

스위칭 데드타임이 인버터 출력에 미치는 영향

유완식*, 박종관**, 오원석**, 조규민**
 특허청*, 유한대학**

The Effect of Switching Dead Time on the Output of Inverter

Wan-Sik You*, Jong-Kwan Park**, Won-Seok Oh**, Kyu-Min Cho**
 KIPO*, Yuhan College**

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 error voltage on the output of inverter according to the switching dead time is presented. And the calculation results of fundamental voltage gain and phase deviations are presented

1. 서론

최근 대부분의 교류전동기 가변속 구동 및 VVVF (Variable Voltage Variable Frequency) 전원이 필요한 개소에 PWM 전압형 인버터가 사용되고 있다. 이 전압형 인버터의 제어 성능에 영향을 미치는 요인으로는 직류링크단의 전압변동, 스위칭 소자의 도통 전압강하, 스위칭 데드타임 등이 대표적이라 할 수 있다. 그 중 가장 심각한 것은 스위칭 데드타임으로부터 기인된 출력전압의 왜형일 것이다. 따라서 스위칭 데드타임에 대한 해석과 이의 보상방법들이 많은 국내외 학자들에 의하여 제안되었으며 이들 연구들 중에는 소자의 도통 전압강하분과 온 오프타임 까지도 보상을 행하여 출력전압의 변조법이 갖는 이상적인 값에 달하는 출력을 얻어내기도 하였다.[1-4] 그러나 보상 성능이 양호해질수록 그 수행 알고리즘이 복잡해지기 때문에 실제에 있어서는 고정도의 제어가 요구되는 경우에 있어서만 스위칭 데드타임을 보상하고 있으며 현재 상용되는 저가의 범용 인버터들은 스위칭 데드타임 보상을 행하지 않고 있는 실정이다. 앞서 기술한 스위칭 데드타임 보상방법을 제안한 많은 연구들에 있어서 스위칭 데드타임의 영향을 해석함에 있어 대부분 스위칭 데드타임 순간의 순시적 전압 왜형만을 다루고 있기 때문에 스위칭 데드타임이 인버터 출력에 어떠한 영향을 미칠 것인지 가시적으로 제시되어 있지 못하다. 따라서 본 논문에서는 스위칭 데드타임이 인버터 출력에 미치는 영향을 정량적으로 평가하기 위하여 스위칭 데드타임에 기인하는 출력전압의 왜형분을 수식적으로 전개하고 이를 바탕으로 스위칭 데드타임이 인버터 출력에 미치는 영향을 도식화 함으로써 인버터를 사용하는 영역에 따라 회상하는 출력을 유지하기 위하여는 스위칭 데드타임의 보상이 필수적으로 요구되어짐을 밝히고자 하였다.

2. 스위칭 데드타임에 기인한 왜형분 전압해석

스위칭 데드타임에 기인한 왜형분 전압은 인버터 출력 전압 변조방법에 따라 달라진다. 본 논문에서는 범용적으로 널리 알려진 삼각파 비교 PWM을 인버터 출력전압 변조방법을 사용하였을 경우에 대하여 왜형분 전압을

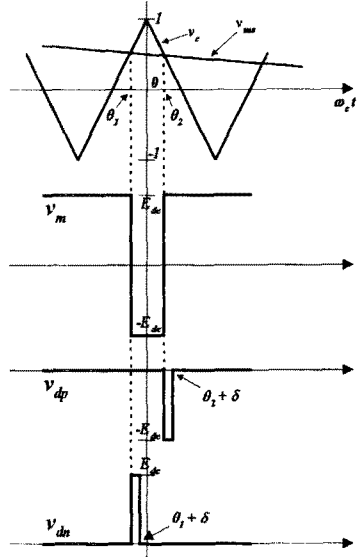


그림 1 전압 변조 상황도

Fig. 1 Configurations of voltage modulation

해석하기로 한다.

