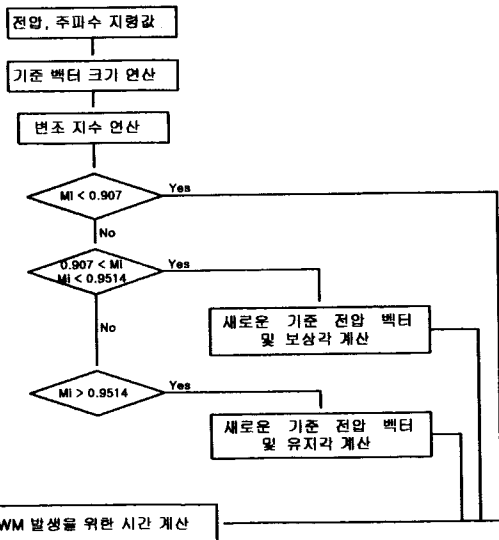


그림 14. 흐름도
Fig. 14. Flowchart.

그림 15는 모드별 기준전압의 q축 전압을, 그림 16은

d축 전압을 나타내며 서로 90° 위상차이를 갖는다. 선형모드에서는 기준전압이 정현파의 형태를 나타내며 벡터공간상에서 원궤적으로 나타난다. 변조지수가 증가하여 과변조영역에서 변조지수의 증가에 따라 벡터의 이동궤적이 원에서 6각형으로 그리고 다시 이산 6-스텝 형태로 전이되면서 d-q전압의 왜곡이 점차 늘어나고 변조지수가 1일 때 인버터의 최대 전압형태인 6스텝 형태가 됨을 알 수 있다.

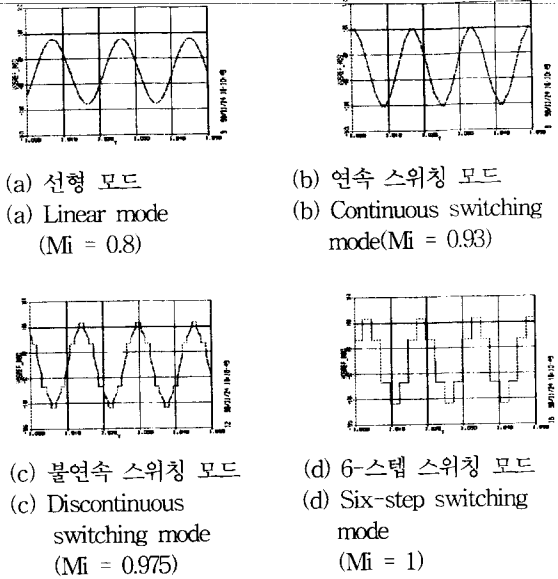


그림 15. 기준전압의 q축 전압
Fig. 15. Q-axis voltage of the reference voltage.

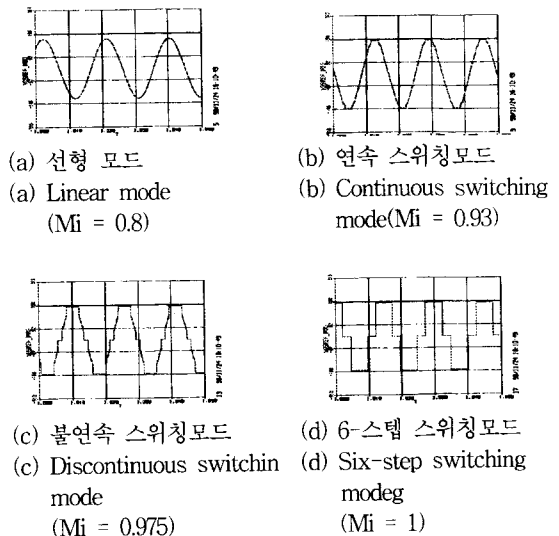


그림 16. 기준전압의 d축 전압
Fig. 16. D-axis voltage of the reference voltage.

그림 17은 인버터의 출력 선간전압을 나타낸다. 인버터의 실제 선간전압은 기준벡터에 대한 스위칭동작에 의해 PWM형태의 파형으로 나타난다. 변조지수의 증가에 따라 PWM 전압파형이 이산 6-스텝 파형으로 그리고 최종적으로 구형파형태로 전이된다.

