

출력 상전압을 이용한 멀티-캐리어 PWM 기법의 간단한 고조파 분석 방법

論文

52B-7-8

The Simple Harmonic Analysis Method of the Multi-Carrier PWM Techniques by Using the Output Phase Voltage in the Multi-Level Inverter

金俊成* · 金太進** · 姜大旭*** · 玄東石§

(June-Sung Kim · Tae-Jin Kim · Dae-Wook Kang · Dong-Seok Hyun)

Abstract - This paper deals with a simple method in order to analyze and compare the harmonic characteristics in the multi-level inverter. Generally, the magnitude of harmonic components becomes different according to the multi-carrier Pulse Width Modulation(PWM) techniques, the modulation index(M_i) and the switching frequency. The previous papers analyzed the harmonic characteristics from the viewpoint of the space voltage vector. Hence, the calculation of the harmonic vector becomes more difficult and complex in 4-level or over 5-level. However, the proposed method has reduced an amount of calculation and simplified the process of it, using the relationship between the reference voltage and the output phase voltage to the load neutral point. It is applied to the 5-level cascade inverter and the harmonic characteristics for each multi-carrier PWM technique are compared through the simulation.

Key Words : Harmonic Distortion Factor(HDF), Space vector approach, Phase voltage approach, Multi-carrier PWM techniques

1. 서 론

멀티-레벨 인버터는 직류 전압원 합성을 통하여 높은 전압 정격을 실현 할 수 있고 교류 파형의 고조파 저감에 매우 효과적이다. 또한 멀티-레벨 인버터는 스위칭 과도상태 동안 발생하는 인버터의 출력에서 dv/dt 와 Surge 전압의 감소로 인하여 EMI (Electro-Magnetic Interference) 현상이 저감되는 고압 대용량에 적합한 장점을 지니고 있다[1].

이러한 장점들로 인해, 멀티-레벨 인버터에서는 다음과 같은 다양한 멀티-캐리어 PWM 기법들이 연구되어 왔다.

1) Alternative Phase Opposition Disposition (APOD) technique 2) Phase Opposition Disposition (POD) technique 3) Phase Disposition (PD) technique 4) Phase Shifted (PS) technique 5) Carrier Redistribution (CR) technique Considering Leg Voltage Redundancies [2][3].

위의 다양한 멀티-캐리어 PWM 기법들을 이용하여 인버터 구동을 최적화하기 위해서는 각각의 멀티-캐리어 PWM 기법들이 가지는 고조파 특성을 비교, 분석하는 것이 매우 중요하다. 이러한 이유로 고조파 성분의 측정을 위해 THD (Total Harmonic Distortion) 와 DF (Distortion Factor) 가 사용되었지만, PWM 전압형 인버터(PWM-Voltage Source

Inverter)의 고조파 특성을 이론적으로 해석하는데 있어 보다 직관적이고 올바르게 접근해 가는 방법은 공간 벡터 접근 방법이다[4][5].

저자들은 3-레벨 인버터에서 이 공간 벡터 접근 방법을 이용하여 고조파 특성을 분석하였고 그 결과 다음과 같은 사실들을 발견하였다[6]. 첫째, 3-레벨에서는 SVPWM 방법을 구현하기 위해 새로운 dc 오프셋전압($V_{off-set}$)이 필요하였다[7]. 둘째, 공간 벡터 접근 방법은 고조파 특성을 분석하기 위해 고조파 왜곡지수(HDF)를 벡터 공간에서 구하였기 때문에 멀티-레벨 인버터의 고조파 특성을 분석하기에 적합하지 않았다. 이 방법은 선택된 스위칭 벡터와 기준전압 벡터와의 차인 고조파 전압을 이용하여 고조파 자속을 얻었고 이를 통해 각 샘플링 구간동안 시간의 이동 경로에 따라 임의의 기술키와 크기를 가진 직선의 방정식을 얻었다. 이 방정식을 좌표상에 원점 대칭으로 그린 것이 고조파 자속 레직(HFT)이고 이 레직의 수는 기준 전압 벡터를 인가할 수 있는 스위칭 조합이 많고 적음에 따라 커다란 영향을 받는다. 이 스위칭 조합의 수는 전압 벡터의 증가량과 밀접한 관련이 있는데 한 섹터 영역에서 2-레벨 인버터는 스위칭 조합의 수가 1개이므로 4개의 직선의 방정식을 가지지만 3-레벨은 24개, 4-레벨은 48개, 5-레벨은 80개의 수식을 갖는다. 또한 멀티-레벨 인버터는 다양한 멀티-캐리어 PWM 기법들을 구현할 수 있으며 기존의 해석 방법은 각 PWM 기법에 따라 고조파 자속에 대한 직선의 방정식을 새롭게 계산해야하는 문제점이 있다. 즉 멀티-레벨 인버터에서 다양한 PWM 기법에 대한 고조파 특성을 비교, 분석 할 때 공간 벡터 접근 방법은 고조파 자속을 구하기 위한 계산식의 증가로 인해 구현이 거의 불가능하다. 그러므로 멀티-레벨 인버터에서 고조파 특성을 가변 시키는 스위칭 주파수, 변조

* 準 會 員 : 漢陽大 電氣工學科 碩士課程

** 正 會 員 : 漢陽大 電氣工學科 博士課程

*** 正 會 員 : 漢陽大 電氣工學科 博士課程

§ 正 會 員 : 漢陽大 工大 電氣工學科 教授 · 工學博士

接受日字 : 2003年 4月 4日

最終完了 : 2003年 6月 4日

지수(M_i), 전압벡터들의 순서와 인가되는 시간들의 조합에 대해 고조파 특성을 비교, 분석하기 위해서는 보다 간단한 다른 측면에서의 해석이 필요하다. 본 논문에서 적용한 상전압 접근 방법은 멀티-레벨 인버터에서 기준 상전압과 부하 중성점 기준 출력 상전압과의 차로써 정의된 고조파 상전압을 이용하여 고조파 자속을 구하는 방법으로 기존의 분석 방법이 가지는 전압 벡터 계산의 복잡성을 극복할 수 있다. 즉 상전압 접근 방법은 인버터의 출력전압으로부터 delta-wye 관계를 이용하여 쉽게 출력 상전압을 얻을 수 있으며 이를 통해 고조파 자속을 구하는 방법이다. 이 방법은 고조파 특성을 가변 시키는 요소들이 공간 벡터상 뿐 아니라 출력 상전압에도 반영되기 때문에 두 방법은 접근 방법의 차이일 뿐 동일한 결과를 나타낸다. 이는 인버터의 전압 벡터를 이용한 방법과 상전압을 이용하는 방법이 동일한 결과를 갖는 것과 유사하다[14].

