

A Study on the Computation of Currents in the Three-Level PWM Inverter

金光燮* · 徐範錫** · 玄東石***

(Kwang-Seob Kim · Bum-Seok Suh · Dong-Seok Hyun)

Abstract : The values for the average and rms currents in a three-level PWM inverter are required in order to select the various components such as power semiconductor devices, capacitors and reactors of inverter circuit. And those are very useful for the designing of the heatsink. In this paper, therefore, the simple current equations are proposed for a three-level PWM inverter. Analysis of inverter current waveforms indicate that the average and rms inverter currents are dependent on the load power factor and the PWM modulation index (Ma). Error analysis and experiment results verify the effectiveness of the proposed current equations.

Key Words : Three-level PWM Inverter, Average and RMS Currents, Load Power Factor, PWM Modulation Index (Ma)

1. 서 론

산업부문에서의 전기 에너지 절약과 넓은 범위의 속도제어 그리고 고성능-고출력 인버터에 대한 요구가 증가하고 전력용 반도체 소자기술의 급속한 발전으로 말미암아 전압원 인버터 시스템의 응용분야는 급속하게 확장되어 왔다. 3-레벨 인버터 시스템은 스위칭 소자의 차단 전압이 DC-링크 전압의 절반이고 출력전압의 고조파 성분은 같은 스위칭 주파수에서 2-레벨 인버터 시스템의 반 정도 밖에 되지 않아 대용량 및 고압 AC 구동 시스템에 매우 적합하다[1~6]. 그림 1에 나타낸 3-레벨 전압원 인버터 시스템의 한 상은 4개의 IGBT 스위칭 소자와 유도성 부하를 고려한 4개의 환류 다이오드, 그리고 중성점 전압을 출력하기 위해 필요한 2개의 브랜치(branch) 다이오드로 구성되어 있다. 이러한 3-레벨 인버터를 제어하기 위한 PWM 방법은 상전압 제어기법, 삼각파 비교방법, 공간 전압 벡터 PWM 방법 등 여러가지가 있다. 상전압 제어 방식은 중성점 전압의 변동과 제어범위가 좁은 단점을 지니고 있으며, 삼각파 비교에 의한 방법은 GTO 다이리스터와 같이 속도가 느린 소자를 사용할 경우 저주파에서 왜곡이 심하게 되고, Programmed PWM 방식은 방대한 양의 각도를 저장해야하기 때문에 매우 복잡하게 된다. 공간 전압 벡터 PWM 방식은 다른 방식들에 비해 hardware와 software면에서 간단할 뿐만 아니라 실시간 처리가 가능하고, 3-레벨 인버터 시스템에서는 벡터의 지령 시간을 조절함으로써 중성점 전압의 제어가 가능하여 매우 우수한 제어기법으로 널리 사용되고 있다[3~5].

3-레벨 인버터 설계시 정격 전류를 고려한 소자선정과 최악의 경우에 있어서 반도체 소자의 손실을 고려한 방열설계는 매

우 중요한 사항이다. 반도체 소자에서의 손실은 과도상태의 스위칭 손실과 정상상태의 차단손실(off-state losses) 및 도통손실(conduction or on-state losses)로 분류할 수 있다. 스위칭 손실은 외부회로와 스위칭 소자의 특성에 따른 전압과 전류의 교차면적으로부터 계산할 수 있으며, 차단손실은 누설 전류의 크기로부터 계산해 낸다. 도통손실은 도통시의 소자를 저항(Ron)과 직렬 연결된 전압원(Von)으로 나타낼 수 있어, 다음과 같이 구할 수 있다.

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

여기서 소자의 평균전류와 실효전류는 다음과 같다.

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

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

$i(t)$: 소자의 순시전류

식 (1)을 고려하여 볼 때 주어진 조건에서 정량적인 평균전류와 실효전류를 알 수 있다면, 소자선정 및 방열설계에 매우 유용하게 사용될 수 있을 것이다. 또한 이러한 전류는 인버터를 구성하고 있는 커패시터나 리액터의 전류이기도 하므로 DC-링크 필터나 턴-온 리액터 선정시에도 이용될 수 있다. 본 연구에서는 공간 전압 벡터 PWM 제어 3-레벨 인버터에 사용된 주 스위칭 소자와 다이오드가 감당하는 전류를 구하기 위해 모의실험을 하였다. 모의실험 과정으로부터 부하역률과 Modulation index(Ma)에 따른 평균전류와 실효전류를 구하고, 출력 선전류에 대해 정규화시킨 후 근사화를 통해 전류식을 도출하고 오차 분석과 실험에 의해 정확도와 타당성을 검증하였다.