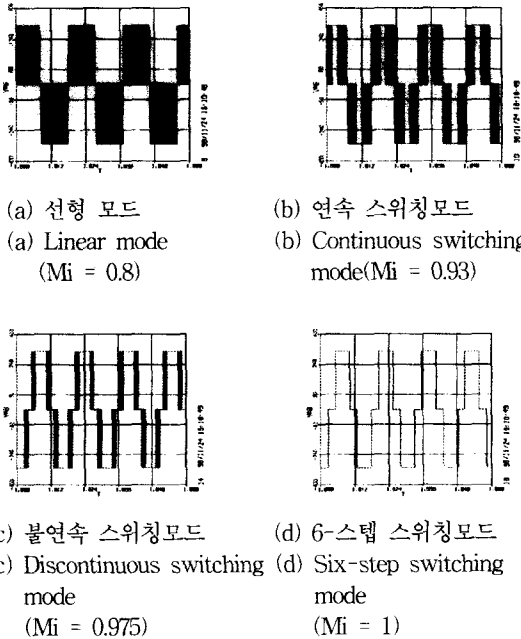


그림 17. 인버터의 출력 선간전압
Fig. 17. Output line-to-line voltage of inverter.

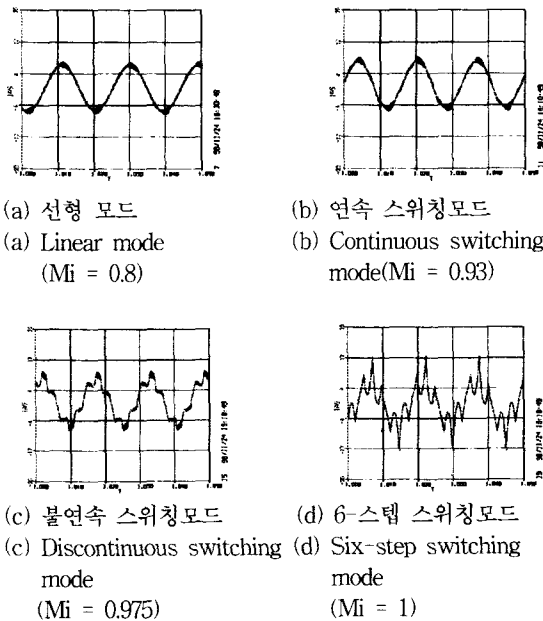


그림 18. 전동기의 상전류
Fig. 18. Phase current of the motor.

그림 18은 상전류 파형을 나타낸다. 선형모드에서는 저차고조파가 제거된 정현적인 전류파형이 나타난다. 연속 스위칭모드에서 전류파형에 약간의 왜곡이 증가하며 변조지수가 증가하여 불연속 스위칭모드와 6-스텝 스위칭모드에서는 저차고조파의 증가로 인해 고조파의 영향이 크게 나타남을 보여준다.

V. 실험결과 및 고찰

본 논문에서 제안한 선형화기법을 검증하기 위하여 2.3[kW]급 IGBT인버터로 구성되는 전력회로와 DSP TMS320C31을 이용하여 실험장치를 구성하고 인버터의 부하로 3[Hp] 유도전동기를 사용하여 실험하였다.

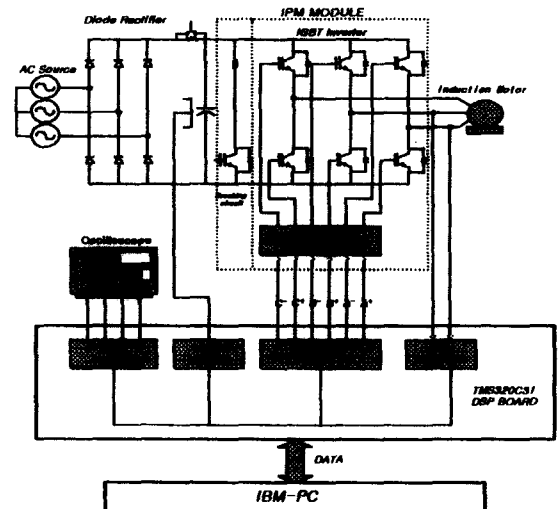


그림 19. 전체 시스템 구성
Fig. 19. Configuration of overall system.

