

論文 99-36S-11-15

스위칭 데드타임에 의한 인버터 출력 전압의 오차 해석

(Analysis of the Errors on the Output voltage of Inverter
Caused by Switching Dead Time)

曹圭珉 *

(Kyu-Min Cho)

요 약

PWM 전압형 인버터의 스위칭 신호에 삽입되는 데드타임은 인버터의 출력에 왜형을 발생시킨다. 그 결과, 지령에 대비한 기본파분 전압의 크기 및 위상의 편차가 발생한다. 뿐만 아니라 인버터 출력에 고조파를 증가시킨다. 본 논문에서는 스위칭 데드타임에 기인한 인버터 출력의 왜형분 전압에 대한 수학적 해석을 수행하였다. 연산 결과로써, 전압변조율, 부하 기본파 역률 및 데드타임에 따른 출력 전압의 기본파 전압 이득 및 위상 편차를 나타내었다.

Abstract

The dead time which is inserted in switching signals of PWM voltage source inverters distorts its output. As a result, the deviations of real fundamental voltage and phase compared with the reference are occurred. And also the harmonics on its output are increased. In this paper, numerical analysis of the distorted voltage on the output of inverter caused by switching dead time is performed. With the calculation results, the fundamental voltage gain and phase deviations according to the modulation index, load displacement factor and dead time are presented.

1. 서 론

최근 대부분의 교류 전동기 가변속 구동 및 VVVF (Variable Voltage Variable Frequency) 전원이 필요한 개소에 PWM(Pulse Width Modulation) 전압형 인버터가 사용되고 있다. 이 전압형 인버터의 제어 성능에 영향을 미치는 요인으로는 직류링크단의 전압변동, 스위칭 소자의 도통 전압 강하, 스위칭 데드타임 등이 대표적이라 할 수 있다. 그 중 가장 심각한 것은 스위칭 데드타임으로부터 기인된 출력전압의 왜형일 것이다. 따라서 스위칭 데드타임에 대한 해석과 이의 보상방법들

이 많은 국내외 학자들에 의하여 제안되었으며, 이들 중에는 소자의 도통 전압 강하분과 온 오프 시간까지도 보상을 행하여 출력 전압의 변조비가 갖는 이상적인 값에 달하는 출력을 얻어내기도 하였다. 그러나 보상 성능이 양호해 질수록 그 수행 알고리즘이 복잡해지기 때문에 실제에 있어서는 고정도의 제어가 요구되는 경우에 있어서만 스위칭 데드타임을 보상하고 있으며, 이는 프로세서의 부담을 증가시키기 때문에 전체 제어 주기를 제약하는 요소로 작용하게 된다. 이에 따라 데드타임의 보상은 프로세서를 사용할 수 없는 수십 내지 수백 kHz의 스위칭 주파수를 갖는 고주파 출력의 응용분야에는 현실적으로 적용하기가 어렵다. 또한 현재 상용되는 저가의 범용 인버터들은 경제적 이유에 의하여 스위칭 데드타임을 보상하지 않고 있는 실정이다.^[1-4]

그리고 스위칭 데드타임 보상 방법을 제안한 연구들

* 正會員, 柳韓大學 情報通信科

(Yuhan College, Dept. of Information and Telecommunications)

接受日字:1999年8月9日, 수정완료일:1999年10月12日

의 경우, 스위칭 데드타임의 영향을 해석함에 있어 대부분 미시적 관점에서 스위칭 데드타임 순간의 순시적 전압 오차만을 다루고 있기 때문에 이들 오차가 인버터 출력에 거시적으로 어떠한 영향을 미칠 것인지는 제시되어 있지 않다. 이에 따라 인버터 급전 시스템의 비정상적인 상황의 원인 규명을 명확히 수행하지 못하는 경우도 발생한다. 일례로 상용 저가형 인버터를 사용하여 유도 전동기를 V/F 일정 제어 방식으로 구동하는 경우 저속 영역에서 유도 전동기가 원활히 구동되지 못할 때 토크의 부족으로만 그 원인을 판단하고 대부분 인버터의 토크 부스트를 높게 설정하여 구동을 수행한다. 그러나 사실 V/F 일정 제어의 저속 영역에서는 출력 전압 지령이 작기 때문에 상대적으로 인버터의 스위칭 데드타임에 기인한 왜형분 전압이 커짐에 따라 지령전압에 크게 못 미치는 전압이 출력되는 것이 가장 큰 원인이라 할 수 있다.

따라서 본 논문에서는 스위칭 데드타임이 인버터 출력에 미치는 거시적 영향을 정량적으로 평가하기 위하여 스위칭 데드타임에 기인하는 출력전압의 왜형분을 수식적으로 전개하고 이를 바탕으로 스위칭 데드타임이 인버터 출력의 기본파 성분에 미치는 영향을 도식화 하고자 하였다. 그 결과로써 인버터를 사용하는 영역에 따라서는 소정의 출력을 얻기 위하여는 스위칭 데드타임에 대한 대책이 필수적임을 밝히고자 하였다.