* 正 會 員 : POSCON 技術研究所 研究員

** 正 會 員 : 漢陽大 産業科學研究所 專門研究要員 · 工博

*** 正 會 員 : 漢陽大 工大 電氣工學科 教授 · 工博

教授日字 : 1995年 10月 17日

最終完了 : 1996年 1月 30日

2. 3-레벨 PWM 인버터 전류 고찰

2.1 전류 관계식

그림 1의 3-레벨 인버터 시스템의 각 노드(node)에 KCL(Kirchhoff's Current Law)을 적용하면 소자전류 사이의 관계를 알 수 있다. 노드 1에 KCL을 적용하면

$$i_{G2} = i_{G1} + i_{b1} \tag{4}$$

이고, 식 (4)를 평균전류의 정의식 (2)에 대입하면 평균전류에 관한 관계식은 식 (5)와 같이 된다.

$$I_{G2, avg} = I_{G1, avg} + I_{b1, avg} \tag{5}$$

노드 2에서의 전류관계를 구하기 전에 환류 다이오드 전류에 대해 알아보면, 출력 선전류가 음의 값이고 두개의 상단 스위칭 소자(Q1, Q2)가 턴-온하고 있을 때 두 환류 다이오드는 부하전류에 의해 도통한다. i_{d1} 과 i_{d2} 는 동일한 전류이므로 $i_d = i_{d2} = i_{d1}$ 라 하면 노드 2에서 KCL을 만족하는 전류식은 다음과 같다.

$$i_p = i_{G2} - i_d \tag{6}$$

평균전류에 관한 관계식은 식 (6)을 식 (2)에 대입하면 다음과 같이 된다.

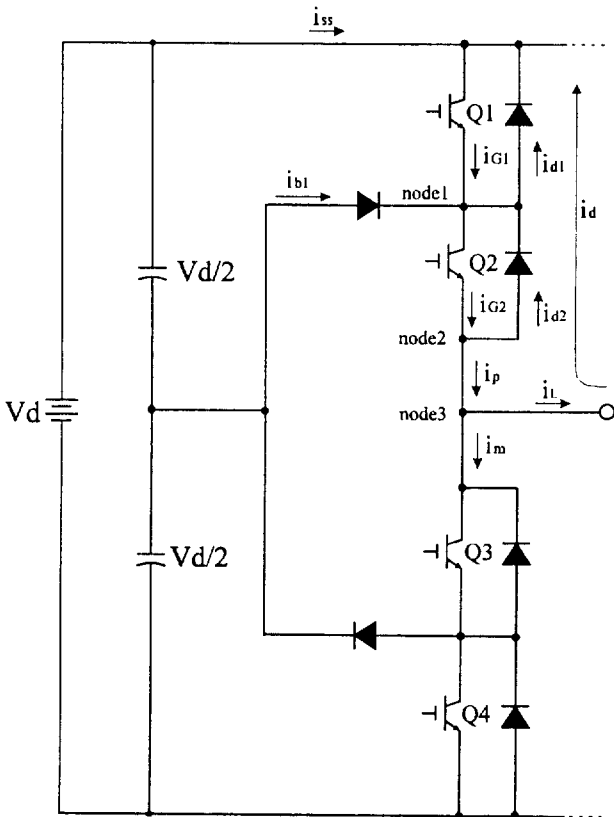


그림 1 노드 전류를 포함한 3-레벨 인버터의 한 상 구조
Fig. 1 Single leg of a three-level inverter with node currents

$$I_{p, avg} = I_{G2, avg} + I_{d, avg} \tag{7}$$

그리고 인버터 입력전류는 각상의 평균전류의 합이므로 식 (8)과 같이 쉽게 얻을 수 있다.

$$I_{ss, avg} = 3 \cdot I_{p, avg} \tag{8}$$

각 소자의 실효전류에 대한 관계를 구하는 것은 평균전류에서와 같이 간단하지 않다. 식 (4)와 실효전류의 정의식(3)을 이용하여 노드 1에서 실효전류 관계식 $I_{G2, rms}^2 = I_{G1, rms}^2 + I_{b1, rms}^2 + \frac{1}{T} \int_0^T (i_{G1} \cdot i_{b1}) dt$ 를 구할 수 있다. 여기서 i_{G1} 과 i_{b1} 이 동시에 도통하는 경우가 존재하지 않기 때문에 $i_{G1} \cdot i_{b1}$ 는 항상 0이 되어 위의 식을

$$I_{G2, rms}^2 = I_{G1, rms}^2 + I_{b1, rms}^2 \tag{9}$$

로 쓸 수 있다.

