

PWM 인버터에서 스위치 전류의 해석과 그 예측에 관한 연구

지 호 철^o, 정 승 기
 광운대학교 전기공학과

A Study on the Analysis and Prediction of switch currents in PWM inverters

Ho-chul Ji, Seung-gi Jeong

Department of Electrical Engineering, Kwangwoon University

Abstract

Theoretical average current and rms current equations are solved using the analytical method in the 3phase voltage-fed inverter. Experimental switch current equations are established by simulation and compared with theoretical equations. As a result of analysis, average and rms currents of switch devices are represented by a function as power factor and modulation index. Especially, equations of this paper are represented as a function of a single factor(K) equal to the product of the power factor and modulation index. Method that can find current levels of switch devices for inverter design and conduction loss of inverter in a simple and accurate manner is presented. Influences of modulation method on switch current are also studied.

1. 서론

반도체 기술의 발달에 힘입어 전력용 반도체 또한 대용량 고속화가 빠르게 진행되고 있으며 이로 인해 전력 전자분야에서 사용되는 전력 변환기 역시 대용량화와 고속화를 이루고 있다. 적절한 컨버터의 설계는 최대 실효치와 피크값, 평균값에 대한 정확한 정보를 가지고 적절한 안전 여유도를 두어서 스위치 소자를 선택해야 한다.[1][2][3] 뿐만 아니라, 설계가 끝난 컨버터라고 할지라도 전체 성능 평가를 위해서는 컨버터의 효율 계산이 필요하다. 특히 대용량 전력변환기(컨버터)일수록 스위칭 수가 현저하게 낮아지고 도통 시 흐르는 전류의 레벨이 높기 때문에 전체 손실에 있어서 스위칭 손실보다는 도전손실이 더 우세해진다. 따라서 정확한 도전 손실 계산을 위해서는 전력변환기, 특히 컨버터를 구성하고 있는 반도체 스위치 소자의 전류와 전압 레벨을 정확하게 파악하고 있어야 한다.[8]

따라서, 본 논문에서는 이러한 전력변환기(본 논문에서는 인버터)의 포괄적인 해석과 정확한 소자 전류값의 필요성에 의하여 3상 전압형 인버터를 구성하고 있는 전력용 반도체 소자에 흐르는 전류의 양을 쉽고 정확하게 구할 수 있는 방안을 제시한다.

2. 인버터 구조 및 변수의 정의와 관계

2.1 인버터의 구조와 변수의 정의

그림 1(a)는 직류 전압원을 입력측 전원으로 가지는 3상 전압형 인버터를 나타내는 그림으로 2개의 스위치로 구성된 레그가 각각의 상을 맡아 3상 출력을 낸다. 각 스위치는 트랜지스터나 IGBT, MCT, MOS-FET 등과 같이 스위치의 턴온, 턴오프가 능동인 스위치들과 역 병렬 다이오드로 구성되어진다. 여기서 역 병렬

다이오드는 지상성 부하 특성 때문에 사용되는 것으로서 스위칭 소자의 성격에 따라 필요할 수도 없을 수도 있으나 대개는 같이 사용되어 스위치의 역 전압 저지 능력을 강화 시켜준다. PWM 인버터의 적절한 설계를 위해서는 최악조건에서의 전력소모에 대한 지식이 필요하다. 전력소모는 도통손실과 턴온손실, 턴오프손실로 구성되며 후자의 두 가지 손실을 스위칭 손실이라고 한다. 스위치 소자가 도통시 전압과 저항으로 동가화 된다고 할 때 도통 손실은 식(1)과 같이 나타내어진다.

$$P_{cond} = I_{avg} V_{on} + I_{rms}^2 R_{on} \quad (1)$$

여기서 스위치 소자의 순시 전류를 $i(t)$ 라고 했을

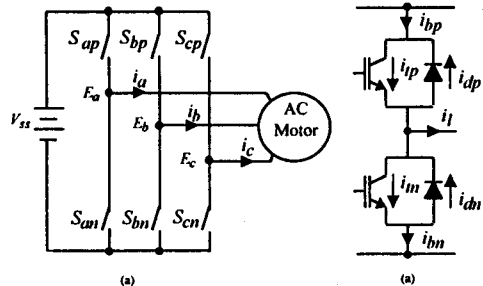


그림 1. 전압형 인버터와 각 스위치 전류

때 평균 전류(average current)와 실효 전류(rms current)는 식(2)와 식(3)으로 정의 된다. 여기서 스위치 순시 전류는 주기 T를 가지고 반복된다고 가정하였다

$$I_{avg} = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt \quad (2)$$

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt} \quad (3)$$

식(1)의 표현에서 알 수 있듯이 능동 스위치 소자(이하 트랜지스터라고 통칭하겠음)와 다이오드 소자의 실효치 전류와 평균치 전류를 구하는 것이 필수적임을 알 수 있다.