II. 스위칭 데드타임에 기인한 왜형분 전압 해석

스위칭 데드타임에 기인한 왜형분 전압은 인버터 출력 전압 변조 방법에 따라 달라진다. 본 논문에서는 범용적으로 널리 알려진 삼각파 비교 PWM을 인버터 출력 전압 변조 방법으로 사용하였을 경우에 대하여 왜형분 전압을 해석하기로 한다.

먼저, 그림 1에 삼각파 비교 PWM 변조시 발생하는 출력 전압을 이상적인 경우의 출력 전압 v_m 및 스위칭 데드타임에 기인한 왜형분 전압 v_{dp} 와 v_{dn} 으로 나누어 도시하였다. 여기서, v_{dp} 는 인버터 출력 전류가 양일 경우에 스위칭 데드타임에 기인하는 왜형분 전압이고, v_{dn} 는 인버터 출력 전류가 음일 경우에 스위칭 데드타임에 기인하는 왜형분 전압이다. 그리고 v_{ms} , v_c 는 각각 인버터 출력 회상 전압 v_m 를 얻기 위한 지령 신호

전압 및 반송파 전압이며, E_{dc} 는 직류 링크 전압이다. 또한 δ 는 스위칭 데드타임 각으로 스위칭 데드타임과 스위칭 주기를 각각 T_d 와 T_c 라 하면 식 (1)로 주어진다.

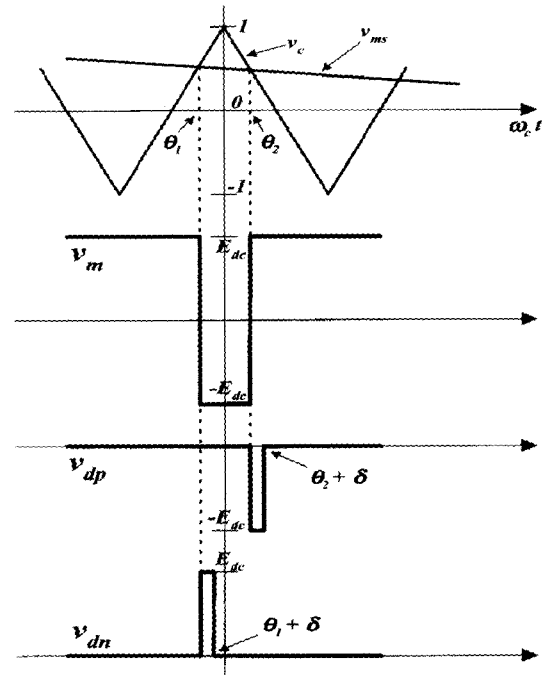


그림 1. 전압 변조 상황도
Fig. 1. Configurations of voltage modulation.

$$\delta = 2\pi \frac{T_d}{T_c} \tag{1}$$

먼저, 인버터 출력전류 i_a 가 양인 경우에 발생하는 왜형분 전압인 v_{dp} 는 반송파 전압의 각주파수를 ω_c 라 하면,

$$v_{dp} = -E_{dc} ; \theta_2 \leq \omega_c t < \theta_2 + \delta \tag{2}$$

$$= 0 ; \omega_c t < \theta_2 \text{ or } \omega_c t \geq \theta_2 + \delta \tag{3}$$

이므로 $\frac{v_{dp}}{E_{dc}}$ 의 푸리에 전개 일반식은 식 (4)와 같이 표현할 수 있다.

$$\frac{v_{dp}}{E_{dc}} = \frac{1}{2} a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos(n\omega_c t) + b_n \sin(n\omega_c t)) \tag{4}$$

여기서, a_0, a_n, b_n 은 각각 식 (5), (6), (7)과 같다.

$$a_0 = -\frac{\delta}{\pi} \quad (5)$$

$$a_n = -\frac{1}{n\pi} [\{\cos(n\delta) - 1\} \sin(n\theta_2) + \sin(n\delta) \cos(n\theta_2)] \quad (6)$$

$$b_n = -\frac{1}{n\pi} [\sin(n\delta) \sin(n\theta_2) - \{\cos(n\delta)\} \cos(n\theta_2)] \quad (7)$$

한편, 반송파 전압 v_c 는,

$$v_c = 1 + \frac{2}{\pi} \omega_c t; \quad -\pi \leq \omega_c t < 0 \quad (8)$$

$$= 1 - \frac{2}{\pi} \omega_c t; \quad 0 \leq \omega_c t < \pi \quad (9)$$

으로 표현할 수 있고, 희망하는 인버터 출력단 전압 변조율을 a 라하면 v_{ms} 는 식 (10)으로 주어지므로 식 (8), (9), (10)으로부터 θ_2 를 구하면 식 (11)이 된다.