노드 2의 실효전류도 위와 같이 i_{G2} 와 i_d 가 동시에 도통하지 않기 때문에

$$I_{p, rms}^2 = I_{G2, rms}^2 + I_{b, rms}^2 - \frac{1}{T} \int_0^T (i_{G2} \cdot i_d) dt = I_{G2, rms}^2 + I_{b, rms}^2 \tag{10}$$

가 된다.

노드 3에 KCL을 적용하면

$$i_p = i_{G2} - i_d \tag{11}$$

이고, $I_{pm, rms} = I_m, rms = I_{pm, rms}$ 라 하면 실효전류에 대한 관계는 식 (12)와 같이 된다.

$$I_{p, rms}^2 = \frac{1}{2} I_{rms, l}^2 \tag{12}$$

위에서 구한 평균전류와 실효전류에 관한 관계식들은 각 소자 전류 정격의 최대치를 설정하는데 이용될 수 있다. 예를 들어, 선전류는 일반적으로 알고 있는 값이므로 식 (10)과 식 (12)에서 $I_{G2, rms}$ 와 $I_{d, rms}$ 는 최대 선전류의 절반을 넘을 수 없다. 다른 식들에 관해서도 같은 방식으로 적용될 수 있다.

2.2 전류파형분석

PWM 인버터의 부하가 유도 전동기와 같은 유도성 부하일 때 출력 선전류는 $q(T/T_s)$ 가 클수록 리플이 감소하고 정현파에 더욱 가깝게 된다. T는 출력의 한 주기이며, Ts는 공간 전압 벡터 PWM의 샘플링 주기이다. q가 클 때 출력 전류들은 거의 정현파에 가깝게 된다. 그림 2부터 그림 5는 이를 보여주는 실험파형이다. 따라서 인버터 출력 선전류를 정현파로 가정할 수 있고, 이때 3-레벨 PWM 인버터의 각 소자를 통해 흐르는 전류파형은 그림 6과 같다. 그림 6의 각 소자 전류파형들에

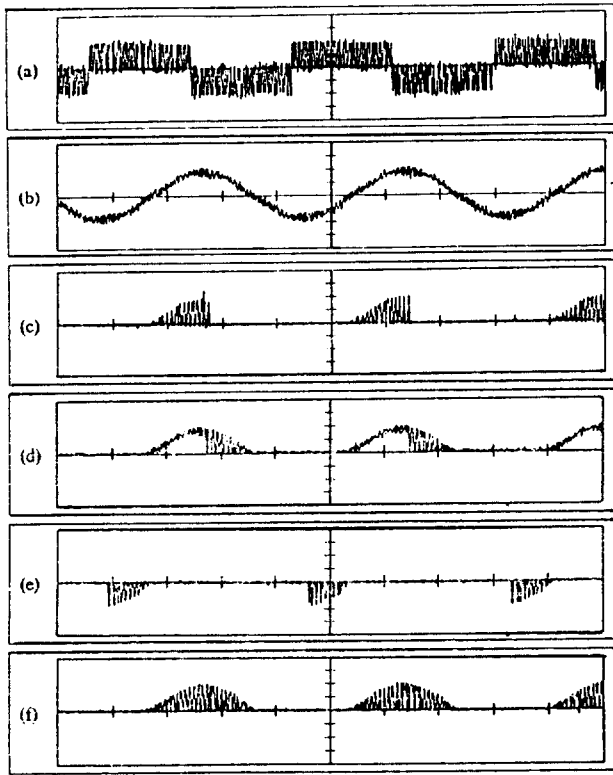


그림 2 $f=27\text{Hz}$, $q=96$, $\text{pf}=0.13$, $\text{Ma}=0.45$ 일 때의 실험 파형(10 ms/div) (a)선간 출력 전압(70V/div) (b)출력 선전류 (2A/div) (c)외측 소자 전류 (2A/div) (d)내측 소자 전류(2A/div) (e)환류 다이오드 전류(2A/div) (f)브랜치 다이오드 전류(2A/div)