2.2 변수들의 평균치와 실효치 사이의 관계

그림 1(b)에서 i_f 은 부하 전류를 나타내며 i_{fp} , i_{dp} ,

i_{bp} 는 각각 위쪽 스위치의 트랜지스터 전류와 다이오드 전류 그리고 가지 전류를 나타낸다. 먼저 직류전압 전원의 양의 단자와 연결된 노드에 키리히호프 제 1법칙을 적용해 보면 각 소자에 흐르는 전류의 식들은 식(4)과 같은 관계를 갖는다.

$$i_b = i_l - i_d \quad (4)$$

트랜지스터 전류, 다이오드 전류, 가지 전류들의 평균치 사이의 관계는 식 2-5 과 같이 나타낼 수 있다.

$$I_{b,avg} = I_{l,avg} - I_{d,avg} \quad (5)$$

인버터의 3상 부하가 평형이면 전류 i_{ss} 는 3상의 가지 전류들의 합으로 나타낼 수 있다.

$$I_{ss,avg} = 3I_{b,avg} \quad (6)$$

같은 노드에 대하여 실효치 전류들의 관계는 식(7)과 같이 얻을 수 있다. 인버터는 항상 한 레그에 한 스위치만이 도통하므로 스위치를 구성하는 트랜지스터와 다이오드는 동시에 두 소자가 모두 전류를 통할 수 없다. 트랜지스터 전류와 다이오드 전류의 곱으로 나타난 항은 소거 될 수 있고 식(8)과 같이 나타내어 질 수 있다.

$$I_{b,rms}^2 = I_{l,rms}^2 + I_{d,rms}^2 - \frac{2}{T} \int_0^T i_l i_d dt \quad (7)$$

$$I_{b,rms}^2 = I_{l,rms}^2 + I_{d,rms}^2 \quad (8)$$

마찬가지로 부하로 연결되는 노드에서 각 전류들의 평균치와 실효치 전류들 간의 관계는 다음과 같다.

$$i_l = i_{bp} - i_{bn} \quad (9)$$

$$I_{l,avg} = I_{bp,avg} - I_{bn,avg} \quad (10)$$

$$I_{l,rms}^2 = I_{bp,rms}^2 + I_{bn,rms}^2 \quad (11)$$

식(11)에서 $I_{bp,rms} = I_{bn,rms} = I_{b,rms}$ 인 관계를 이용하면 다음과 같은 관계를 얻을 수 있다.

$$I_{b,rms} = \frac{1}{\sqrt{2}} I_{l,rms} \quad (12)$$

이상의 관계식들이 유추되는 과정에서 중요한 점은 모든 관계식들이 인버터의 변조 방식과는 상관없이 유추했다는 점이다. 그러므로 어느 변조 방식에서도 이상의 관계식들은 성립하게 된다.

3. 스위치 전류의 이론적 해석

3.1 스위치 전류와 각 스위치 전류의 의미

일반적으로 인버터의 각 스위치에 흐르는 전류는 그림 2와 같이 매우 복잡한 양상을 보이지만 각 스위치 소자로 흐르는 전류는 인버터 출력단의 전압과 전류의

극성에 따라 결정된다. 따라서 이에 따라 스위치 소자 전류를 분류해 보면 표 1과 같다.

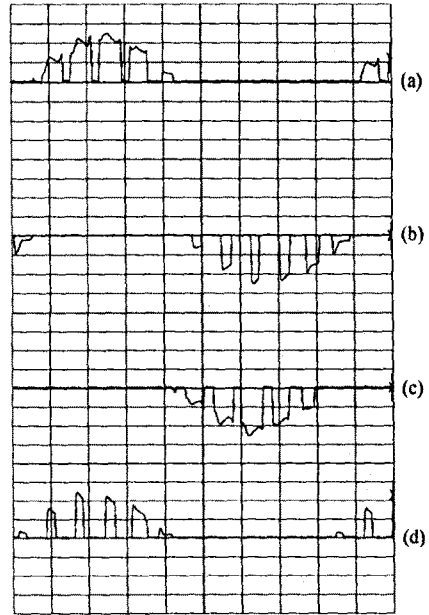


그림 2 인버터 각 스위치 소자 전류
(a) i_{ip} (b) i_{idp} (c) i_{im} (d) i_{idn} (2ms/div, 3.33A/div)