그림 1에 삼각파 비교 PWM 변조시 발생하는 출력전압을 이상적인 경우의 출력전압 v_m 및 스위칭 데드타임에 기인한 왜형분 전압 v_{dp} 와 v_{dn} 으로 나누어 도시하였다. v_{dp} 는 인버터 출력전류가 양일 경우에 스위칭 데드타임에 기인하는 왜형분 전압이고, v_{dn} 은 인버터 출력전류가 음일 경우에 스위칭 데드타임에 기인하는 왜형분 전압이다. 그림에서 v_{ms} , v_c 는 각각 인버터 출력 회상 전압 v_m 를 얻기 위한 지령신호 전압 및 반송파 전압이며, E_{dc} 는 직류링크 전압이다. 또한 δ 는 스위칭 데드타임 각으로 스위칭 데드타임과 스위칭 주기를 각각 T_d 와 T_c 라하면 식 (1)로 주어진다.

$$\delta = 2\pi \frac{T_d}{T_c} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} \text{먼저 인버터 출력전류 } i_a \text{가 양인 경우에 발생하는 왜} \\ \text{형분 전압인 } v_{dp} \text{는 반송파 전압의 각주파수를 } \omega_c \text{라 하면,} \\ v_{dp} = -E_{dc}; \theta_2 \leq \omega_c t < \theta_2 + \delta \\ = 0; \omega_c < \theta_2 \text{ or } \omega_c t \geq \theta_2 + \delta \end{aligned} \quad (2)$$

이므로 $\frac{v_{dp}}{E_{dc}}$ 의 푸리에 전개 일반식은 식(3)과 같다.

$$\frac{v_{dp}}{E_{dc}} = \frac{1}{2} a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos(n\omega_c t) + b_n \sin(n\omega_c t)) \quad (3)$$

이 때, a_0, a_n, b_n 는 각각 식 (4),(5),(6)이 된다.

$$a_0 = -\frac{\delta}{\pi} \quad (4)$$

$$a_n = -\frac{1}{n\pi} [\{\cos(n\delta) - 1\} \sin(n\theta_2) + \sin(n\delta) \cos(n\theta_2)] \quad (5)$$

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

한편, 반송파 전압 v_c 는

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

$$= 1 - \frac{2}{\pi} \omega_c t; 0 \leq \omega_c t < \pi \quad (7)$$

라고 표현할 수 있고, 희망하는 인버터 출력단 전압변조율을 a 라하면 v_{ms} 는 식 (8)로 주어지므로 식 (7), (8)로부터 θ_2 를 구하면 식 (9)가 된다.

$$v_{ms} = a \sin(\omega_o t + \phi) \quad (8)$$

$$\theta_2 = -\frac{\pi}{2} (a \sin(\omega_o t + \phi) - 1) \quad (9)$$

여기서 ω_o 는 출력전압의 각주파수이다.

식 (9)를 식 (5)와 식 (6)에 대입하여 정리하면 v_{dp} 는 식 (10)으로 표현된다.

$$v_{dp} = -E_{dc} \left\{ \frac{\delta}{2\pi} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n\pi} (A+B) \cos(n\omega_c t) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n\pi} (C+D) \sin(n\omega_c t) \right\} \quad (10)$$

여기서,

$$A = \{1 - \cos(n\delta)\} \sin\left[\frac{n\pi}{2} \{a \sin(\omega_o t + \phi) - 1\}\right] \quad (11)$$

$$B = \sin(n\delta) \cos\left[\frac{n\pi}{2} \{a \sin(\omega_o t + \phi) - 1\}\right] \quad (12)$$

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

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

이다. 마찬가지로 방법으로 v_{dn} 을 구하면

$$v_{dn} = E_{dc} \left\{ \frac{\delta}{2\pi} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n\pi} (B-A) \cos(n\omega_c t) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n\pi} (D-C) \sin(n\omega_c t) \right\} \quad (15)$$

가 된다. v_{dp} 와 v_{dn} 은 각각 인버터 출력전류가 양, 음일 때에 출력단에 나타나게 되므로 스위칭 테드타임에 기인된 왜형분 전압 v_d 를 구하기 위하여는 인버터 출력전류모드함수가 필요하다. 출력전류의 진폭과 부하 역울각을 각각 I, α 라 하면 출력전류 i_o 는 다음과 같이 표시된다.

$$i_o = I \sin(\omega_o t - \alpha) \quad (16)$$

이제 i_o 가 양일 때의 적용될 모드함수를 $M_p(\omega_o t - \alpha)$ 라 하면

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

$$= 0; \pi + \alpha \leq \omega_o t < 2\pi + \alpha \quad (17)$$

가 된다. 식 (17)을 푸리에 급수로 전개하여 정리하면

$$M_p(\omega_o t - \alpha) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1 - (-1)^m}{m} \sin(m\omega_o t - \alpha) \quad (18)$$