그림 19는 실험에 사용한 전체 시스템 구성을 나타낸다. 동력차 인버터를 모사하기 위해 정류회로, IGBT 모듈로 구성된 인버터회로와 유도전동기로 시스템을 구성하였다. IGBT모듈은 Fuji사의 7MBP75JB060을 사용하였다. 모듈의 정격은 600[V], 75[A]이다. 인버터의 압단락을 방지하기 위하여 테드타임은 IPM의 최소 on, off시간을 고려하여 5[μ s]로 설정했다. 인버터 제어시 선형화기법의 구현을 위해서는 실시간으로 비선형함수를 계산하는 복잡한 알고리즘과 많은 부동소수점 연산을 필요하므로 이러한 조건을 만족하는 32bit DSP TMS320C31을 사용하였다. 제어 프로그램은 IBM-PC 상에서 C-언어와 어셈블러로 작성되어 컴파일된 후

DSP 에뮬레이터를 이용하여 target보드로 다운로드되어 실행되어진다. target보드에서는 공간전압벡터를 이용하여 발생된 PWM신호를 DSP 보드내의 FPLD를 거쳐 게이트 구동 신호를 발생한다. 또한 얻어진 각종 데이터를 D/A컨버터를 통하여 출력하여 결과를 확인하였다.

실험에 사용한 3[Hp] 유도전동기의 정격전압은 220[V]로서 인버터의 직류링크전압이 충분히 크면 과변조영역의 동작을 확인할 수 없다. 따라서 인버터가 선간전압 220[V]를 출력할 때 6-스텝모드에서 동작하도록 직류링크전압을 282[V]로 하여 실험하였다.

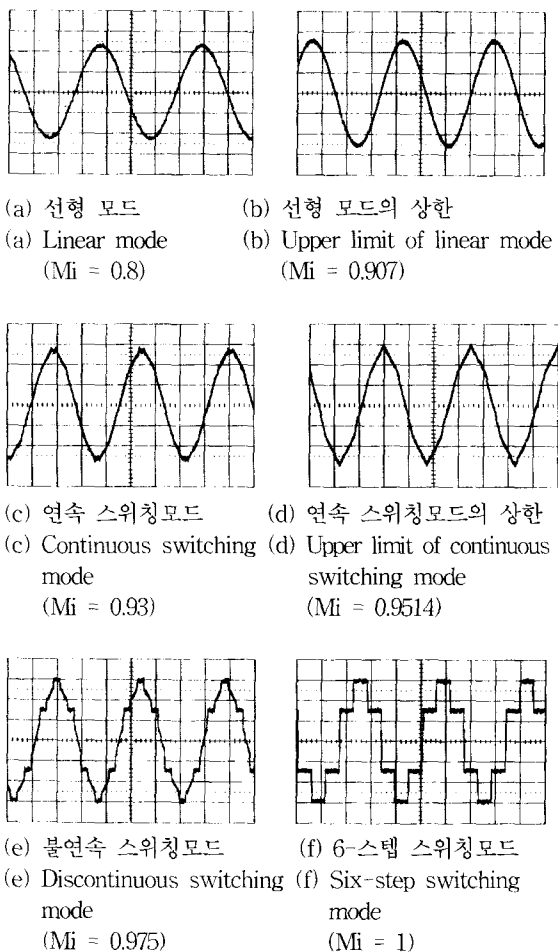


그림 20. 기준전압의 q축 전압
Fig. 20. Q-axis voltage of the reference voltage (X: 5 msec/div, Y: 62.7 V/div).

그림 20과 21은 각각 변조지수의 증가에 따라 기준전압의 q축 전압과 d축 전압의 파형을 나타낸다. 선형 영역에서 기준전압은 정현파로 나타나며 연속 스위칭

모드에서 기준전압의 일부가 직선형태로 바뀌게 된다. 또한, 연속 스위칭모드와 불연속 스위칭모드의 경계인 변조지수 0.9514일 때 그림 20(d)와 같이 기준전압 정현파 부분은 완전히 제거되며 서로 다른 직선으로만 나타나게 된다.