본 논문은 DC-link의 불평형 문제를 고려하지 않고 다양한 멀티-캐리어 PWM 기법들을 실행하기 위해 Cascade 멀티-레벨 인버터를 사용하였고 다양한 변조지수에 대해 고조파 분석을 하였으며 변조지수는 DC-link 전압이 V_{dc} 로 주어진 경우 다음과 같이 정의하였다.

$$M_i = \frac{V_{1m}}{V_{1m6step}} \quad (1)$$

$$V_{1m6step} = (2V_{dc}/\pi)$$

여기에서 V_{1m} 은 기본파 성분의 출력 상 전압의 크기이고, $V_{1m6step}$ 은 six-step 모드의 기본파 크기이다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 기존의 분석 방법을 2-레벨과 3-레벨에서 상세히 검토한 뒤 멀티-레벨로 확장시 문제점에 대해 제시하였다. 그리고 상전압 접근 방법을 소개하고 이 방법이 기존의 공간 벡터 접근 방법과 동일한 결과임을 증명하였다. 마지막으로 다양한 멀티-캐리어 PWM 기법들의 고조파 왜곡 특성이 제안한 방법을 적용한 시뮬레이션을 통해 비교, 분석되었다.

2. 기존의 고조파 분석 방법

2.1 기본 이론[8]

일반적으로, 고조파 특성은 다음과 같은 사항들에 의해 영향을 받을 수 있다.

- 1) 스위칭 주파수.
- 2) 변조지수(M_i).
- 3) 전압 벡터들의 순서와 인가되는 시간들의 조합.

공간 벡터의 접근 방법은 고조파 자속(λ_h)을 이용하여 출력전압의 고조파 특성을 분석하였다. 이 고조파 자속(λ_h)은 선택된 공간 전압 벡터와 기준 전압 벡터와의 차로 정의되는 고조파 전압 벡터(\vec{V}_h)의 시간적분으로 정의된다.

$$\lambda_h = \int_0^{T_s} \vec{V}_h dt = \int_0^{T_s} (\vec{V}_k - \vec{V}^*) dt \quad (2)$$

여기에서 \vec{V}_k 는 k 번째 상태의 전압 벡터, \vec{V}^* 는 기준전압 벡터이고 T_s 는 샘플링 시간이다. 고조파 자속(λ_h)은 다음 식처럼 규준화 된다(normalizing).

$$\lambda_1 = \frac{\lambda_{h1}}{\lambda_n} \quad (3)$$

$$\lambda_n = \frac{2 \cdot V_{dc}}{\pi} \cdot \frac{T_s}{2} \quad (4)$$

여기에서 λ_{h1} 은 $T_s/2$ 동안의 고조파 자속(λ_h)이고, λ_n 은 six-step mode의 출력 상전압의 피크값이다. 따라서 λ_1 은 six-step mode의 출력 상전압의 피크치를 기준으로 $T_s/2$ 동안의 고조파 자속(λ_h)을 나타낸다. λ_1 을 각 샘플링 구간별로 공간 벡터 좌표상에 표현한 궤적을 고조파 자속 궤적(HFT)이라 하고 이 궤적은 한 샘플링 동안 대칭적인 궤적을 가지므로 평균값은 0이 된다. 그러므로, λ_1 은 식 (5)와 같은 rms 값으로 표현된다.

$$\lambda_{1rms}^2 = \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s/2} \lambda_1^2 dt \quad (5)$$

λ_{1rms}^2 은 한 샘플링 시간 동안의 rms 값이므로 이것은 식 (6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\lambda_{1rms}^2 = 2 \cdot \lambda_{1rms}^2 \quad (6)$$

λ_{1rms}^2 은 60° 마다 대칭적인 특성을 가지므로 고조파 왜곡 지수(HDF)는 기본파 한 주기당 식 (7)과 같이 계산 할 수 있다.

$$HDF = \frac{3}{\pi} \int_0^{\pi/3} \lambda_{1rms}^2 d\theta \quad (7)$$

고조파 왜곡 지수(HDF)는 기본파 한 주기당 선택된 전압 벡터들과 변조지수의 크기, 스위칭 주파수를 고려한 고조파의 크기를 나타낸다.

그림 1(a)는 2-레벨 인버터의 공간 벡터 다이어그램을 보여준다. 이 그림은 \vec{V}_0 부터 \vec{V}_7 까지 8개의 다른 벡터를 가지고 있고 이 벡터들은 각 상전압 (V_a, V_b, V_c)에 대한 정보를 가지고 있다. 기준 전압 벡터가 그림 1(a)에서처럼 섹터 I에 위치한다면 그림 1(b)와 같이 대칭적인 스위칭 시퀀스가 발생된다. 여기서 t_7, t_2, t_1, t_0 는 $\vec{V}_7, \vec{V}_2, \vec{V}_1, \vec{V}_0$ 에 각각 인가된 시간을 나타낸다. 그림 1(c)에서 $\vec{V}_{1h}, \vec{V}_{2h}, \vec{V}_{0h}$ 는 변조지수(M_i)에 의존하는 고조파 전압 벡터들이다. 그림 1(c)의 λ_1 은 식 (3)과 (4)를 통해 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \lambda_1 &= -M_i e^{j\theta} t & 0 \leq t \leq t_7 \\ &= -\frac{\pi}{3} e^{j(\pi/3)} t_7 + \left(\frac{\pi}{3} e^{j(\pi/3)} - M_i e^{j\theta}\right) t & t_7 \leq t \leq t_7 + t_2 \\ &= -M_i e^{j\theta} (t_7 + t_2) + \frac{\pi}{3} e^{j(\pi/3)} t_2 & t_7 + t_2 \leq t \leq \frac{t_s}{2} - t_0 \\ &\quad + \left(\frac{\pi}{3} - M_i e^{j\theta}\right) (t - t_7 - t_2) & \\ &= \frac{\pi}{3} (t_1 + t_2 e^{j(\pi/3)}) - M_i e^{j\theta} t & \\ &\quad - \frac{t_s}{2} - t_0 \leq t \leq \frac{t_s}{2} & \end{aligned} \quad (8)$$

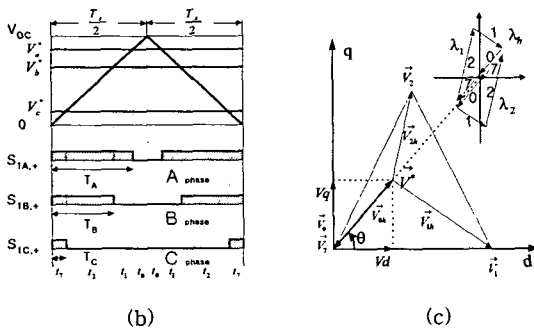
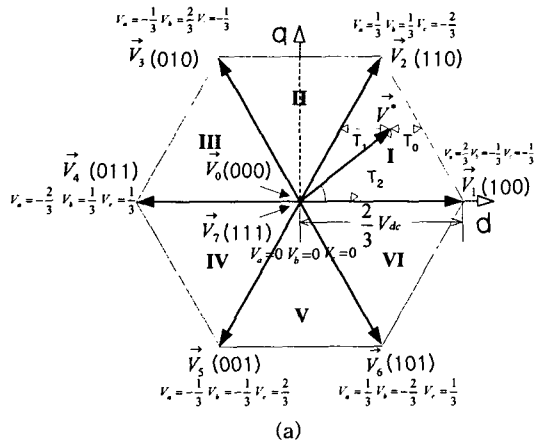