표 1. 인버터 출력전압과 부하 전류의 극성에 따른 스위치 소자의 전류(a상)

부하전류	인버터 출력전압	인버터 스위치 전류			
		i_{ip}	i_{im}	i_{idp}	i_{idn}
$i_a > 0$	$e_a > 0$	i_a	0	0	0
	$e_a < 0$	0	0	0	i_a
$i_a < 0$	$e_a > 0$	0	0	i_a	0
	$e_a < 0$	0	i_a	0	0

Power flow 면에서 살펴보면 전압과 전류가 극성이 같은 구간은 양의 전력을 보이므로 그림 1(b)와 같이 기준 방향을 설정한 시스템에서는 전력의 흐름이 직류전압 전원에서 부하쪽으로 흘러가게 되고 전압과 전류의 극성이 서로 다른 구간에서는 음의 전력을 갖게 되므로 전력은 부하쪽에서 직류전압 전원으로 흘러가는 양상을 띄게 된다. 출력전압과 부하전류의 극성이 같은 구간은 트랜지스터를 통하여 전류가 흐르고 이들은 결국 유효 전력을 담당하게 된다. 반대로 출력전압과 부하전류의 극성이 서로 다른 구간에서는 다이오드로 전류가 흐르게 되고 이들은 결국 무효전력을 담당하게 되는 것이다.

3.2 캐리어 한 주기간의 스위치 전류 해석

부하전류의 한 주기는 트랜지스터와 다이오드 한 쌍이 각각 반주기씩 도통하게 되므로 한 주기 동안 트랜지스터와 다이오드를 통하여 흐르는 전류를 구하기 위해서는 실제로는 반주기 동안 한쪽의 스위치에 대해서만 해석을 하면 된다. 그림 3에서 출력 기준 전압 v 가 있을 때 부하의 역률에 의하여 역률각 ϕ 를

가지고 부하 전류 i 가 흐른다고 하자. 이때 주파수 변조지수가 정수 m_f 라고 하면 다음과 같은 관계가 성립한다. k 는 캐리어의 한 주기를 나타낸다.

$$k = 1, 2, 3, \dots \frac{m_f}{2} \quad (13)$$

그리고 캐리어 한 주기를 θ_0 라고 했을 때 기준전압과 부하전류를 θ_0 의 함수로 표현하면 다음과 같다.

$$v_k^* = \hat{V} \sin(k\theta_0) \quad (14)$$

$$i_k = \hat{I} \sin(k\theta_0 - \phi) \quad (15)$$

캐리어 한 주기를 확대하여 그려보면 그림 4 와 같이 나타낼 수 있다. 이 때 m_f 가 어느 정도 큰 값을 가진다면 캐리어 한 주기 동안 기준 전압과 부하 전류는 그 구간 내에서 일정하다고 볼 수 있다. 음의 전압이 걸리는 구간과 양의 전압이 걸리는 구간을 각각 θ_a , θ_b 라고 했을때 이들 구간에 해당하는 스위치 전류를 부하전류의 극성에 따라서 표 2 에 정리 하였다.

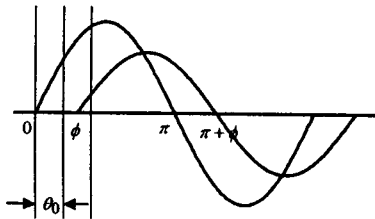


그림 3. 인버터 기준 전압과 부하 전류

θ_a , θ_b 는 캐리어 한 주기내에서 다음과 같은 관계가 있다.

$$\theta_b = \theta_0 - \theta_a \quad (16)$$

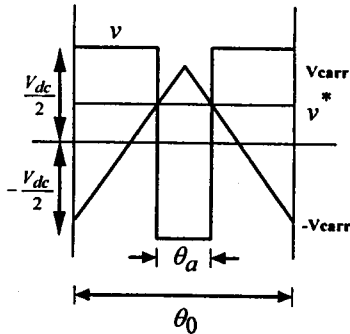


그림 4 캐리어 한 주기 동안의 스위칭 파형

그림 4 에서 각 구간을 기준전압의 함수로 나타내기 위하여 다시 그려보면 그림 5 와 같고 결국 각 구간은

기준전압에 대한 일차함수로 나타내어 질 수 있다. 일차함수로 표현된 각 구간의 식은 아래 식(17) (18)과 같다.