$$v_{ms} = a \sin(\omega_o t + \phi) \quad (10)$$

$$\theta_2 = -\frac{\pi}{2} \{a \sin(\omega_o t + \phi) - 1\} \quad (11)$$

여기서, ω_o 는 출력 전압의 각주파수이다. 이제 식 (11)을 식 (6), (7)에 대입하여 정리하면 v_{dp} 는 식 (12)로 표현된다.

$$v_{dp} = -E_{dc} \left\{ \frac{\delta}{2\pi} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n\pi} (A+B) \cos(n\omega_c t) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n\pi} (C+D) \sin(n\omega_c t) \right\} \quad (12)$$

여기서,

$$A = \{1 - \cos(n\delta)\} \sin\left[-\frac{n\pi}{2} \{a \sin(\omega_o t + \phi) - 1\}\right] \quad (13)$$

$$B = \sin(n\delta) \cos\left[-\frac{n\pi}{2} \{a \sin(\omega_o t + \phi) - 1\}\right] \quad (14)$$

$$C = -\sin(n\delta) \sin\left[-\frac{n\pi}{2} \{a \sin(\omega_o t + \phi) - 1\}\right] \quad (15)$$

$$D = \{1 - \cos(n\delta)\} \cos\left[-\frac{n\pi}{2} \{a \sin(\omega_o t + \phi) - 1\}\right] \quad (16)$$

이다.

마찬가지 방법으로 인버터 출력전류 i_o 가 음일 경우에 발생하는 왜형분 전압인 v_{dn} 을 구하면,

$$v_{dn} = E_{dc} \left\{ \frac{\delta}{2\pi} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n\pi} (B-A) \cos(n\omega_c t) \right.$$

$$\left. + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n\pi} (D-C) \sin(n\omega_c t) \right\} \quad (17)$$

가 된다.

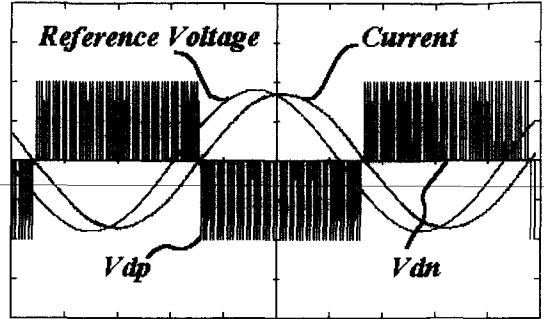


그림 2. 스위칭 데드타임에 기인한 왜형분 전압의 개형
Fig. 2. Configuration of distorted voltage caused by switching dead time.

그러나 v_{dp} 와 v_{dn} 은 그림 2에 도시한 바와 같이, 각각 인버터 출력전류가 양, 음일 때에 출력단에 나타나게 되므로 스위칭 데드타임에 기인한 왜형분 전압 v_d 를 구하기 위하여는 인버터 출력전류 i_o 의 극성을 나타내는 전류 모드 함수가 필요하다. 인버터 출력전류는 부하의 상태에 따라 변화하게 되므로 해석을 위하여 스위칭 주기 동안의 출력전류는 연속인 상태로 상정하고 전압과의 위상차를 α 라 하여 전류가 양일 때 적용될 전류 모드 함수는 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$M_p(\omega_o t - \alpha) = 1; \quad \alpha \leq \omega_o t < \pi + \alpha \quad (18)$$

$$= 0; \quad \pi + \alpha \leq \omega_o t < 2\pi + \alpha \quad (19)$$

이를 푸리에 급수로 전개하여 정리하면

$$M_p(\omega_o t - \alpha) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1 - (-1)^m}{m} \sin\{m(\omega_o t - \alpha)\} \quad (20)$$

가 된다. 마찬가지로 방법으로 i_o 가 음일 때 적용될 전류 모드 함수 $M_n(\omega_o t - \alpha)$ 는

$$M_n(\omega_o t - \alpha) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1 - (-1)^m}{m} \sin\{m(\omega_o t - \alpha - \pi)\} \quad (21)$$

가 된다.

이제 반송파와의 위상차를 고려하고, 식 (12), (17),

(20), (21)을 이용하여 스위칭 데드타임에 기인한 출력 전압의 왜형분 v_d 를 나타내면

$$v_d = v_{dp} M_p(\omega_o t + \phi - \alpha) + v_{dn} M_n(\omega_o t + \phi - \alpha) \quad (22)$$

가 된다.

식 (22)로부터 스위칭 데드타임에 기인한 왜형분 전압의 기본파 뿐만 아니라 고조파 해석이 모두 가능하다. 그러나 왜형분을 포함한 인버터 출력전압에 의하여 부하에 흐르게되는 전류 또한 왜형분이 포함되므로 전압과 전류의 위상차 α 를 구하기 위하여는 부하를 특정한 값으로 고정하여야 한다. 즉, 비정현과 전압, 전류의 명확한 위상차는 특정 상태의 부하에 대하여 모든 고조파분을 고려해야만 도출할 수 있으므로 일반적인 해석으로 적용할 수 없게 된다. 따라서 본 논문에서는 일반적 해석이 가능한 기본파분에 대해서만 도출하기로 한다.