Fig. 2 Experimental waveforms with $f=27\text{Hz}$, $q=96$, $\text{pf}=0.13$, $\text{Ma}=0.45$ (10ms/div). (a) line voltage(70V/div). (b) line current (2A/div). (c) outer device(G1)current(2A/div). (d) inner device(G2)current(2A/div). (e) free-wheeling diode current(2A/div). (f) branch diode current (2A/div)

대한 평균전류와 실효전류는 수치해석방법을 이용하면 쉽게 구할 수 있다. 이를 위해 평균전류와 실효전류의 정의식인 식 (2)와 식 (3)의 MATLAB 프로그램을 작성했다. 여러가지 조건들에서 각 소자의 전류파형들을 구하고 전류파형들로부터 평균전류와 실효전류를 계산하였다. 그림 2부터 그림 5은 여러 조건에서 3-레벨 PWM 인버터로 유도 전동기를 운전시켰을 때 나타나는 출력 전압, 출력 선전류, 각 소자를 통해 흐르는 전류의 실험 파형들이다. 각 파형을 보면, 인버터의 각 소자전류들은 부하역률에 따라 서로 상이한 특성이 있음을 알 수 있다. 동일한 Modulation index(Ma)에서 부하역률이 증가하면 스위칭 소자를 통해 흐르는 전류는 증가하는 반면에 환류다이오드와 브랜치 다이오드를 통해 흐르는 전류는 감소한다. 그림 7에 pf를 파라메타로 하고 선전류에 대해 정규화시킨 전류값들을 Ma에 대한 함수로 나타내었다. 정규화된 전류는 Prime으로 표기하였다. 예를 들어 $I_{G1, rms}$ 은 외측 소자전류 I_{G1} 를 선전류의 실효치인 $I_{l, rms}$ 에 대해 정규화시킨 것이다. 이것을 식으로 표기하면 아래와 같다.

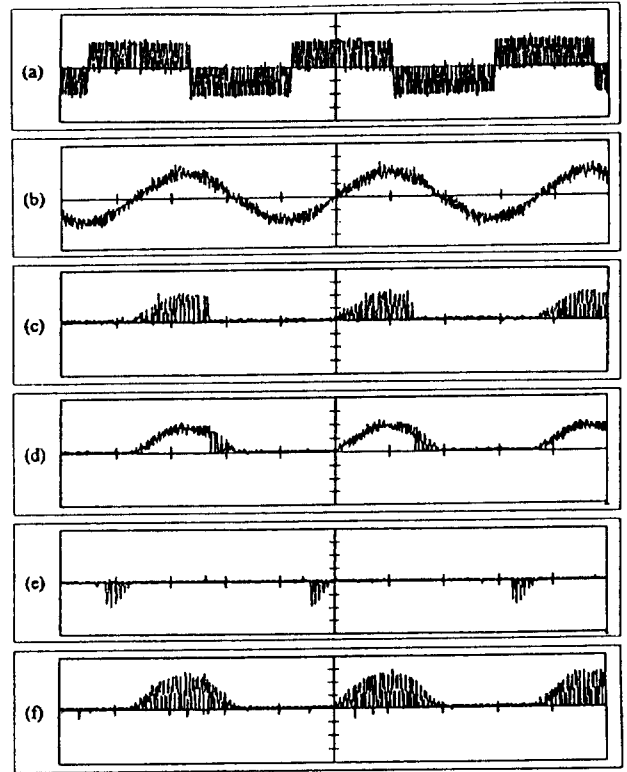


그림 3 $f=27\text{Hz}$, $q=96$, $\text{pf}=0.67$, $\text{Ma}=0.45$ 일 때의 실험 파형(10 ms/div) (a)선간 출력 전압(70V/div) (b)출력 선전류 (2A/div) (c)외측 소자 전류 (2A/div) (d)내측 소자 전류(2A/div) (e)환류 다이오드 전류(2A/div) (f)브랜치 다이오드 전류(2A/div)