그림 1 2-레벨 인버터에서 공간 벡터 접근 방법
(a) 공간 벡터 다이어그램 (b) 스위칭 시퀀스
(c) 섹터 I에서 고조파 자속 궤적(HFT)
Fig. 1 The space vector approach in 2-level inverter
(a). The space vector diagram (b) The switching sequence (c) HFT in sector I

식 (8)의 4개의 방정식을 살펴보면 이 식들은 두 점간에 임의의 기울기를 가진 직선의 방정식임을 알 수 있다. 그림 2는 식 (8)의 방정식들을 근거로 각 샘플링 시간별로 임의의 크기와 기울기를 가진 시간의 함수로 나타내었다. 결국 그림 1(c)의 고조파 자속 궤적(HFT)은 이러한 고조파 전압에 의한 자속의 리플, 즉 고조파 자속 성분이 가진 기울기와 크기를 좌표축상의 원점 대칭으로 나타낸 것이다. 2-레벨 인버터에서 고조파 왜곡지수(HDF)는 그림 1(b)에서 보여준 것처럼 오직 하나의 스위칭 시퀀스만을 가지므로 4개의 식을 가진 λ_1 에 의해 쉽게 계산된다.

2.2 3-레벨에서의 해석[6]

공간 벡터 접근 방법을 이용하여 저자들은 3-레벨 인버터에서 PD 기법의 고조파를 해석하였다.

그림 3은 3-레벨 인버터에 대한 섹터 I에서의 고조파 자속 궤적(HFT)을 보여준다. 섹터 I은 이용 가능한 전압 벡터들의 증가로 인해 4개의 영역으로 분할되어진다. 더욱이, 스위칭 벡터들은 기준 전압 벡터의 축($\pi/6, \pi/2, 5\pi/6, 7\pi/6, 3\pi/2, 11\pi/6$) 위치에 따라 다르게 나타난다. 예를 들어, 만약 기준 전압 벡터가 $-\pi/6 < \theta < \pi/6$ 에 위치해 있다면 small 전압 벡터 \vec{V}_1 이 선택되어 지고, 기준 전압이 $\pi/6 < \theta < \pi/2$

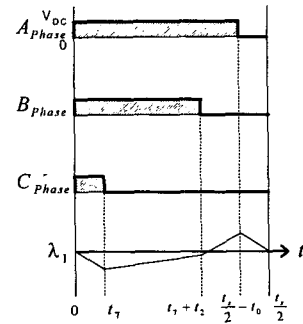


그림 2 각 상전압에 대한 λ_1 의 궤적
Fig. 2 The trajectory of λ_1 by each phase voltage

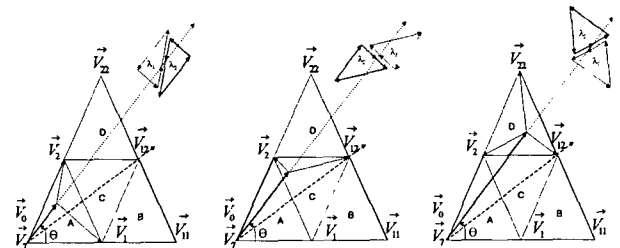


그림 3 3-레벨 인버터의 섹터 I에서 HFT
Fig. 3 HFT in sector I of the 3-level inverter

표 1 전압 벡터의 출력 시퀀스.

Table 1 Output sequence of the voltage vector.

	$0 \leq \theta \leq \pi/6$	$\pi/6 \leq \theta \leq \pi/3$
Region A	$V_{1-} - V_{2-} - V_{0-} - V_{1+}$	$V_{2-} - V_{0-} - V_{1+} - V_{2+}$
Region B	$V_{1-} - V_{11-} - V_{12-} - V_{1+}$	
Region C	$V_{1-} - V_{2-} - V_{12-} - V_{1+}$	$V_{2-} - V_{12-} - V_{1+} - V_{2+}$
Region D	$V_{2-} - V_{12-} - V_{22-} - V_{2+}$	

의 경우 \vec{V}_2 가 선택되어 진다. 섹터 I에서 모든 영역에 대한 전압 벡터의 출력 시퀀스는 표 1에 정리하였다. 여기서, V_{n+} 과 V_{n-} ($n=1, 2$)는 섹터 I에서 small 전압 벡터의 리던던시를 나타낸다.

따라서, λ_1 은 위의 표와 같은 스위칭 시퀀스로 인해 4개의 식으로 만들어지는 고조파 자속 궤적(HFT)이 6개가되어 총 24개의 식이 필요로 하게 된다[7]. 위의 과정을 통해 3-레벨 인버터에서 공간 전압 벡터 접근 방법은 2-레벨 인버터보다 많은 양의 계산이 필요로 함을 알 수 있다.

2.3 멀티-레벨 인버터로 확장시 문제점

기존의 공간 벡터 접근 방법은 고조파 특성을 분석하기 위해 고조파 왜곡지수(HDF)를 벡터 공간상에서 구하였다. 선택된 스위칭 벡터와 기준전압 벡터와의 차인 고조파 전압을 이용하여 고조파 자속을 얻었고 이를 통해 고조파 왜곡지수를 얻을 수 있었다. 각 샘플링 구간동안 고조파 자속은 시간의 이동 경로에 따라 임의의 기울기와 크기를 가진 직선의 방정식으로 나타나고 이를 좌표상에 원점 대칭으로 그린 것이 고조파 자속 궤적(HFT)이다. 기존의 공간 벡터 접근