식 (22)에서 전압과 전류의 위상차 α 를 기본파분의 위상차 즉, 부하 기본파 역율각으로 적용하여 스위칭 데드타임에 기인한 왜형분 전압 v_d 의 기본파분 v_{d1} 을 구하면

$$v_{d1} = \frac{\delta}{\pi^2} a E_{dc} \sin(\omega_o t + \phi - \alpha) \quad (23)$$

가 된다. 이 때, 식 (23)은 본 논문에서 적용한 삼각파 비교 방식이 아닌 다른 변조 방법을 취하여도 같게 된다. 단, 출력전압의 주기가 스위칭 주기의 정수배인 경우 즉, 동기식 변조 방법의 경우 ϕ 는 생략된다.

이제 출력 전압 지령의 기본파를 v_{m1} 라 하고 출력 전류의 기본파를 i_{o1} 이라 하여 v_{d1} 과 함께 벡터도를 그리면 그림 3과 같다.

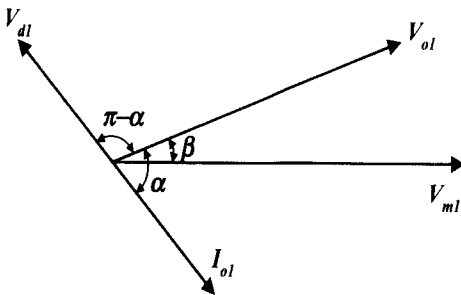


그림 3. 인버터 출력단 기본파분 벡터도
Fig. 3. Fundamental vector diagram of the output terminal of inverter.

그림에서 v_{o1} 은 실제 인버터 출력단에 나타나는 전압의 기본파분 이고, β 는 v_{o1} 과 v_{m1} 과의 위상 오차이다. v_{m1} , v_{d1} , v_{o1} 의 크기를 각각 V_{m1} , V_{d1} , V_{o1} 이라 하면, 벡터도로부터

$$V_{m1}^2 = V_{o1}^2 + V_{d1}^2 - 2V_{o1}V_{d1}\cos(\pi - \alpha) \quad (24)$$

의 관계가 성립하므로 이를 V_{o1} 에 관하여 정리하면

$$V_{o1}^2 + 2\cos\alpha V_{d1}V_{o1} + V_{d1}^2 - V_{m1}^2 = 0 \quad (25)$$

이 되므로 이를 V_{o1} 에 대하여 풀면

$$V_{o1} = -V_{d1}\cos\alpha + \sqrt{V_{d1}^2\cos^2\alpha + V_{m1}^2 - V_{d1}^2} \quad (26)$$

가 된다. 또한 벡터도로 부터

$$V_{d1}^2 = V_{o1}^2 + V_{m1}^2 - 2V_{o1}V_{m1}\cos\beta \quad (27)$$

의 관계가 성립하므로

$$\beta = \cos^{-1} \frac{V_{o1}^2 + V_{m1}^2 - V_{d1}^2}{2V_{o1}V_{m1}} \quad (28)$$

이 된다. 따라서 지령 전압의 위상을 θ 라 하면 인버터 출력 전압의 기본파분은 식 (29)와 같이 표현된다.

$$v_{o1} = V_{o1}\sin(\theta \pm \beta) \quad (29)$$

식 (29)에서 복호는 부하 기본파 역율이 지상 역율일 때 양이고 진상 역율일 때 음이다.

한편, 그림 3에 표시한 벡터도에서 알 수 있듯, $\beta = \alpha \neq 0$ 이 되는 순간의 인버터 출력 전압은 0이 되므로 인버터는 정상적인 동작을 수행하지 못하게 된다. 즉, 스위칭 동작에 의하여 출력단에 전압이 발생하지만, 전류가 흘러 데드타임에 의한 왜형분 전압이 발생하면 이는 정상적으로 변조에 의해 발생하는 출력 전압을 상쇄시키는 역할을 하기 때문이다. 결국 인버터가 정상 동작을 하기 위하여는

$$\beta < \alpha \quad (30)$$

의 조건을 만족하여야 한다.

III. 연산 및 컴퓨터 모의 실험 결과

먼저, 컴퓨터 모의실험에 의하여 스위칭 데드타임에 의한 영향을 살펴보기로 한다. 인버터 출력단 전압은 직류 링크 전압이 스위칭 주파수로 변조된 형태로 그 실체를 파악하기 곤란하므로, 전류파형에 의한 간접적인 평가를 수행하기로 한다. 모의 실험에 적용된 공통된 상수는 직류 링크 전압 400[V], 스위칭 주파수 20[kHz], 부하 저항 10[Ω], 부하 인덕턴스 10[mH]이다.