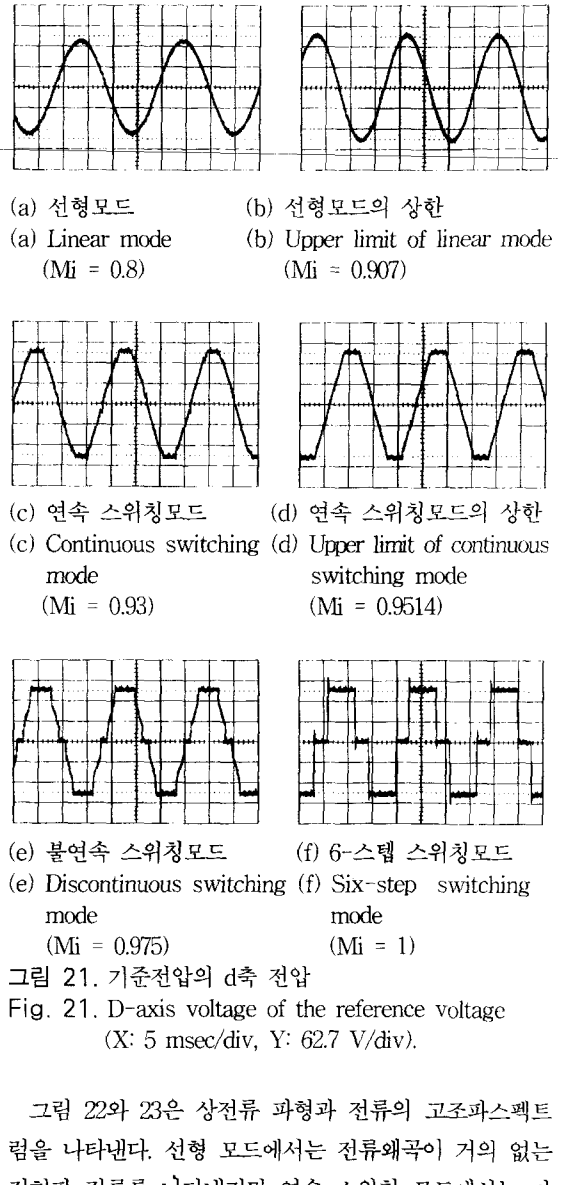
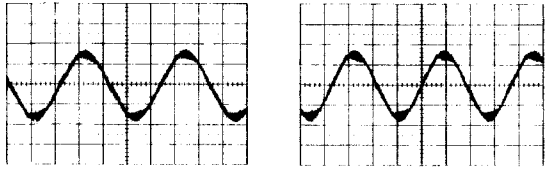
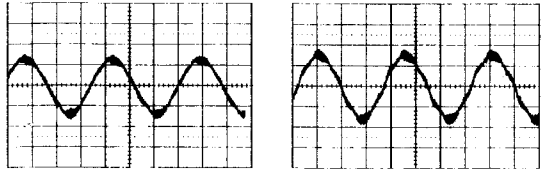


그림 21. 기준전압의 d축 전압
Fig. 21. D-axis voltage of the reference voltage (X: 5 msec/div, Y: 62.7 V/div).

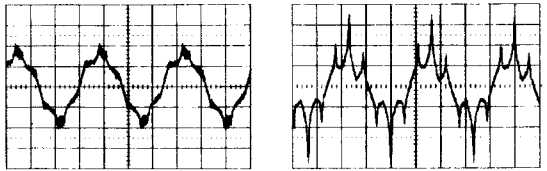
그림 22와 23은 상전류 파형과 전류의 고조파스펙트럼을 나타낸다. 선형 모드에서는 전류왜곡이 거의 없는 정현파 전류를 나타내지만 연속 스위칭 모드에서는 다소 전류의 왜곡이 증가하며 불연속 스위칭 모드와 6-스텝 스위칭 모드에서는 저차고조파의 영향으로 전류 왜곡이 더욱 증가함을 보여준다.



(a) 선형 모드 (a) Linear mode ($M_i = 0.8$)
 (b) 선형 모드의 상한 (b) Upper limit of linear mode ($M_i = 0.907$)

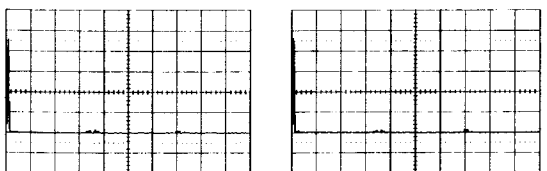


(c) 연속 스위칭모드 (c) Continuous switching mode ($M_i = 0.93$)
 (d) 연속 스위칭모드의 상한 (d) Upper limit of continuous switching mode ($M_i = 0.9514$)