근 방법은 고조파 자속 제적(HFT)의 수와 밀접한 관련이 있다고 볼 수 있다. 또한 고조파 자속 제적(HFT)의 수는 기준 전압 벡터를 인가할 수 있는 스위칭 조합이 많고 적음에 따라 커다란 영향을 받는다. 이 스위칭 조합의 수는 전압 벡터의 증가량과 밀접한 관련이 있는데 2-레벨 인버터는 한 섹터 영역에서 이 스위칭 조합의 수가 1개이므로 4개의 직선의 방정식을 가지지만 레벨이 증가함에 따라 n^3 배 만큼 전체적인 전압 벡터의 수가 증가하고 이에 따라 스위칭 조합의 수 또한 비례하여 증가하게 된다. 뿐만 아니라 기준 전압 벡터의 축($\pi/6, \pi/2, 5\pi/6, 7\pi/6, 3\pi/2, 11\pi/6$)에 따라 선택되는 small 벡터가 달라져 스위칭 조합의 수는 더 증가하게 된다. 그 결과 그림 4와 같이 한 섹터 영역에서 3-레벨은 24개, 4-레벨은 48개, 5-레벨은 80개의 직선의 방정식을 갖는다. 여기에서 흰 원은 하나의 스위칭 시퀀스 조합을 가지고 검은색 원은 2개의 스위칭 시퀀스 조합을 가진다. 따라서 멀티-레벨 인버터에서는 이러한 증가된 계산 양으로 인해 고조파의 특성을 분석한다는 것은 거의 불가능하다. 더욱이 멀티-레벨 인버터는 하나의 멀티-캐리어 PWM 기법만 구현할 수 있는 것이 아니라 다양한 멀티-캐리어 PWM 기법들을 구현할 수 있다. 그러나 멀티-레벨 인버터는 각각의 멀티-캐리어 PWM 기법이 고차 레벨 인버터에서 가지는 고조파 자속 제적(HFT)의 계산양도 방대하지만 다른 종류의 캐리어 기법을 적용하면 각각의 멀티-캐리어 PWM 기법에 따라 선택되는 스위칭 전압 벡터가 다르기 때문에 고조파 자속에 대한 직선의 방정식을 새롭게 계산해야만 한다. 따라서 기존의 공간 벡터 접근 방법을 이용하여 멀티-레벨 인버터의 고조파 특성을 비교, 분석하기 위해서는 한 캐리어 PWM 기법이 가지는 계산뿐만 아니라 다른 캐리어 PWM 기법의 계산양도 더해지게 되므로 멀티-레벨 인버터에서 다양한 멀티-캐리어 PWM 기법들의 고조파 특성을 비교, 분석하기란 거의 불가능하다.

3. 상전압 접근 방법

기존의 공간 벡터 접근 방법은 저차 레벨 인버터의 고조파 특성을 비교, 분석하는데 효과적이지만 전압 벡터의 증가와 더불어 스위칭 시퀀스의 증가로 인하여 고차 레벨 인버터에 대한 적용이 매우 어렵다. 또한 다양한 멀티-캐리어 PWM 기법들에 대한 고조파의 비교, 분석이 거의 불가능하다. 기존의 방법이 가지는 이러한 문제점은 전압을 벡터로 취급하여 벡터 공간상에서 해석하였기 때문이다. 그러나 실제의 3상 인버터 시스템에서는 실제의 스위칭 시간이 폴(pole)전압 상태를 결정하고 이 폴(pole)전압은 부하 출력 상전압을 결정한다. 결국 식 (2)에서 k 번째 인버터 출력 전압과 기준전압은 스위칭 시간에 따라 그 차이의 크기 즉 고조파 전압의 크기를 결정하게 된다. 따라서 이러한 벡터공간 상에서 해석을 하는 것 보다 시간축 상의 해석이 오히려 계산상의 복잡성을 덜어 줄 수 있다. $d-q$ 변환 이론으로부터 상전압에 대한 기준전압은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} V_a^* \\ V_b^* \\ V_c^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_d^* \\ V_q^* \end{bmatrix} \quad (9)$$

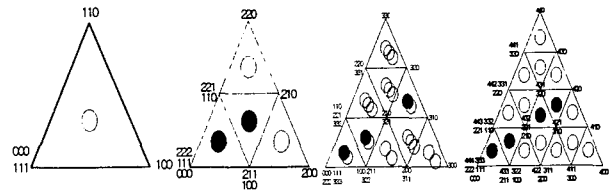


그림 4 2~5-레벨까지 섹터 I에서 분할 영역과 전압 벡터의 증가

Fig. 4 The increase of space vectors and regions in sector I from 2-level to 5-level

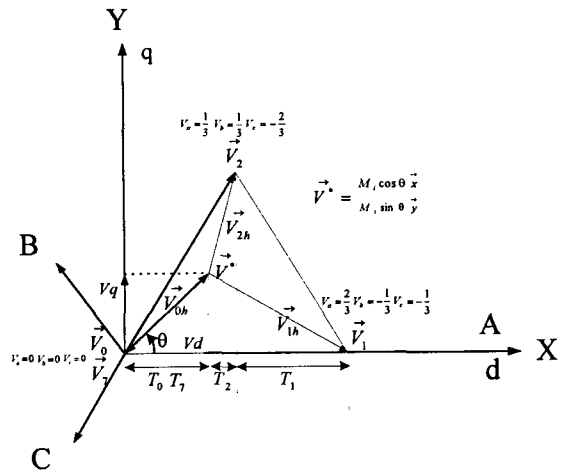


그림 5 섹터 I에서 dq-abc 변환

Fig. 5 dq-abc transformation in the sector I

또한, 각 스위칭 전압 벡터를 그림 1(a)에서처럼 3상에 관한 부하 출력 상전압으로 바꾸어 나타낼 수 있다. 만약 임의의 변조지수(M_i)와 θ 를 가진 기준전압 벡터가 섹터 I에 인가되었을 때 식 (2)는 $dq-abc$ 변환에 의해 식 (10)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \lambda_{h1(a,b,c)} = & \int_0^{t_1} \left(\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_a^* \\ V_b^* \\ V_c^* \end{bmatrix} \right) dt \\ & + \int_{t_1}^{t_1+t_2} \left(\begin{bmatrix} 1/3 \\ 1/3 \\ -2/3 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_a^* \\ V_b^* \\ V_c^* \end{bmatrix} \right) dt \\ & + \int_{t_1+t_2}^{t_1+t_2+t_3} \left(\begin{bmatrix} 2/3 \\ -1/3 \\ -1/3 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_a^* \\ V_b^* \\ V_c^* \end{bmatrix} \right) dt \\ & + \int_{\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}-t_0} \left(\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_a^* \\ V_b^* \\ V_c^* \end{bmatrix} \right) dt \end{aligned} \quad (10)$$

여기에서, $\lambda_{h1(a,b,c)}$ 은 $T_s/2$ 동안의 출력 상전압에서의 고조파 자속이다. 그림 5는 식 (10)을 벡터 공간상에 나타낸 것이다.

3상이 평형이라면 식 (10)은 기본과 한 주기에 대해 한 상의 성분만을 고려해도 무방하다. 왜냐하면, 3 상에 대한

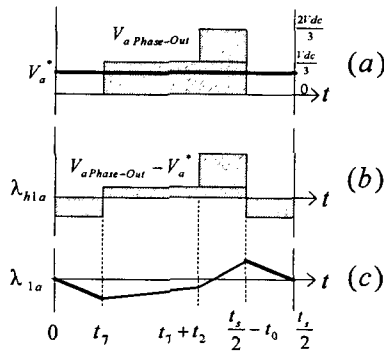


그림 6 고조파 상전압에 의한 고조파 자속
Fig. 6 The harmonic flux by the harmonic phase-voltage

출력 상전압은 평형이기 때문에 기본파 한 주기당 각 상의 고조파 왜곡지수(HDF)는 동일한 값을 갖는다. 그러므로, A 상에서의 고조파 자속(λ_{h1a})은 식 (11)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\lambda_{h1a} = \int_0^{t_1} (0 - V_a^*) dt + \int_{t_1}^{t_1+t_2} (1/3 - V_a^*) dt + \int_{t_1+t_2}^{t_2} (2/3 - V_a^*) dt + \int_{\frac{T_2}{2}-t_0}^{\frac{T_2}{2}} (0 - V_a^*) dt \quad (11)$$