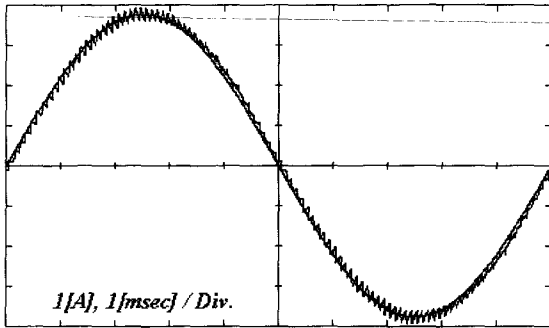


그림 4. 데드타임이 없는 경우의 전류파형
Fig. 4. Current waveforms without dead time.

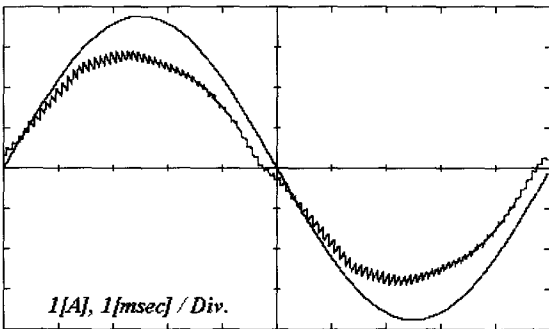


그림 5. 데드타임 5 [μsec]일 때의 전류파형
Fig. 5. Current waveforms at the dead time is 5 [μsec].

그림 4는 공간벡터 변조법에 의하여 전압 변조율 0.5로 100[Hz]를 출력하는 경우에 있어서, 데드타임이 적용되지 않았을 때 이상적으로 발생하여야 할 전류의 기본파 및 실제 부하 전류파형이다. 이는 스위칭 데드타임을 적용하지 않은 이상적인 경우이므로 스위칭 주기에 의한 작은 지연만을 볼 수 있다. 그러나 동일한 조건하에서 스위칭 데드타임을 5[μsec]로 상정한 모의 실험 결과를 나타낸 그림 5에서는 크기나 위상 오차가 매우 심함을 알 수 있다. 여기서, 그림 3의 벡터도에서 알 수 있듯, 부하 역률이 진상 역률이기 때문에 데드타

임을 고려한 실제 인버터 출력 전압은 지령 전압보다 진상으로 발생하여 이에 의한 부하 전류 또한 이상적인 경우 보다 진상으로 됨을 알 수 있다. 출력 주파수를 100[Hz]로 다소 높게 설정했기 때문에 일반적인 경우에 있어서보다 큰 차이를 보이는 것이기는 하지만, 이로 미루어 볼 때, 스위칭 데드타임을 보상하지 않고 오픈 루프로 인버터를 운전하면 전압 변조율이 낮을 경우 정상적인 출력특성을 얻을 수 없음을 알 수 있다.

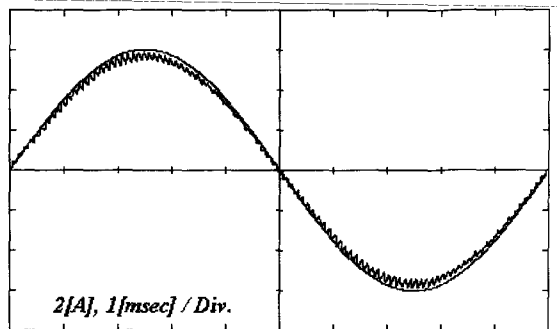


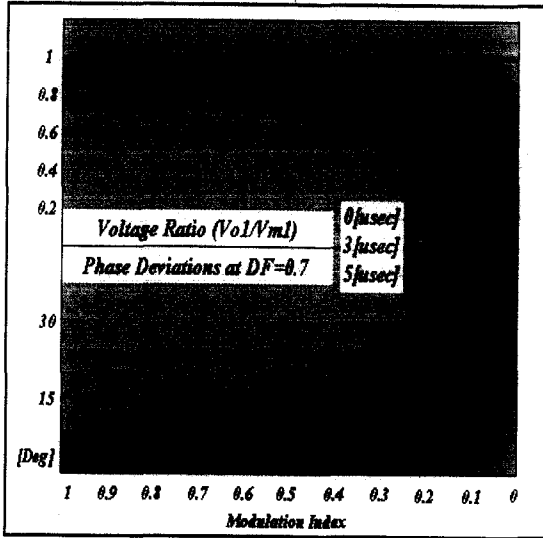
그림 6. 데드타임 2 [μsec]일 때의 전류파형
Fig. 6. Current waveforms at the dead time is 2 [μsec].

그림 6은 전압변조율 0.8, 스위칭 데드타임 2[μsec]의 양호한 상태에서의 컴퓨터 모의 실험 결과이다. 이 경우, 위상 오차로 인하여 오히려 공간벡터 변조법의 스위칭 주기의 지연이 보상되어 전류파형의 위상이 이상적인 경우와 거의 일치되어 있음을 볼 수 있다. 전압 변조율이 크고 스위칭 데드타임이 작은 양호한 상태이지만, 육안으로 충분히 확인될 만큼의 무시할 수 없는 크기 오차가 발생함을 알 수 있다.