가 되므로 i_o 가 음일 때 모드함수 $M_n(\omega_o t - \alpha)$ 는

$$M_n(\omega_o t - \alpha) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1 - (-1)^m}{m} \sin(m\omega_o t - \alpha - \pi) \quad (19)$$

가 된다. 반송파와의 위상차를 고려하여 식 (10), (15), (18), (19)를 이용하여 스위칭 테드타임에 기인한 출력전압의 왜형분 v_d 를 나타내면

$$v_d = v_{dp} M_p(\omega_o t + \phi - \alpha) + v_{dn} M_n(\omega_o t + \phi - \alpha) \quad (20)$$

가 된다. 식 (20)으로부터 기본파 뿐만 아니라 고조파 해석이 모두 가능하나, 본 논문에서는 스위칭 테드타임에 의하여 발생하는 출력전압의 기본파분의 크기 변화

및 지령전압에 대한 실제 출력전압의 기본파 위상 편이를 고찰하고자 하므로 식 (20)으로부터 v_d 의 기본파분 v_{d1} 을 구하면

$$v_{d1} = \frac{\delta}{\pi} a E_{dc} \sin(\omega_o t + \phi - \alpha) \quad (21)$$

가 된다.

본 논문에서 적용한 삼각파 비교방식이 아닌 다른 변조방법을 취하여도 v_{d1} 은 식 (21)이 됨을 알 수 있으며 이 식 (21)은 v_{dp} 와 v_{dn} 의 평균을 취하여 구형파로 근사화한 뒤 이의 기본파분을 구한 결과와도 일치한다. 그러나 고조파분은 이와는 다르다.

이제 출력전압지령의 기본파를 v_{m1} 라 하고 출력전류의 기본파를 i_{o1} 이라 하여 v_{d1} 과 함께 벡터도를 그리면 그림 2와 같다.

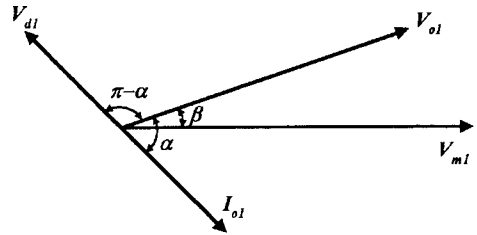


그림 2 인버터 출력단 기본파분 벡터도

Fig. 2 Fundamental vector diagram of the output terminal of inverter

그림 2에서 v_{o1} 은 실제 인버터 출력단에 나타나는 전압의 기본파분 이고, β 는 v_{o1} 과 v_{m1} 과의 위상오차 이다. v_{m1}, v_{d1}, v_{o1} 의 크기를 각각 V_{m1}, V_{d1}, V_{o1} 이라 하면 그림 2의 벡터도로부터

$$V_{m1}^2 = V_{o1}^2 + V_{d1}^2 - 2V_{o1}V_{d1} \cos(\pi - \alpha) \quad (22)$$

의 관계가 성립하므로 V_{o1} 에 관하여 정리하면

$$V_{o1}^2 + 2\cos\alpha V_{d1}V_{o1} + V_{d1}^2 - V_{m1}^2 = 0 \quad (23)$$

이 되므로 V_{o1} 에 대하여 풀면

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

가 된다. 또한 그림 2에서

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

의 관계가 성립하므로

$$\beta = \cos^{-1} \frac{V_{o1}^2 + V_{m1}^2 - V_{d1}^2}{2V_{o1}V_{m1}} \quad (26)$$

이 된다. 따라서 지령전압의 위상을 θ 라 하면 인버터 출력전압의 기본파분은 식 (27)과 같이 표현된다.

$$v_{o1} = V_{o1} \sin(\theta \pm \beta) \quad (27)$$

식 (27)에서 복호는 부하역울이 진상일 때 음이다.

그리고 $\beta = \alpha \neq 0$ 이 되는 순간 인버터 출력전압은 0이 되므로 인버터는 정상적인 동작을 수행하지 못하게 된다. 즉, 스위칭 동작에 의하여 출력단에 전압이 발생하지만 전류가 흐르고 테드타임에 의한 왜형분 전압이 발생하면 이는 출력전압을 상쇄시키는 역할을 하기 때문이다. 이는 그림 2에 표시한 벡터도로부터도 알 수 있다. 결국 인버터가 정상 동작을 하기 위하여는 $\beta < \alpha$ 의 조건을 만족하여야 한다.