식 (2)에서 각 스위칭 전압벡터와 기준전압 벡터와의 차가 고조파 전압의 크기이므로 동일하게 식 (11)의 출력 상전압과 기준 상전압과의 차를 고조파 상전압이라 정의 할 수 있다. 또한 식 (11)의 고조파 자속(λ_{h1a})은 기존의 방법과 유사하게 식 (3)과 (4)처럼 일반화되어질 수 있다. 식 (3)과 같이 six-step mode의 출력 상전압의 피크값(λ_n)에 의해 규준화(normalizing)시킨 상전압에 대한 고조파 자속(λ_{h1a})을 λ_{1a} 라 하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\lambda_{1a} = \frac{\lambda_{h1a}}{\lambda_n} \quad (12)$$

위의 식 (11)과 (12)의 고조파 자속의 크기는 그림 6에 나타난 것처럼 A상을 기준으로 임의의 크기를 가진 각 고조파 상전압들이 샘플링 시간의 크기에 의존하는 시간 함수로 나타낼 수 있다.

그림 6(a)는 각 샘플링 시간별로 선택되는 스위칭 전압 벡터에서 한 상에 대한 상전압의 크기와 임의의 크기를 가진 기준 상전압의 크기를 나타낸다. 식 (11)을 통해 이들의 차가 고조파 상전압(V_{ha})임을 알 수 있다. 그림 6(b)의 빗금친 부분의 면적은 식 (11)의 λ_{h1a} 을 나타내고 이 λ_{h1a} 을 식 (8)과 같이 시간에 따라 실시간 적분을 하면 그림 6(c)와 같은 궤적으로 표현된다. 그림 6을 통해 출력 상전압에 대한 고조파 자속은 시간의 이동경로를 따라 임의의 크기와 기울기를 가진 함수임을 알 수 있다.

식 (11)이 기존의 공간 벡터상에서 식 (2)를 통해 $T_s/2$ 동안 적분 경로를 갖는 λ_{h1} 과 동일한 크기임을 증명하기 위해 다음과 같은 벡터의 선적분을 이용하였다[13].

$$\int_C \vec{F}(r) \cdot d\vec{r} = \int_a^b \vec{F}(\vec{r}(t)) \cdot \frac{d\vec{r}}{dt} dt \quad (13)$$

윗 식에서 $\vec{F}(r)$ 은 a 에서 b 까지 곡선 C 를 따라 적분되는 함수이다. 식 (2)에서는 고조파 전압 벡터(\vec{V}_h)가 $\vec{F}(r)$ 을 나타낸다. 시간에 대한 적분 경로인 $\vec{r}(t)$ 는 식 (2)에서 각 샘플링 구간별 고조파 전압 벡터(\vec{V}_h)의 이동 경로를 나타내며, 시간에 대한 비례함수이므로 식 (14)와 같이 나타낼 수 있다. $0 \leq t \leq t_1$ 일 경우 그림 5와 같이 X, Y축에 대한 단위 벡터에 의해 $\vec{V}_1 = 0 \cdot \vec{x} + 0 \cdot \vec{y}$ 이고, $\vec{V}_2 = M_i \cos\theta \cdot \vec{x} + M_i \sin\theta \cdot \vec{y}$ 이므로 $\vec{F}(r)$ 은 식 (15)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\vec{r}(t) = t\vec{x} \quad (14)$$

$$\vec{F}(r) = -M_i \cos\theta \vec{x} - M_i \sin\theta \vec{y} \quad (15)$$

\vec{x} 와 \vec{y} 는 X축, Y축 방향의 단위 벡터이다. 따라서 식 (14)와 (15)를 식 (13)에 대입하면 다음과 같다.

$$\int_C \vec{F}(r) \cdot d\vec{r} = \int_a^b \vec{F}(\vec{r}(t)) \cdot \frac{d\vec{r}}{dt} dt = \int_0^{t_1} -M_i \cos\theta \vec{x} \cdot \vec{x} dt = -M_i \cos\theta t_1 \quad (16)$$

단, ($\vec{x} \cdot \vec{x} = 1$ and $\vec{x} \cdot \vec{y} = 0$)

위의 식 (16)은 식 (8)을 시간 영역으로 계산하는 것과 동일하다. 스칼라 적분인 식 (11)을 $0 \leq t \leq t_1$ 까지 계산하면 식 (11)의 첫 번째 항에서 $V_a^* = M_i \cos\theta$ 이므로 식 (16)과 동일한 결과를 얻게 된다. 그러므로 식 (11)에서 나타난 상전압 접근 방법은 그림 6과 벡터의 선적분을 통해 기존의 공간 벡터 접근 방법과 동일한 크기의 고조파 자속임을 알 수 있다.

식 (12)는 식 (6)과 (7)처럼 rms 값으로 변환되고, 한 샘플링 시간동안의 rms 값($\lambda_{ha rms}$)은 다음과 같다.

$$\lambda_{ha rms}^2 = 2 \cdot \lambda_{1a}^2 \quad (17)$$

마지막으로, 기본파 한 주기당 출력 상전압에 대한 고조파 왜곡지수(HDF_{phase})의 값은 식 (18)으로부터 계산되어진다. T 는 기본파 한 주기이다.

$$HDF_{Phase} = \frac{1}{T} \int_0^T \lambda_{ha rms}^2 dt \quad (18)$$

그림 7은 상전압 접근 방법의 불력도를 보여준다. 상전압 접근 방법은 직접 측정하거나 delta-wye의 관계로부터 쉽게 얻을 수 있는 부하 중성점 기준 출력 상전압의 정보가 필요

하다. 공간 벡터 접근 방법에서 기준 전압 V^* 는 인가된 시간을 구하기 위해 dc 옵셋전압($V_{off-set}$)을 더한 값이었지만, 상전압 접근 방법에서 기준 상전압 V_a^* 는 dc 옵셋전압($V_{off-set}$)이 선간전압 정보에서 서로 상쇄되어 사라지므로 순수한 정현파를 갖는 전압이다. 즉, dc 옵셋전압($V_{off-set}$)에 의해서 영전압 벡터 혹은 small 벡터가 양분되는 것은 기준 상전압을 변화시키는 것이 아니라 각 벡터가 인가되는 시간을 변화시켜주는 것이다.

본 논문에서 접근한 방법은 모든 멀티-캐리어 PWM 기법과 모든 멀티-레벨 인버터 토폴로지에 적용되는 간단한 접근 방법으로써 쉽게 고조파 왜곡지수(HDF_{phase})를 계산할 수 있다. 따라서 이 방법은 다양한 캐리어 PWM 기법을 갖는 멀티-레벨 인버터 시스템에서 고조파 특성을 비교, 분석하기 위한 알맞은 방법임을 알 수 있다.