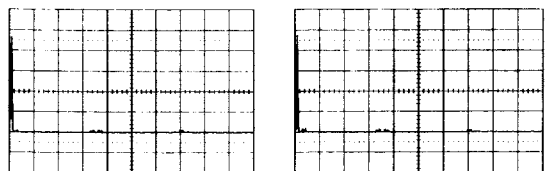


(e) 불연속 스위칭모드 (e) Discontinuous switching mode ($M_i = 1$)
 (f) 6-스텝 스위칭모드 (f) Six-step switching mode ($M_i = 0.975$)

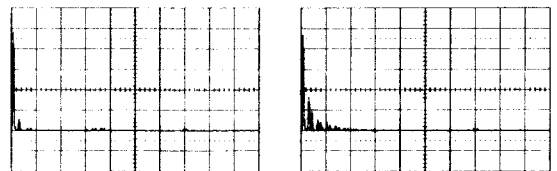
그림 22. 전동기의 상전류
 Fig. 22. Phase current of the motor
 (X: 5 msec/div, Y: 2 A/div).



(a) 선형 모드 (a) Linear mode ($M_i = 0.8$)
 (b) 선형 모드의 상한 (b) Upper limit of linear mode ($M_i = 0.907$)

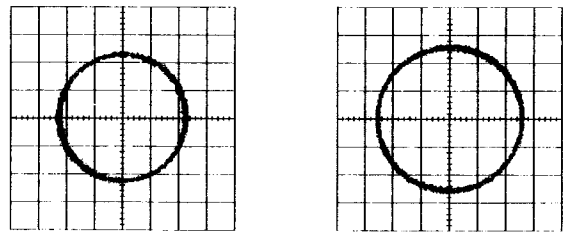


(c) 연속 스위칭모드 (c) Continuous switching mode ($M_i = 0.93$)
 (d) 연속 스위칭모드의 상한 (d) Upper limit of continuous switching mode ($M_i=0.9514$)

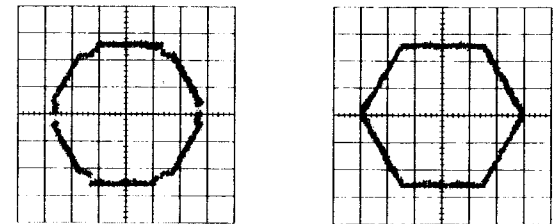


(e) 불연속 스위칭모드 (e) Discontinuous switching mode ($M_i = 0.975$)
 (f) 6-스텝 스위칭모드 (f) Six-step switching mode ($M_i = 1$)

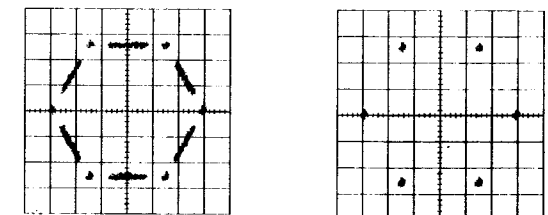
그림 23. 상전류에 대한 고조파 분석
 Fig. 23. FFT analysis with regard to phase current
 (X: 5 msec/div, Y: 2 A/div).



(a) 선형모드 (a) Linear mode
 (b) 선형모드의 상한점 (b) Upper limit of linear mode



(c) 연속스위칭모드 (c) Continuous switching mode
 (d) 연속스위칭모드의 상한점 (d) Upper limit of continuous switching mode



(e) 불연속스위칭모드 (e) Discontinuous switching mode
 (f) 6-스텝모드 (f) Six-step mode

그림 24. 전압벡터의 이동궤적
 Fig. 24. Movement trajectory of voltage vector
 (X: 62.7 V/div, Y: 62.7 V/div).

그림 24는 기준전압벡터의 이동궤적을 나타낸다. 선형영역에서는 (a), (b)와 같이 기준벡터가 원궤적을 따라 이동한다. 연속 스위칭 모드에서는 원궤적에서 6각형 변상 이동궤적이 증가하여 변조지수 0.9514일 때 6

각형과 일치한다. 변조지수가 더욱 증가하여 불연속 스위칭 모드가 되면 유지각에 의한 전압벡터의 정지구간이 나타나 그림 24(e)와 같이 6각형의 정점에서 머무르는 형태의 벡터 이동궤적을 추종하게 되며 변조지수 1일 때 6-스텝 스위칭모드로 동작하게 되어 그림 24(f)와 같이 전압벡터는 6각형의 정점에만 머무르게 된다.