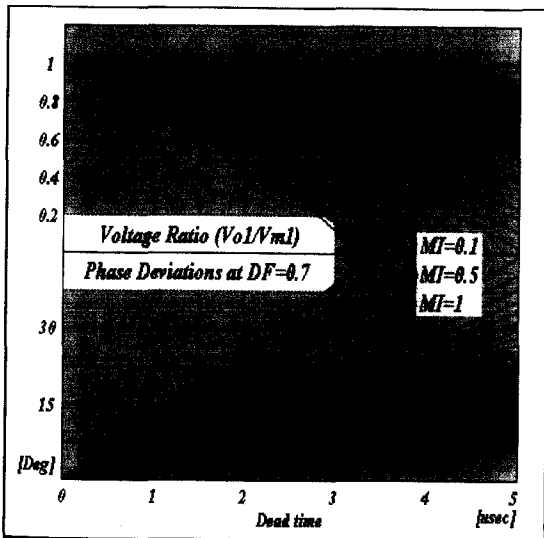
이상의 컴퓨터 모의 실험 결과로써 스위칭 데드타임에 의하여 발생된 왜형분 전압으로 인하여 발생한 출력전압의 오차가 출력 전류에 그대로 반영됨을 알 수 있다. 그러나 파형의 개형만을 고찰한 것이므로, 다음으로는 본 논문에서 수행한 해석 결과를 바탕으로 하여 전압 변조율, 부하 기본파 역률, 스위칭 데드타임의 변화에 따른 인버터 출력 전압의 지령 대 실제의 전압비 및 위상 오차에 대한 연산 결과를 살펴보기로 한다. 연산에 사용된 공통된 상수는 직류 링크 전압 400[V], 스위칭 주파수 20[kHz]이다.

먼저 그림 7은 부하 기본파 역률을 0.7로 고정된 상태에서 스위칭 데드타임 및 전압 변조율의 변화에 따른 연산 결과이다. 그림 7의 (a)는 횡축을 데드타임

으로하여 전압 변조율을 0.1에서 1까지 0.01 단위로 그



(a)



(b)

그림 7. 부하 기본과 역률 0.7일 때 전압변조율 및 데드타임 변화에 따른 연산결과

Fig. 7. Calculation results according to the variations of modulation index and dead time at the load displacement factor is 0.7

라프를 그린 것으로, 그림의 상단부는 지령 전압에 대비한 실제 출력 전압의 비, 즉 V_{o1}/V_{m1} 이며 하단부는 지령 전압과 실제 출력 전압의 위상 오차, 즉 β 를 나타낸다. 스위칭 데드타임의 크기에 비례하여 크기 오차 및 위상 오차가 커짐을 확인할 수 있다. 또한 전압 변조율이 작아 질수록 상대적으로 데드타임에 기인한 왜

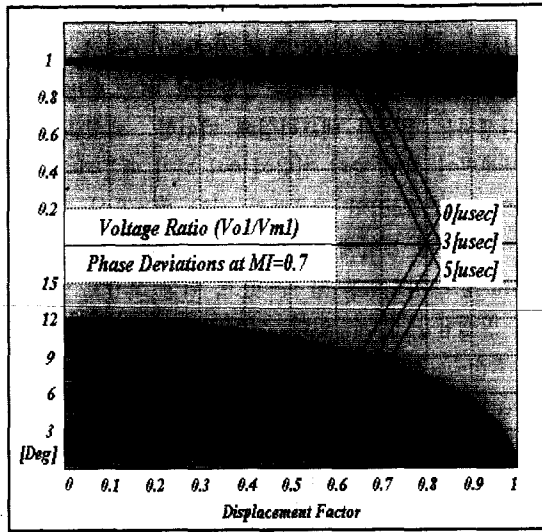
형분 전압의 크기가 커지므로 지령대 출력 전압비가 급격히 감소하게 되고 위상오차는 급격히 커짐을 볼 수 있다. 그림에서 지령대 출력 전압비가 0에까지 이르게 됨을 볼 수 있는데 이는 정상적인 변조 방법에 의해 발생하는 전압과 데드타임에 기인한 왜형분 전압이 상쇄되어 실제 출력 전압이 0이 되기 때문이다. 데드타임이 $5[\mu\text{sec}]$ 인 경우에는 전압 변조율이 1인 상태에서도 지령 전압에 대하여 실제 전압의 기본과분이 약 5% 정도 감소됨을 알 수 있고, 위상 오차도 약 6도 정도 발생함을 알 수 있다. 그림 7의 (b)는 횡축을 전압변조율로 하고 데드타임을 $0.1[\mu\text{sec}]$ 단위로 $5[\mu\text{sec}]$ 까지 변화를 주며 그래프를 그린 것으로 전압 변조율이 작아 질수록 지령대 출력 전압비와 위상 오차가 각각 마치 지수 함수적으로 감소하고 증가하는 추세를 볼 수 있다. 그림 7의 결과로 미루어 볼 때 데드타임이 $3[\mu\text{sec}]$ 이상인 경우 전압 변조율이 약 0.35 이하의 영역에서는 크기 오차가 약 20%, 위상 오차가 약 10도 정도에 달하므로 오픈루프로 운전되는 인버터가 부하를 정상적으로 구동하기를 기대하는 것은 무리라고 판단된다.