4. 멀티-캐리어 PWM 기법

멀티-레벨 인버터는 다양한 캐리어 PWM 기법들의 구현이 가능하다. 본 논문에서 멀티-캐리어 PWM 기법들은 주로 5-레벨 인버터에 적용하였다[2][11][12]. 왜냐하면, APOD와 POD 기법들은 홀수차 레벨에서만 정의되고 3-레벨에서는 두 기법이 같은 캐리어 특성을 갖기 때문이다.

4.1 Alternative Phase Opposition Disposition (APOD) Method

이 기법은 N-레벨에서 N-1개의 캐리어 수를 가지고 있다. 각 레벨의 캐리어는 각각 서로 180°의 위상각 차이를 가지면서 재배치된다. 그림 8(a)는 5-레벨에서 캐리어와 기준 전압과의 관계를 나타낸다.

4.2 Phase Opposition Disposition (POD) Method

이 기법은 N-레벨에서 N-1개의 캐리어 수를 가지고 있다. 이 캐리어는 영을 기준으로 위와 아래로 나누어지며 위와 아래 각각 180°의 위상 차이를 가진다. 그림 8(b)는 5-레벨에서 캐리어와 기준 전압과의 관계를 나타낸다.

4.3 Phase Disposition (PD) Method

일반적으로 가장 널리 쓰이는 멀티-캐리어 기법으로 N-레벨에서 N-1개의 캐리어 수를 가지고 있다. 이 캐리어 파형은 각 레벨의 캐리어간에 동일한 위상을 가지고 있다. 영전압은 이 캐리어들의 중간에 위치하게 된다. 그림 8(c)는 5-레벨에서의 캐리어와 기준 전압과의 관계를 나타낸다.

4.4 Phase Shifted (PS) Method

이 기법은 각각의 캐리어별로 위상 변환된 캐리어들이 적용된다. 그림 8(d)는 5-레벨 인버터에서 기준 전압과 캐리어를 보여준다. 4개의 삼각파는 각각 90°씩 위상 변환되었다. 이 기법은 N-레벨에서 N-1개의 캐리어 파형을 필요로 한다.

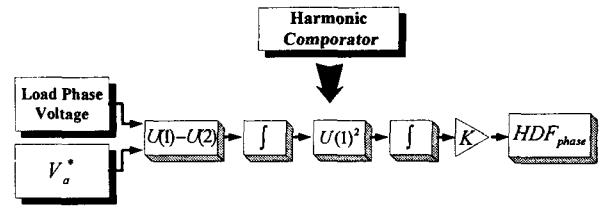


그림 7 상 전압 접근의 블럭도
Fig. 7 Block diagram of phase voltage approach

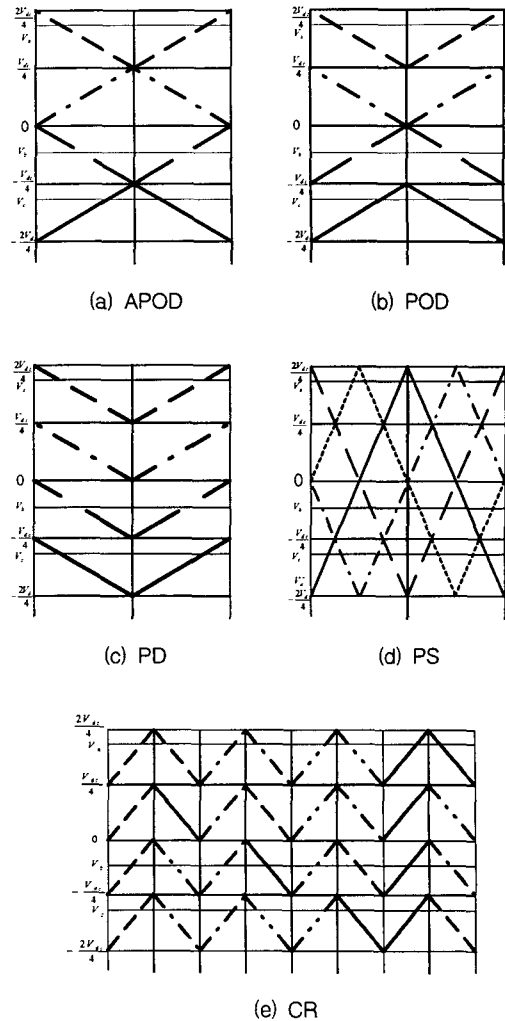


그림 8 멀티-캐리어 PWM 기법들
Fig. 8 Multi-carrier PWM techniques

4.5 Carrier Redistribution (CR) Method Considering Leg Voltage Redundancies

이 캐리어 기법은 N-레벨의 경우 $(N-1)^2$ 의 캐리어를 필요로 하므로 기존의 PD 기법 보다 $(N-1)$ 배 만큼 그 숫자가 증가하게 된다. 따라서 이 기법을 아날로그로 구현시에는 다소 제한이 따른다[3]. 그림 8(e)는 5-레벨에서의 캐리어와 기준 전압간의 관계를 나타낸다.

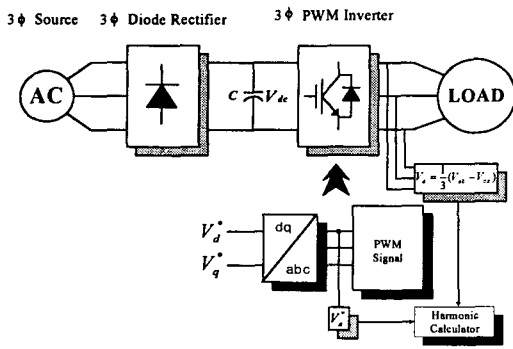


그림 9 시뮬레이션 블럭도
Fig. 9 Simulation block diagram

5. 시뮬레이션 결과와 비교

본 시뮬레이션은 고조파 왜곡지수 (HDF_{phase})의 관점으로 부터 멀티-캐리어 PWM 기법들의 고조파 특성을 비교, 분석하기 위해 구현되었다. 기존의 공간 벡터 접근 방법은 M-file에 수식을 대입하여 구현하는 반면 제안한 방법은 인버터 구조에서 출력 상전압과 기준 상전압간의 관계에 의해 수식의 계산 없이 실시간으로 시뮬레이션을 구현하였다. 그 결과를 토대로 PD 기법을 이용하여 SPWM과 SVPWM에서 레벨의 변화에 따른 고조파 특성을 비교, 분석하였다. 그림 9는 시뮬레이션 블럭도를 보여준다. PWM signal 부분은 다양한 캐리어들을 발생시키고 비교기를 통해 게이팅 펄스로 변환된다. Harmonic calculator 부분은 그림 7에서 보여준 것처럼 고조파 왜곡지수 (HDF_{phase})의 계산을 수행한다.

시뮬레이션에 적용된 파라미터값들은 다음과 같다.