Fig. 3 Experimental waveforms with $f=27\text{Hz}$, $q=96$, $\text{pf}=0.67$, $\text{Ma}=0.45$ (10ms/div). (a) line voltage(70V/div). (b) line current (2A/div). (c) outer device(G1)current(2A/div). (d) inner device(G2)current(2A/div). (e) free-wheeling diode current(2A/div). (f) branch diode current (2A/div)

$$I_{G1, rms} = \frac{I_{l, rms}}{I_{G1, rms}} \quad (13)$$

그림 7에서 모든 Ma에 대해 각 소자의 평균전류와 실효전류의 규칙성을 찾기는 어렵지만 부분적인 구간에서는 대체로 규칙적인 특성이 나타남을 알 수 있다. 첫번째 구간은 Ma가 0.25보다 작은 영역이고, 두번째 구간은 Ma가 0.25에서 0.54까지인 영역이며, 마지막 구간은 Ma가 0.54 이상인 영역에 해당된다. 본 연구에서는 이러한 특성을 이용하여 전류계산식을 도출해낸다.

3. 제안한 전류식

3.1 구간 1에서의 전류식 ($0 \leq \text{Ma} \leq 0.25$)

구간 1에서 정규화된 각 소자전류들은 부하역률과 Ma의 곱인 K에 대해 선형적인 특성을 가지고 있다. K에 해당하는 소자 전류파형으로부터 계산한 전류값을 $I_{w/m}(K)$ 라 하고, 정규화시킨 직선을 $\hat{a} \cdot K + \hat{b}$ 라 하면 두 선형매개변수 \hat{a} 와 \hat{b} 은

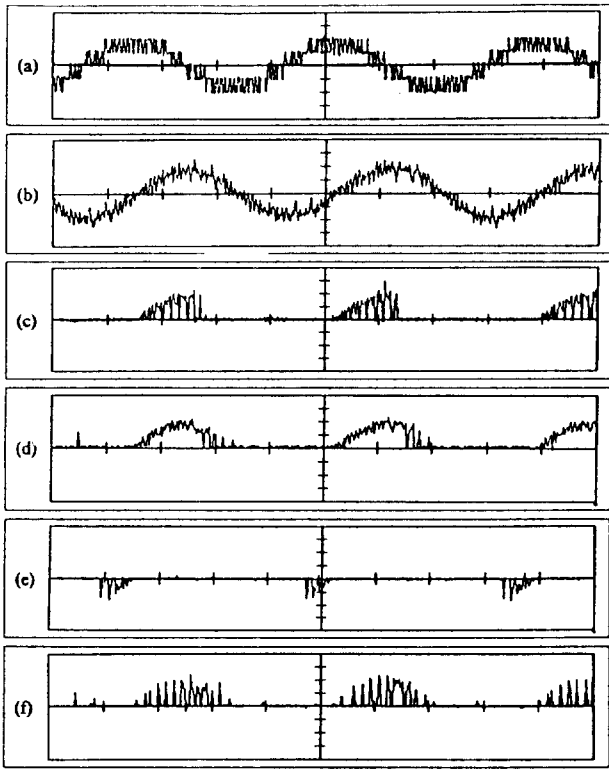


그림 4 $f=54\text{Hz}$, $q=48$, $\text{pf}=0.12$, $\text{Ma}=0.9$ 일 때의 실험 파형(5ms/div) (a)선간 출력 전압(70V/div) (b)출력 선전류(3A/div) (c)외측 소자 전류 (3A/div) (d)내측 소자 전류(3A/div) (e)환류 다이오드 전류(3A/div) (f)브랜치 다이오드 전류(3A/div)

Fig. 4 Experimental waveforms with $f=54\text{Hz}$, $q=48$, $\text{pf}=0.12$, $\text{Ma}=0.9$ (5ms/div). (a) line voltage(70V/div). (b) line current (3A/div). (c) outer device(G1)current(3A/div). (d) inner device(G2)current(3A/div). (e) freewheeling diode current(3A/div). (f) branch diode current (3A/div)

직선을 완전히 결정지우며, 근사화에 따른 오차는 다음과 같다.