$$\theta_{ak} = \frac{\theta_0}{2} - \frac{\theta_0}{2} \frac{v_k^*}{V_{carr}} \quad (17)$$

$$\theta_{bk} = \theta_0 - \theta_a = \frac{\theta_0}{2} + \frac{\theta_0}{2} \frac{v_k^*}{V_{carr}} \quad (18)$$

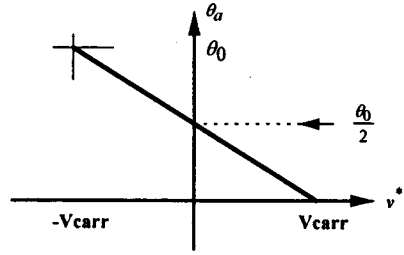


그림 5 기준 전압의 함수로 나타낸 θ_a

표 2. 부하 전류의 극성에 따른 구간별 스위치 전류

		i_{tp}	i_{tn}	i_{dp}	i_{dn}
$i_k > 0$	θ_a	0	0	0	i_k
	θ_b	i_k	0	0	0
$i_k < 0$	θ_a	0	i_k	0	0
	θ_b	0	0	i_k	0

캐리어 한 주기에서 θ_a , θ_b 각 구간 동안 흐르는 전류는 식(19)와 식(20)과 같이 각 시점에서의 부하 전류 i_k 와 구간의 길이의 곱으로 나타낼 수 있다.

$$\eta_k = \theta_{ak} i_k \quad (19)$$

$$\mu_k = \theta_{bk} i_k \quad (20)$$

3.3 역률과 변조지수의 함수로 표현되는 스위치 전류식

트랜지스터 전류의 평균값

부하 전류의 양의 반 주기만을 고려하면 그림 4 에서 θ_{bk} 는 항상 트랜지스터를 통해서 흐르는 구간이 된다. 따라서 한 주기 동안 트랜지스터 전류의 평균값은 θ_{bk} 를 통해 흐르는 전류인 μ_k 를 평균해 주면 된다.

$$I_{avg_tr} = \frac{1}{2\pi} \sum_k \mu_k = \frac{1}{2\pi} \sum_k \theta_{bk} i_k \quad (21)$$

식(15)와 (18)을 위 식에 대입하여 정리하면 다음과 같다.

$$\frac{1}{2\pi} \sum_k \left\{ \left(\frac{\theta_0}{2} + \frac{\theta_0}{2} \frac{v_k^*}{V_{carr}} \right) i_k \right\} \quad (22)$$

$$= \frac{1}{4\pi} \sum_k \left[\hat{I} \sin(k\theta_0 - \phi) + \frac{\hat{V}}{V_{carr}} \hat{I} \sin(k\theta_0) \sin(k\theta_0 - \phi) \right] \theta_0 \quad (23)$$

식 3-12에서 주파수 변조 지수 m_f 가 충분히 크다고 하면 다음과 같은 성질을 이용할 수 있고 식(26)과 같은 적분식을 얻는다.

$$\lim_{k \rightarrow \infty} k\theta_0 \equiv \theta \quad (24)$$

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \theta_0 \equiv d\theta \quad (25)$$

$$\frac{1}{4\pi} \int_{\phi}^{\pi+\phi} \left[\hat{I} \sin(\theta - \phi) + m_a \hat{I} \sin(\theta) \sin(\theta - \phi) \right] d\theta \quad (26)$$

결국 트랜지스터에 흐르는 전류의 평균값은 다음과 같고 이를 다시 부하전류의 실효값에 대한 단위함수로 나타내면 식(28)와 같다.

$$I_{avg_tr} = \frac{1}{2\pi} \hat{I} + \frac{1}{8} \hat{I} m_a \cos(\phi) \quad (27)$$

$$I_{avg_tr_pu} = \frac{I_{avg_tr}}{\frac{1}{\sqrt{2}} \hat{I}} = \frac{1}{\sqrt{2}\pi} + \frac{\sqrt{2}}{8} m_a \cos \phi \quad (28)$$

식(28)에서 역률과 변조지수의 곱으로 나타난 항을 K라는 변수를 사용하여 치환하면 식(29)과 같은 간단한 일차함수의 형태가 됨을 알 수 있다.