총 DC 링크 전압(V_{dc}) = 300V, 기본과 주파수 = 60Hz
샘플링 타임(T_s) = 100 μ s

그림 10은 5-레벨 인버터의 SPWM에서 변조지수에 따른 각 멀티-캐리어 PWM 기법의 고조파 왜곡지수를 보여준다. 그림 10에서 PS 기법을 적용한 PS(1)은 전체적인 변조지수 안에서 다른 기법들에 비해 고조파 왜곡지수의 크기가 매우 작다. 그 이유는 PS(1)의 스위칭 주파수가 다른 기법들에 비해 4배나 더 높기 때문이다. 동일한 스위칭 주파수의 경우 PS(1)의 고조파 왜곡지수 크기는 APOD와 동일함을 그림 10의 PS(2)를 통해 알 수 있다. 이 결과는 총 고조파 왜곡률(THD)의 관점으로부터도 알 수 있다[9]. 저 변조지수 ($M_i < \pi/8$)에서는 APOD (=PS(2))와 POD의 고조파 왜곡지수가 같은 값을 갖는다. 그러나 고 변조지수 ($M_i > \pi/8$)에서는 APOD(또는 PS(2))가 POD 기법보다 더 낮은 고조파 왜곡지수의 값을 가진다. 그리고 이 현상은 변조지수가 대략 $\pi/4$ 에서 다시 반전이 된다. PD와 CR기법은 동일한 출력전압을 가지므로 같은 고조파 왜곡지수의 값을 가진다[3]. 동일한 스위칭 주파수의 조건 아래 PD와 CR 기법은 모든 변조지수 영역에서 다른 캐리어 PWM 기법에 비해 가장 적은 고조파 왜곡지수의 값을 가진다. 이런 이유로 PD 기법에 대해 레벨에 따른 SPWM과 SVPWM 방법의 고조파 왜곡지수를 비교, 분석하였다.

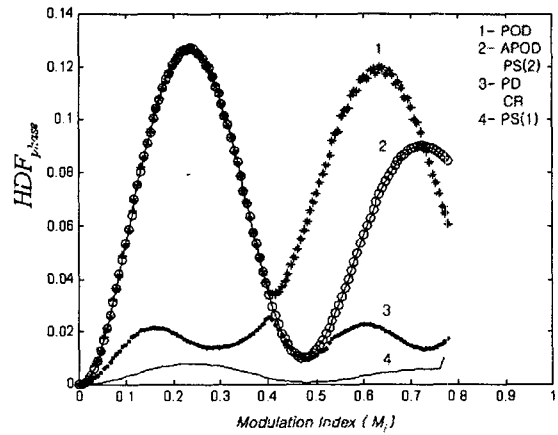


그림 10 멀티-캐리어 PWM 기법들에서 변조지수 (M_i)에 따른 HDF_{phase}

Fig. 10 Harmonic Distortion Factor (HDF_{phase}) according to modulation index (M_i) for multi-carrier PWM techniques

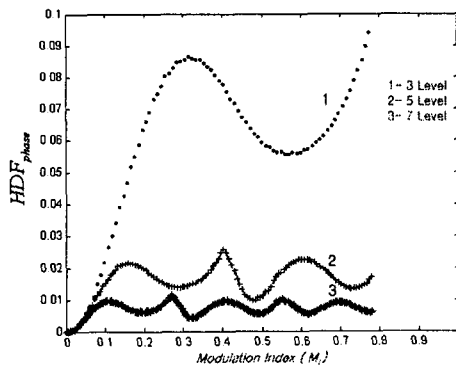
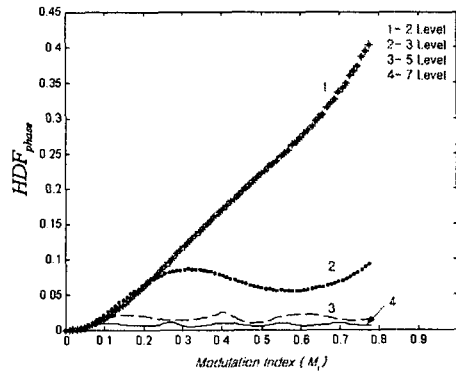


그림 11 PD 기법을 가진 SPWM에서의 HDF_{phase}

Fig. 11 Harmonic Distortion Factor (HDF_{phase}) for SPWM with PD technique

그림 11은 PD 기법 중 SPWM에서의 고조파 왜곡지수를 보여준다. 그림 12는 동일한 조건하에 SVPWM에서의 고조파 왜곡지수를 보여준다. 그림 11과 12의 아래쪽 그림은 보다 명확한 비교를 위해 2-레벨의 고조파 왜곡지수를 제외하

고 확대하였다. 이들 그림으로부터 알 수 있듯이 2-레벨에서의 SPWM과 SVPWM의 고조파 왜곡지수의 값은 공간 벡터 접근에 의해 얻은 결과값과 동일함을 알 수 있었다[8]. 레벨이 증가하면서 각각 두 방법의 고조파 왜곡지수의 값은 향상되었지만, SVPWM은 SPWM의 고조파 왜곡지수 보다 더 낮은 값을 가졌다. 그러나 5-레벨 이상에서는 이 두 방법에 따른 고조파 왜곡지수의 차가 크지 않았다. 그림 13은 SVPWM($M_i=0.7$)에서 사용한 기준전압과 dc 오프셋전압($V_{off-set}$)의 파형을 보여준다[7][10].

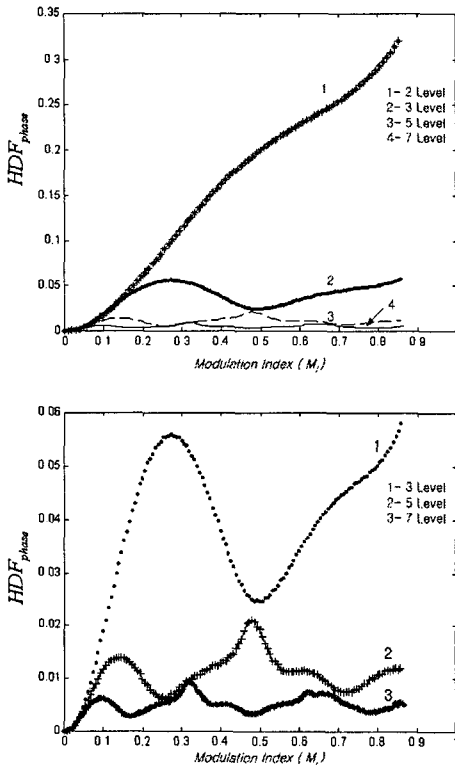


그림 12 PD 기법을 가진 SVPWM에서의 HDF_{phase}
 Fig. 12 Harmonic Distortion Factor (HDF_{phase}) for SVPWM with PD technique

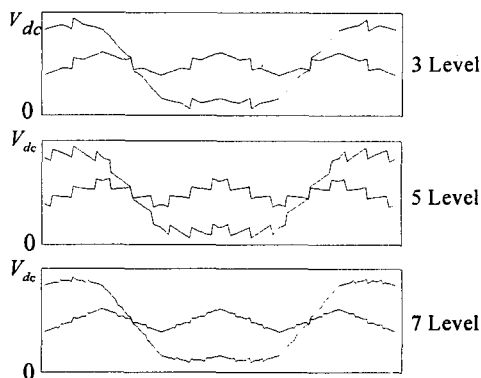


그림 13 SVPWM($M_i=0.7$)에서 사용한 기준전압과 dc 오프셋전압($V_{off-set}$)의 파형
 Fig. 13 The waveforms of the reference voltage and the dc offset voltage($V_{off-set}$) used in SVPWM ($M_i = 0.7$)