3. 연산 및 모의실험 결과

앞서 기술한 내용을 바탕으로 전압변조율, 부하역율, 스위칭 데드타임의 변화에 따른 인버터 출력전압의 크기 및 지령에 대한 위상편차를 연산하였다. 이 때, 연산에 사용된 공통된 상수는 직류링크 전압 400V, 스위칭 주파수 10kHz이다.

먼저 그림 3은 부하역율을 0.7로 고정한 상태에서 전압변조율 및 스위칭 데드타임의 변화에 따른 연산 결과이다. 그림에서 상단부는 지령전압에 대비한 실제 출력전압의 비, 즉 V_{o1}/V_{m1} 이며 하단부는 지령전압과 실제 출력전압의 위상오차, 즉 β 를 나타낸 것이다. 스위칭 데드타임이 있는 경우 전압변조율이 작은 영역으로 갈수록 급격히 전압비가 감소하게 되고 위상오차는 커짐을 볼 수 있다. 그림의 하단부에 나타난 위상오차의 그림이 중단된 시점이 위상오차가 부하역율과 같아져 인버터가 더 이상은 정상동작을 수행하지 못하게 되는 시점이다.

그림 4와 그림 5는 스위칭 데드타임을 3 μ sec로 고정한 상태에서의 전압변조율 및 부하역율 변화에 따른 연산 결과로 주어진 조건하에서는 전압변조율이 0.4이하의 영역에 있어서는 상당히 큰 오차들이 발생하게 되고 전압변조율 약 0.05이하로는 인버터 정상동작이 불가능함을 알 수 있다.

그림 6은 전압변조율을 0.8로 고정한 상태에서의 부하역율 및 스위칭 데드타임의 변화에 따른 연산 결과이다. 부하역율이 좋아질수록 위상오차는 줄어드나 크기 오차는 증가함을 알 수 있으며, 각 오차들은 스위칭 데드타임의 차이에 거의 비례함을 알 수 있다.

다음은 컴퓨터 모의실험에 의하여 스위칭 데드타임에 의한 영향을 살펴보기로 한다. 인버터 출력단 전압은 직류링크전압이 스위칭 주파수로 변조된 형태이므로 그 실체를 파악하기 곤란하므로, 전류파형에 의한 간접적인 평가를 수행하기로 한다. 모의실험에 있어서도 직류링크 전압 400V, 스위칭 주파수 10kHz를 적용하였으며, 부하는 10 Ω , 10mH로 상정하였다.

먼저, 그림 7은 공간벡터 변조법에 의하여 전압변조율 0.5로 100Hz를 출력하였을 때 이론적인 전류파형 및 실제 부하 전류파형이다. 이는 스위칭 데드타임을 적용하지 않은 이상적인 경우이므로 스위칭 주기에 의한 작은 지연만을 볼 수 있다.

그림 8은 동일한 조건하에서 스위칭 데드타임을 5 μ sec로 한 모의실험 결과이다. 상당한 오차를 나타낼 수 있다. 물론 출력 주파수를 100Hz로 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 9는 전압변조율 0.8, 스위칭 데드타임 2 μ sec의 양호한 상태에서도 무시할 수 없는 만큼의 오차가 발생함을 알 수 있다.

다음은 직류링크 전압 200V로 운전되는 단상 인버터로 히스테리시스 컴퍼레이터 방식의 전류제어를 적용하였을 때 스위칭 데드타임에 의한 영향을 살펴본다. 그림 10은 스위칭 데드타임을 적용하지 않은 경우이고 그림 11은 스위칭 데드타임을 5 μ sec를 적용한 경우로, 모두 히스테리시스 밴드 폭을 0.1A로 한 경우이다. 스위칭 데드타임을 적용하게 되면 전류가 양일 경우 전류값이 히스테리시스의 아래 밴드에 도달하여 있을 때 스위칭 데드타임 기간 동안 계속 전류축으로 환류하기 때문에 전류의 감소가 지속됨에 따라 결과적으로 인버터 출력전압이 제어폭을 벗어나게 되어 전류의 맥동 폭이 커졌음을 알 수 있다. 전류가 양일 경우에는 히스테리시스 윗 밴드에 도달하였을 때 같은 상황이 발생하게 되므로, 전체적으로 희망하는 전류보다 적은 전류가 흐를