$$I_{avg_tr_pu} = 0.2251 + 0.1768K \quad (29)$$

트랜지스터 전류의 실효값

실효값(rms)은 먼저 트랜지스터에 흐르는 전류의 제곱을 먼저 구해야 하므로 식(21)에서 전류의 항을 제곱의 항으로 바꾸어 주기만 하면 된다. 따라서 식(30)로 나타낼 수 있고 트랜지스터 전류의 평균값과 마찬가지로 방법을 사용하면 식(31)와 같은 적분식을 얻을 수 있다.

$$I_{rms_tr}^2 = \frac{1}{2\pi} \sum_{k=1}^{m_f/2} \mu_k = \frac{1}{2\pi} \sum_k \theta_{bk} i_k^2 \quad (30)$$

$$\frac{1}{4\pi} \int_{\phi}^{\pi+\phi} \left[\hat{I}^2 \sin^2(\theta - \phi) + m_a \hat{I}^2 \sin(\theta) \sin^2(\theta - \phi) \right] d\theta \quad (31)$$

트랜지스터 전류의 실효치를 K에 대하여 단위함수로 나타내면 다음과 같다.

$$I_{rms_tr_pu} = \sqrt{0.25 + 0.2122K} \quad (32)$$

다이오드 전류의 평균값과 실효값

트랜지스터 전류의 평균값, 실효값을 구할 때와 같은 방법으로 다이오드에 대하여 구해보면 식(34), 식(35)와 같은 결과를 얻는다.

$$I_{avg_diode_pu} = \frac{1}{\sqrt{2}\pi} \frac{\sqrt{2}}{8} m_a \cos \phi = 0.2251 - 0.1768K \quad (33)$$

$$I_{rms_diode_pu} = \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{2}{3\pi} m_a \cos \phi} = \sqrt{0.25 - 0.2122K} \quad (34)$$

트랜지스터 전류의 평균값과 다이오드 전류의 평균값은 기율기의 부호만 반대인 일차 함수의 형태를 갖고 트랜지스터 전류의 실효값과 다이오드 전류의 실효값 역시 기율기가 다른 초월함수의 형태로 나타남을 알 수 있다. 실효치 전류식이 초월함수의 형태로 나타나지만 실제로 K는 0에서 1까지 변하는 값이기 때문에 이 구간 내에서는 거의 직선의 성질을 가지며 변하므로 일차 함수의 식으로 근사화 시킬 수 있다.

4 스위치 전류의 실험적 해석

본 논문에서 이론적으로 구한 스위치 전류의 평균치와 실효치의 증명을 위해서는 시뮬레이션을 통한 실험적 전류식을 구하여 이론식과 비교하면 된다.

부하의 한 역률에 대하여 변조지수를 0에서 1까지 증가시키는 방법으로 부하의 역률을 0에서 1까지 변화 시켰을 때 스위치 소자에 흐르는 전류의 평균치와 실효치 전류 그래프는 그림 6과 같다. 그런데 시뮬레이션 결과에서 변조 지수와 역률의 곱(K)이 일정한 경우에는 각 스위치 소자에 흐르는 전류가 거의 같은 값을 보이고 있음을 알 수 있다. 예를 들어 $PF = 0.8$, $M_a = 0.2$ 와 $PF = 0.2$, $M_a = 0.8$ 의 경우 똑같은 $K (= 0.16)$ 값을 갖는 경우인데 이 둘은 각각 0.259와 0.256의 트랜지스터 전류 평균값을 갖는다. 따라서 이 그래프들을 변조 지수와 역률의 곱(K)으로 나타내어서 다시 그리면 그림 7의 그래프를 얻는다. 그림 7에서 각 직선의 방정식을 구해 보면 다음과 같다.

$$I_{avg_tr_pu} = 0.2333 + 0.1667K \quad (35)$$

$$I_{avg_diode_pu} = 0.23 - 0.17096K \quad (36)$$

$$I_{rms_tr_pu} = 0.508 + 0.173K \quad (37)$$

$$I_{rms_diode_pu} = 0.498 - 0.2663K \quad (38)$$

또한 변조방식이 스위치 전류에 영향을 주는지 알아보기 위하여 SVPWM에 대하여도 위의 SPWM과 같은 방법으로 실험식을 구한 결과 거의 같은 값을 갖는 그래프를 얻을 수 있고 실험식은 다음과 같다.