6. 결 론

본 논문은 멀티-레벨 인버터에서 상전압 접근 방법에 의해 고조파 특성을 비교, 분석하기 위한 간단한 방법을 제안하였다. 이 고조파 특성은 고조파 왜곡지수(HDF_{phase})를 통해 알 수 있는데 멀티-레벨 인버터에서 기존의 벡터 접근 방법은 고조파 왜곡지수를 구하기 위해 하나의 캐리어 PWM 기법이 가지는 계산 양 뿐 아니라 다른 캐리어 PWM 기법들이 가지는 고조파 자속식의 계산 양 때문에 각각의 멀티-캐리어 PWM 기법들의 고조파 특성을 비교, 분석하는 것이 거의 불가능하였다. 그러나 제안한 방법은 기준 상전압과 출력 상전압과의 차이인 고조파 자속값을 직접 시간축상에서 구했기 때문에 기존 방법의 전압벡터 계산 과정과 양을 줄였고 출력 상전압을 이용함으로써 다양한 멀티-레벨뿐 아니라 PWM 기법, 변조지수에 상관없이 실시간으로 고조파의 특성을 비교, 분석할 수 있었다. 제안한 방법을 이용하여 멀티-캐리어 PWM 기법들의 고조파 특성을 비교, 분석한 결과 PD와 CR 기법들이 다른 멀티-캐리어 PWM 기법들보다 고조파 왜곡지수의 값이 매우 작았고 2-레벨에서 공간 벡터 접근 방법에 의한 고조파 왜곡지수(HDF)의 값과 제안한 방법에 의한 고조파 왜곡지수(HDF_{phase})의 값이 동일함을 알 수 있었다. 또한 SPWM이나 SVPWM 방법은 5-레벨 이상에서 고조파 왜곡지수의 변화가 크지 않았다.

제안한 방법은 모든 멀티-캐리어 PWM 기법과 모든 멀티-레벨 인버터 토폴로지에 적용할 수 있으므로 이 방법을 통하여 멀티-레벨 인버터를 구현할 때 가장 적합한 캐리어 PWM 기법과 최적의 변조지수 영역을 알 수 있는 장점이 있다.

참 고 문 헌

- [1] Li Li, Czarkowski, D., Yaguang Liu, Pillay, P., "Multilevel space vector PWM technique based on phase-shift harmonic suppression", in Proc. IEEE APEC'00, vol. 1, 2000, pp. 535-541.
- [2] G. Carrara, S. Gardella, M. Marchesoni, R. Salutati, G. Sciotto, "A New Multilevel PWM Method: A Theoretical Analysis", IEEE Trans. Power Electronics., vol. 7, Jul 1992, pp. 497-505.
- [3] D. W. Kang, Y. H. Lee, B. S. Suh, C. H. Choi and D. S. Hyun, "An Improved Carrierwave-based SVPWM Method Using Phase Voltage Redundancies for Generalized Cascaded Multilevel Inverter Topology," in Proc. IEEE APEC'00, vol. 1, 2000, pp. 542-548.
- [4] J. W. Kolar, H. Ertl, and F. C. Zach, "Calculation of the passive and active component stress of three phase PWM converter systems with high pulse rate," in EPE Conf. Rec, 1989, pp. 1303-1311.
- [5] L. Abraham and R. Blumee, "Optimization of three phase pulse pattern by variable zero sequence component," in EPE Conf. Rec, 1991, pp. 272-277.
- [6] Dong-Hyun Kim, Dae-Wook Kang, Yo-Han Lee,

Dong-Seok Hyun, "The analysis and comparison of carrier-based PWM methods for 3-level inverter", in Proc. IEEE IECON'00, vol. 2, 2000, pp. 1316 -1321.

- [7] Yo-Han Lee, Dong-Hyun Kim, Dong-Seok Hyun, "Carrier Based SVPWM Method for Three-Level System with Reduced HDF", in conf. Rec., IEEE-IAS Annu. Meeting, vol. 3, 2000, pp. 1996-2003.
- [8] A. M. Hava, R. J. Kerkman, T. A. Lipo, "Simple Analytical and Graphical Methods for Carrier-Based PWM-VSI Drives", IEEE Trans.Power Electronics, vol. 14, Jan 1999, pp. 49-61.
- [9] Calais, M., Borle, L.J., Agelidis, V.G., "Analysis of multicarrier PWM methods for a single-phase five level inverter", in Proc. IEEE PESC'01, vol. 3, 2001, pp. 1351 1356.
- [10] B. P. McGrath, D. G. Holmes and T. A. Lipo, "Optimised Space Vector Switching Sequences for Multi-level Inverters", in Proc. IEEE APEC'01, vol. 2, 2001, pp. 1123 1129.
- [11] V.G.M. Calais, "Application specific harmonic performance evaluation of multi-carrier PWM techniques", in Proc. IEEE PESC'98, vol. 1, May 1998, pp. 172-178.
- [12] Fukuda, S., Suzuki, K., "Using harmonic distortion determining factor for harmonic evaluation of carrier-based PWM methods", in conf, Rec., IEEE-IAS Annu. Meeting, vol. 2, Oct 1997, pp. 1534 154
- [13] Erwin Kreyszig, Advanced engineering mathematics. New York : Wiley, 1962.
- [14] Joohn-Sheok Kim, Seung-Ki Sul, "A Novel Voltage Modulation Technique of the Space Vector PWM," KIEE, Trans., vol. 44, pp. 865~874, Jul 1995.

저 자 소 개



김준성 (金俊成)

1975년 2월 25일생. 2001년 조선대 전기공학과 졸업. 2001년 8월~현재 한양대 대학원 전기공학과 석사과정
Tel : (02) 2290-0341
E-mail : uramee305@ihanyang.ac.kr



김태진 (金兌珍)

1974년 5월 31일생. 2000년 대전대 전기공학과 졸업. 2002년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2002년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.
Tel : (02) 2290-0341
E-mail : taejink@ihanyang.ac.kr



강대욱 (姜岱旭)

1970년 6월 4일생. 1998년 한양대 전기공학과 졸업. 2000년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2000년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.
Tel : (02) 2290-0341
E-mail : dwkang@ihanyang.ac.kr



현동석 (玄東石)

1950년 4월 8일생. 1973년 한양대 전기공학과 졸업. 1978년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1986년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1984년~1985년 미국 토레도대학 교환교수. 1988년~1989년 원현공과대학 교환교수. 현재 한양대 전자전기 공학과 교수.
Tel : (02) 2290-0341, Fax : (02) 2290-0532
E-mail : dshyun@hanyang.ac.kr