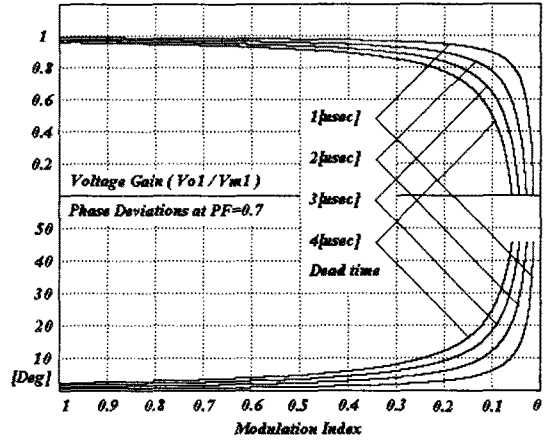


그림 3 부하역율 0.7일 때 전압변조율에 따른 연산결과
Fig. 3 Calculation results according to the modulation index variation at load p.f.=0.7

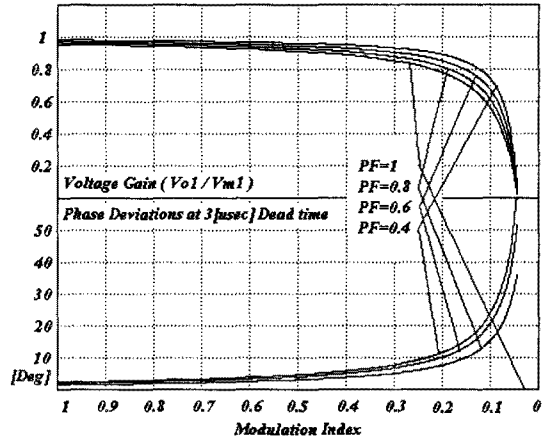


그림 4 데드타임 3 μ sec일 때 전압변조율에 따른 연산결과
Fig. 4 Calculation results according to the modulation index variation at 3 μ sec dead time

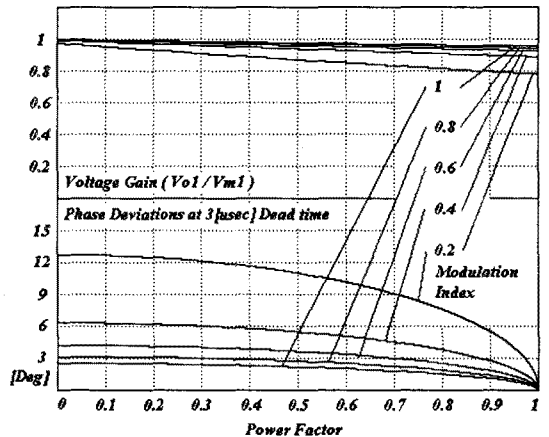


그림 5 데드타임 3 μ sec일 때 부하역율에 따른 연산결과
Fig. 5 Calculation results according to the load power factor variation at 3 μ sec dead time

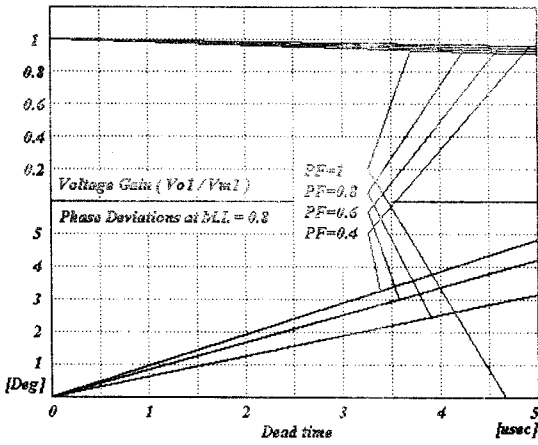


그림 6 전압변조율 0.8일 때 데드타임에 따른 연산결과
Fig. 6 Calculation results according to the dead time variation at modulation index 0.8

수밖에 없게 된다.

이를 보상하는 방법으로써 전류의 극성에 따라 위아래 밴드 폭을 다르게 조정하면 되지만, 출력 주파수나 부하의 상태 등에 따라 설정 밴드 폭을 가변시켜야 하므로 용이한 일은 아니다.