다음, 그림 8은 전압변조율을 0.7로 고정한 상태에서 부하 기본과 역률 및 스위칭 데드타임의 변화에 따른 연산 결과이다. 그림 8의 (a)는 부하 기본과 역률을 횡축으로 하고 데드타임을 $0.1[\mu\text{sec}]$ 단위로 $5[\mu\text{sec}]$ 까지 변화를 주며 그래프를 그린 것으로 부하 기본과 역률이 높을 수록 위상 오차는 줄어드나 크기 오차는 증가함을 볼 수 있는데, 이는 그림 3에 나타난 벡터도로 부터 알 수 있듯 기본과 역률이 높아지게 되면 데드타임에 기인한 왜형분 전압이 지령 전압에 대하여 반대 방향으로 발생하기 때문에 크기 오차는 증가하지만 위상 오차는 작아지게 되기 때문이다. 따라서 기본과 역률이 1인 경우에는 왜형분 전압이 지령 전압에 대하여 정반대 방향으로 발생하므로 위상 오차는 0임을 그림에서도 확인할 수 있다. 그림 8의 (b)는 데드타임을 횡축으로 하고 부하 기본과 역률을 0.01단위로 변화를 주며 그래프를 그린 것으로 그림 7의 (b)에서와 같이 데드타임의 크기에 비례하여 각 오차들이 커짐을 알 수 있다.

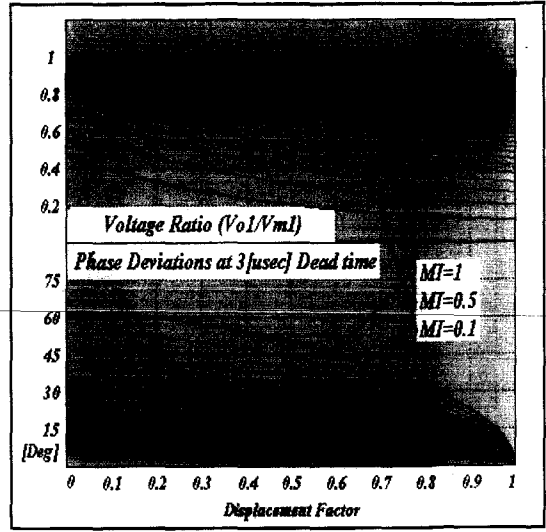
끝으로, 스위칭 데드타임 $3[\mu\text{sec}]$ 일 때 전압 변조율 및 부하 기본과 역률의 변화에 따른 연산 결과를 그림 9에 나타내었다. 그림 9의 (a)는 부하 기본과 역률을 횡축으로 하고 전압 변조율을 0.1에서부터 1까지 0.01

단위로 변화를 주며 그래프를 그린 것으로 부하 기본

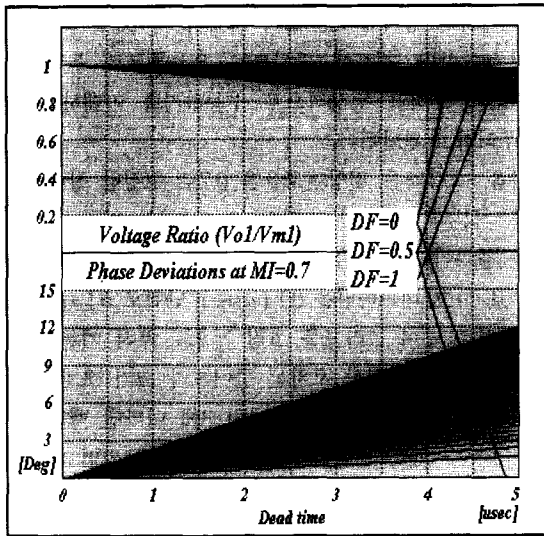
상 오차가 부하 기본과 역률각과 같아져 인버터가 더



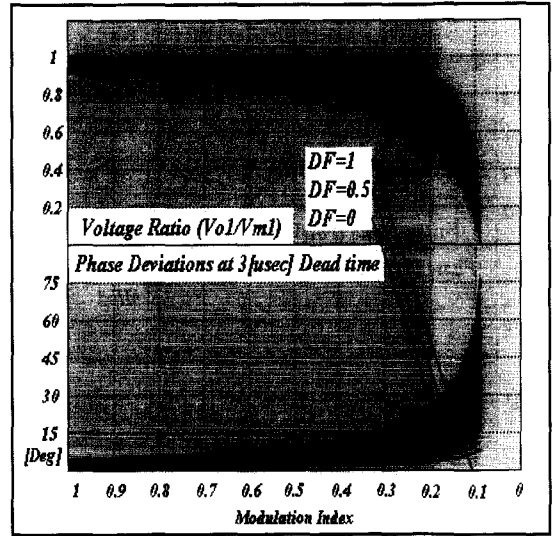
(a)