$$I_{avg_tr_pu} = 0.23 + 0.1802K \quad (39)$$

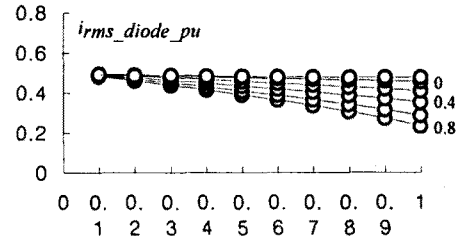
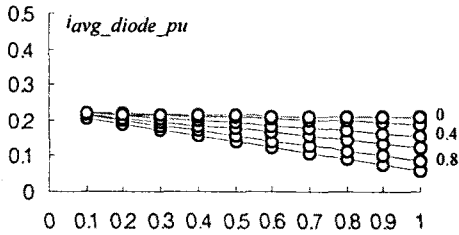
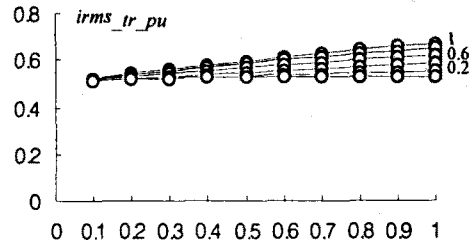
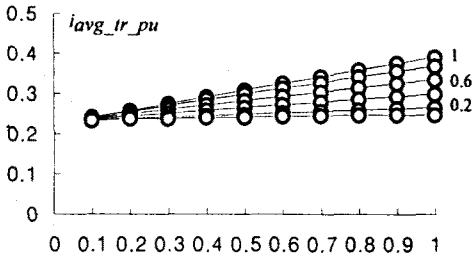


그림 6 인버터 각 스위치의 평균값과 실효값 전류

$$I_{avg_diode_pu} = 0.23 - 0.1876K \quad (40)$$

$$I_{rms_tr_pu} = 0.5 + 0.1811K \quad (41)$$

$$I_{rms_diode_pu} = 0.4958 - 0.2938K \quad (42)$$

의 예측을 간단하고 정확하게 구할 수 있는 방안을 마련하였다. 그리고 변조지수의 개념이 명확한 SPWM에 대해서만 해석적인 방법을 행하였으나 시뮬레이션을 통한 실험적 수식을 구한 결과 SVPWM의 경우 역시 SPWM과 매우 근사한 수식을 얻을 수 있는 사실로 미루어 SPWM의 해석적 방법은 SVPWM에서 역시 적용되리라 생각된다.

참고 문헌

- [1] J.W. Kolar, Hans Ertl, F.C. Zach, "Calculation of the passive and active component stress of three phase PWM converter systems with high pulse rate," *EPE Aachen*, 1989.
- [2] P.D. Ziogas, E.P. Wiechmann, and V.R. Stefanovic, "A Computer-aided analysis and design approach for static voltage source inverter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-21, pp.1234-1241, Sept./Oct. 1985.
- [3] R.C. Thurston, S.F. Legowski, "A Simple and accurate method of computing average and rms currents in a three-phase PWM inverter," *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 8, no.2, April. 1993.
- [4] Mohan, Undeland, Robbins, *Power Electronics, converters, applications, and design* John Wiley & Sons, INC., 1995.
- [5] 김준석, 설승기, "공간 전압 벡터 PWM의 새로운 기법," 대한전기학회 논문집 44권 7호 July. 1995.
- [6] J. Holtz, "Pulse width modulation - A survey," *Conf. Record of IEEE, PESC'92*, pp11-18, 1992.
- [7] 석줄기, 설승기, "공간 벡터 PWM 방식을 이용한 유도전동기의 새로운 과변조 제어 기법," *Trans. KIEE*. Vol. 44. no.6. Jun. 1995.
- [8] J.H. Rockot, "Losses in high-power bipolar transistors," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. PE-2, pp72-80, Jan. 1987.

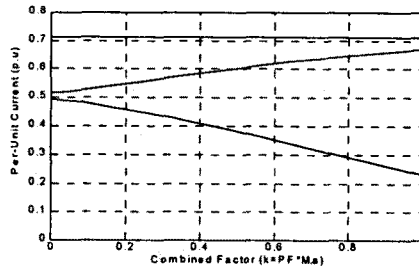
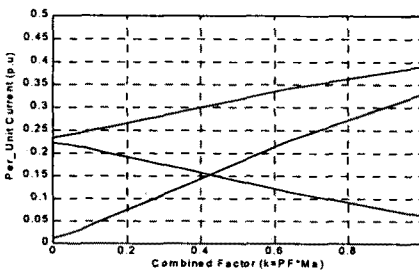


그림 7. K의 함수로 표현된 스위치 전류

5. 결론

본 논문에서 사용된 해석적 방법은 실험식을 구함으로써 그 타당성이 입증되었다. 따라서 스위치 전류