4. 결론

본 논문에서는 인버터 운전 시 상하암 단락방지를 위하여 삽입하는 스위칭 데드타임이 인버터 출력에 미치는 영향을 정량적으로 평가하기 위하여 전압변조율과 스위칭 데드타임각에 따른 인버터 왜형분 전압을 수식적으로 전개하였다. 이를 바탕으로 회방 지령에 대비한 실제 인버터 출력단에 나타나는 기본파분 전압의 크기 및 위상오차를 도출한 결과로써 인버터 운전시 스위칭 데드타임의 보상이 필수적임을 밝히고자 하였다. 현재 고정도 제어 응용 분야에 있어서는 실제 이 스위칭 데드타임을 보상하기 때문에 문제가 없지만, 모든 상용 인버터들이 데드타임 보상기법을 적용하고 있지는 않기 때문에 정확한 부하 특성을 얻지 못하는 경우 그 원인이 인버터에 있음을 인식하지 못한다면 많은 시간과 노력을 낭비할 수 있다. 본 논문에서 제시한 바로써 특정 영역에서는 상당한 오차를 발생시킬 수 있음과 심하면 인버터 정상 동작이 불가능하게 될 수 있게 되었다. 현재 스위칭 데드타임뿐만 아니라 스위칭 온오프타임을 고려하고 또한 고조파분해 대한 해석을 진행 중에 있으므로 차후 실제 스위칭에 의한 인버터 출력의 정량적 해석을 완성하고자 한다.

(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] 최중우 외, "새로운 데드타임 보상법을 이용한 인버터 출력전압의 합성", 대한전기학회 논문집, 제 44권 4호, pp. 453-459, 1995.

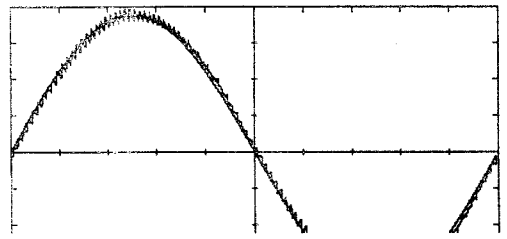


그림 7 데드타임 없는 경우의 전류파형
Fig. 7 Current waveforms without dead time

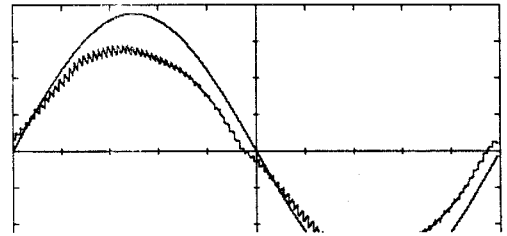


그림 8 데드타임 있는 경우의 전류파형 (1)
Fig. 8 Current waveforms with dead time (1)

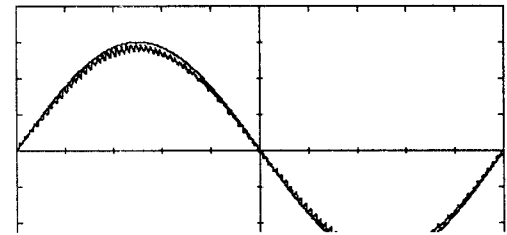


그림 9 데드타임 있는 경우의 전류파형 (2)
Fig. 9 Current waveforms with dead time (2)

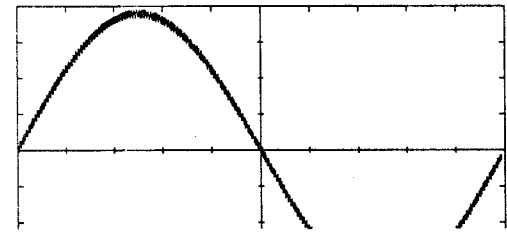


그림 10 데드타임 없는 경우의 전류제어 결과
Fig. 10 Current control result without dead time

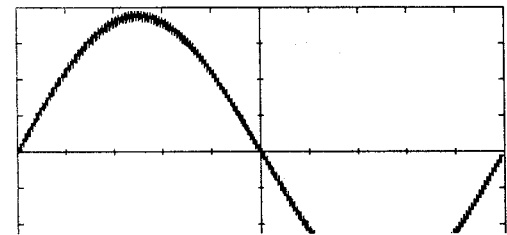


그림 11 데드타임 있는 경우의 전류제어 결과
Fig. 11 Current control result with dead time