(a)



(b)



(b)

그림 8. 전압 변조율 0.8일 때 부하 기본과 역률 및 데드타임 변화에 따른 연산결과

Fig. 8. Calculation results according to the variations of load displacement factor and dead time at the modulation index is 0.8

파 역률이 높을 때에는 크기 오차가 커지고 부하 기본 파 역률이 낮을 때에는 위상 오차가 커지기 때문에 낮은 전압 변조율에서는 문제점이 심각함을 알 수 있다. 그림 9의 (b)는 전압 변조율을 횡축으로 하고 부하 기본과 역률을 0.01 단위로 변화를 시키며 그래프를 그린 것으로 그림에서 위상오차의 그림이 중단된 이유는 위

그림 9. 데드타임 3 [μsec]일 때 부하 기본과 역률 및 전압 변조율 변화에 따른 연산결과

Fig. 9. Calculation results according to the variations of load displacement factor and modulation index at the dead time is 3 [μsec].

이상 정상동작을 수행하지 못하게 되는 시점이 있기 때문이다. 즉 스위칭 데드타임이 3 [μsec]인 경우에는 부하의 상태에 관계 없이 약 0.1 이하의 전압 변조율로는 인버터의 운전 자체가 근본적으로 불가능함을 보여 준다.

이상은 스위칭 주파수를 20[kHz]로 상정한 연산 결

과이므로 실제 적용되는 스위칭 주파수가 다를 때에는 스위칭 주파수에 정비례하여 오차들의 크기를 가감하여 고찰하면 된다.

IV. 결 론

본 논문에서는 인버터 운전 시 상하암 단락방지를 위하여 삽입하는 스위칭 데드타임이 인버터 출력에 미치는 영향을 정량적으로 평가하기 위하여 전압변조율과 스위칭 데드타임각 및 부하 기본과 역률에 따른 인버터 왜형분 전압을 수식적으로 전개하였다. 이를 바탕으로 희망 지령에 대비한 실제 인버터 출력단에 나타나는 기본과분 전압의 크기 및 위상 오차를 도출 결과에 대한 고찰을 통하여 낮은 전압 변조율로 인버터가 운전되는 영역에서는 상당한 오차들이 발생할 수 있음과 심하면 인버터 정상동작이 불가능하게 됨을 알 수 있게 되었다. 일례로 데드타임 3 [μsec], 전압 변조율 0.35, 부하 기본과 역률 0.7의 경우에는 약 20%의 크기 오차와 약 10도의 위상 오차가 발생하므로, 개루프로 인버터를 운전하는 경우 스위칭 데드타임에 의한 영향은 통상적으로 생각하는 것에 비하여 상당히 큰 문제점을 지니며 결국 이에 대한 대책이 필수적임을 확인하였다. 따라서 차후의 연구 과제는 스위칭 데드타임을 최소화할 수 있는 새로운 스위칭 방법의 개발 및 실용화 등에 관한 연구로, 현재 이에 대한 지속적인 연구가 수행되고 있다.

참 고 문 헌

- [1] Sugagawa, T. et al, "Fully Digital Vector-Controlled PWM VSI-Fed ac Drives with an Inverter Dead-Time Compensation Strategy", IEEE Trans. IA, Vol. 27, No. 3, pp. 522-559, may, 1991.
- [2] Leggate. D., Kerman. R. J., "Pulse Based Dead Time Compensator for PWM Voltage Inverters", IEEE IECON Conf. Rec., Vol. 1, pp. 474-481, 1995.
- [3] 오원석 외, "공간벡터 전류제어 기법을 이용한 벡터제어형 인버터의 dead time 보상", 대한전기학회 하계학술대회 논문집, pp. 265-269, 1994.
- [4] 최종우 외, "새로운 데드타임 보상법을 이용한 인버터 출력전압의 합성", 대한전기학회 논문집, 제 44권 4호, pp. 453-459, 1995.
- [5] 유원식 외, "스위칭 데드타임이 인버터 출력에 미치는 영향", 대한 전기학회 하계학술대회 논문집, pp. 2708-2711, 1999.

저 자 소 개

曹 圭 珉(正會員) 사진은 第 34卷 S編 第 6號 참조
 1961년 4월 22일생. 1985년 인하대 공대 전기공학과 졸업.
 1991년 인하대 대학원 전기공학과 졸업(공학석사).
 1994년 인하대 대학원 전기공학과 졸업(공학박사).
 현재 유한대학 정보통신과 조교수