VI. 결 론

본 논문은 공간벡터 PWM의 과변조영역에서 출력전압을 선형화하여 PWM인버터의 전압이용률을 최대화할 수 있는 선형화 기법을 제안하였다. 제안한 선형화 기법은 과변조영역을 변조지수에 따라 연속 스위칭 모드와 불연속 스위칭 모드로 분리하여 기본파의 크기를 보상하는 2-모드 기법으로 푸리에급수를 이용하여 기준각을 계산하였으며, 실시간으로 계산하기 위해 근사식을 사용하였다. 시뮬레이션 및 실험의 결과를 통해 과변조영역에서 인버터의 출력전압이 선형적으로 제어됨을 확인하였다. 그러나 전압벡터의 왜곡으로 전류의 왜곡이 다소 증가하는 단점이 나타났다. 향후과제로 과변조영역에서 고조파 저감에 관한 연구와 페루프 시스템에 선형화기법 적용시 전류제어에 필요한 필터설계에 대한 연구가 필요할 것으로 사료된다.

참 고 문 헌

[1] H. W. Van Der Broeck, H.C. Skudely,

"Analysis and Realization of a Pulse Width Modulator Based Voltage Space Vector", *IEEE Trans. on Ind. Appl.* vol. IA-24, No.1, pp142-150, 1988.

[2] 박영진, "고속전철용 VVVF 인버터의 고조파 저감기법에 관한 연구", *성균관대학교 석사학위논문*, 1997

[3] J. Holz, "Pulsewidth Modulation - A survey", *Conf. Record of IEEE, PESC'92*, pp.11-18, 1992.

[4] J. Holtz, W. Lotzkat and A. M. Khambadkone, "On Continuous Control of PWM Inverter in the Overmodulation Range Including the Six-Step Mode", *IEEE Trans. on PE*, vol. 8, No. 4, pp. 546-553, 1993.

[5] 이지명, 이동춘, 최중우, "PWM인버터의 과변조 제어기법", *대한전기학회 논문집*, 제 46권, 제 5호, pp. 712-719, 1997

[6] S. Bolognani, M. Zigliotto, "Novel Digital Continuous Control of SVM Inverters in the Overmodulation Range", *IEEE Trans. on IA*, Vol. 33, No. 2, pp.525-530, 1997.

[7] A. R. Bakhshai, G. Joos, H. Jin, "Incorporating the Overmodulation Range in Space Vector Pattern Generators Using A Classification Algorithm", *IAS'97*, pp.1007-1013, 1997.

저 자 소 개



裴壯鎬(正會員)

1997년 성균관대학교 전기공학과 학사. 1999년 성균관대학교 전기전자 및 컴퓨터공학부 석사. 1999년 8월~현재, 한국전기연구소 근무중



崔宗默(正會員)

1981년 연세대학교 전기공학과 학사. 1983년 연세대학교 전기공학과 석사. 1981년 2월~1999년 6월 대우중공업(주) 철차연구소. 1997년 7월~현재, 한국철도차량(주) 중앙연구소 전장

품 개발팀 책임연구원



金 淵 忠(正會員)

1995년 성균관대학교 전기공학과 학사. 1997년 성균관대학교 전기공학과 석사. 1997년 2월~현재, 성균관대학교 전기전자 및 컴퓨터 공학부 박사 과정



奇 相 佑(正會員)

1990년 동아대학교 전기공학과 학사. 1992년 동아대학교 전자공학과 석사. 1992년 1월~1999년 6월 대우중공업(주) 철차연구소 1999년 7월~현재, 한국철도차량(주) 중앙연구소 전장품 개발팀 선임연구원



元 忠 淵(正會員)

1978년 성균관대학교 전기공학과 학사. 1980년 서울대학교 전기공학과 석사. 1987년 서울대학교 전기공학과 박사. 1988년 3월~현재, 성균관대학교 전기전자 및 컴퓨터공학부 교수



裴 起 焄(正會員)

1968년 1월 8일생. 1992년 2월 영남대학교 전기공학과 졸업. 1994년 2월 영남대학교 전기공학과 석사. 1994년 1월~1999년 6월 대우중공업(주) 중앙연구소 전장품개발팀 근무. 주관심분야 : 철도차량용 보조전원장치(CVCF, PWM converter)