$$\text{error} = \hat{a} \cdot K + \hat{b} - I_{wfm}(K) \quad (14)$$

근사화시키는 과정은 LSEM(Least square error method)을

표 1 구간 1에서의 전류식

Table 1 Current equations in region 1

$I'G1,rms$	$0.3205K+0.3558$
$I'G1,avg$	$0.2098K+0.1125$
$I'G2,rms$	$0.1934K+0.6136$
$I'G2,avg$	$0.2063K+0.3378$
$I'd,rms$	$-0.3874K+0.353$
$I'd,avg$	$-0.2036K+0.1123$
$I'b1,rms$	$-0.0042K+0.50$
$I'b1,avg$	$-0.0035K+0.225$

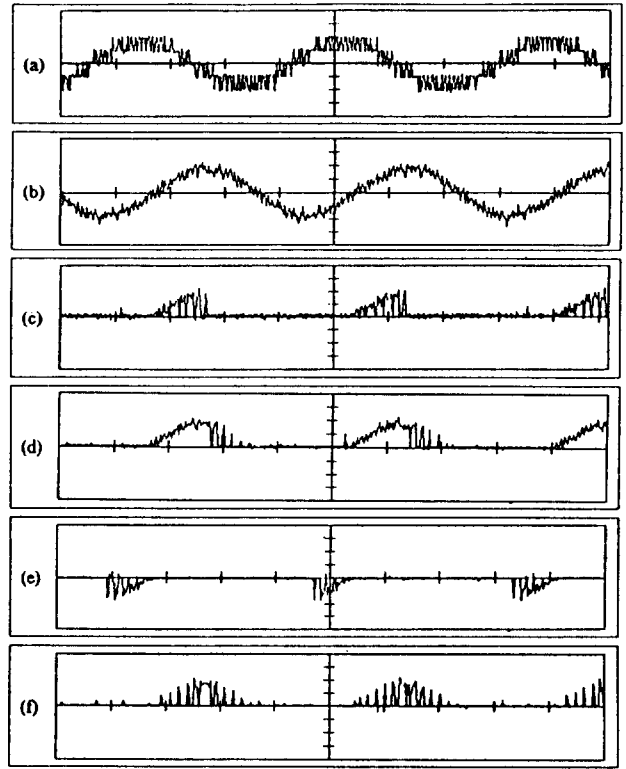


그림 5 $f=54\text{Hz}$, $q=48$, $\text{pf}=0.54$, $\text{Ma}=0.9$ 일 때의 실험 파형(5ms/div) (a)선간 출력 전압(70V/div) (b)출력 선전류(3A/div) (c)외측 소자 전류 (3A/div) (d)내측 소자 전류(3A/div) (e)환류 다이오드 전류(3A/div) (f)브랜치 다이오드 전류(3A/div)

Fig. 5 Experimental waveforms with $f=54\text{Hz}$, $q=48$, $\text{pf}=0.54$, $\text{Ma}=0.9$ (5ms/div). (a) line voltage(70V/div). (b) line current (3A/div). (c) outer device(G1)current(3A/div). (d) inner device(G2)current(3A/div). (e) freewheeling diode current(3A/div). (f) branch diode current (3A/div)

표 2 구간 2에서의 전류식

Table 2 Current equations in region 2

$I'G1,rms$	$-(0.1618\text{Ma}-0.0647) \cdot (1-\text{pf})^2+(0.5341\text{Ma}+0.2015)$
$I'G1,avg$	$0.2111K+2043\text{Ma}-0.0023\text{pf}-0.0027$
$I'G2,rms$	$(-0.1516\text{Ma}+0.0009) \cdot (1-\text{pf})^2+(-0.003\text{Ma}+0.7058)$
$I'G2,avg$	$0.1928K-0.1787\text{Ma}-0.0027\text{pf}+0.4461$
$I'd,rms$	$-0.3428K+0.3633\text{Ma}-0.1372\text{pf}+0.1517$
$I'd,avg$	$-0.199K+0.1873\text{Ma}+0.0011$
$I'b1,rms$	$-0.0502K-0.3578\text{Ma}+0.0089\text{pf}+0.72$
$I'b1,avg$	$-0.0184K-0.383\text{Ma}+0.005\text{pf}+0.4488$

적용하여 $\sum(\text{error}^2)$ 가 최소값이 되는 선형매개변수 \hat{a} 와 \hat{b} 의 값을 구하는 것이다. 각 소자전류에 대해 근사화시킨 전류식들을 표 1에 정리하였다.

이러한 직선으로 근사화함이 타당한지 알아보기 위해 오차분석을 하고, 그림 8에는 위의 오차분석결과를 나타내었다.

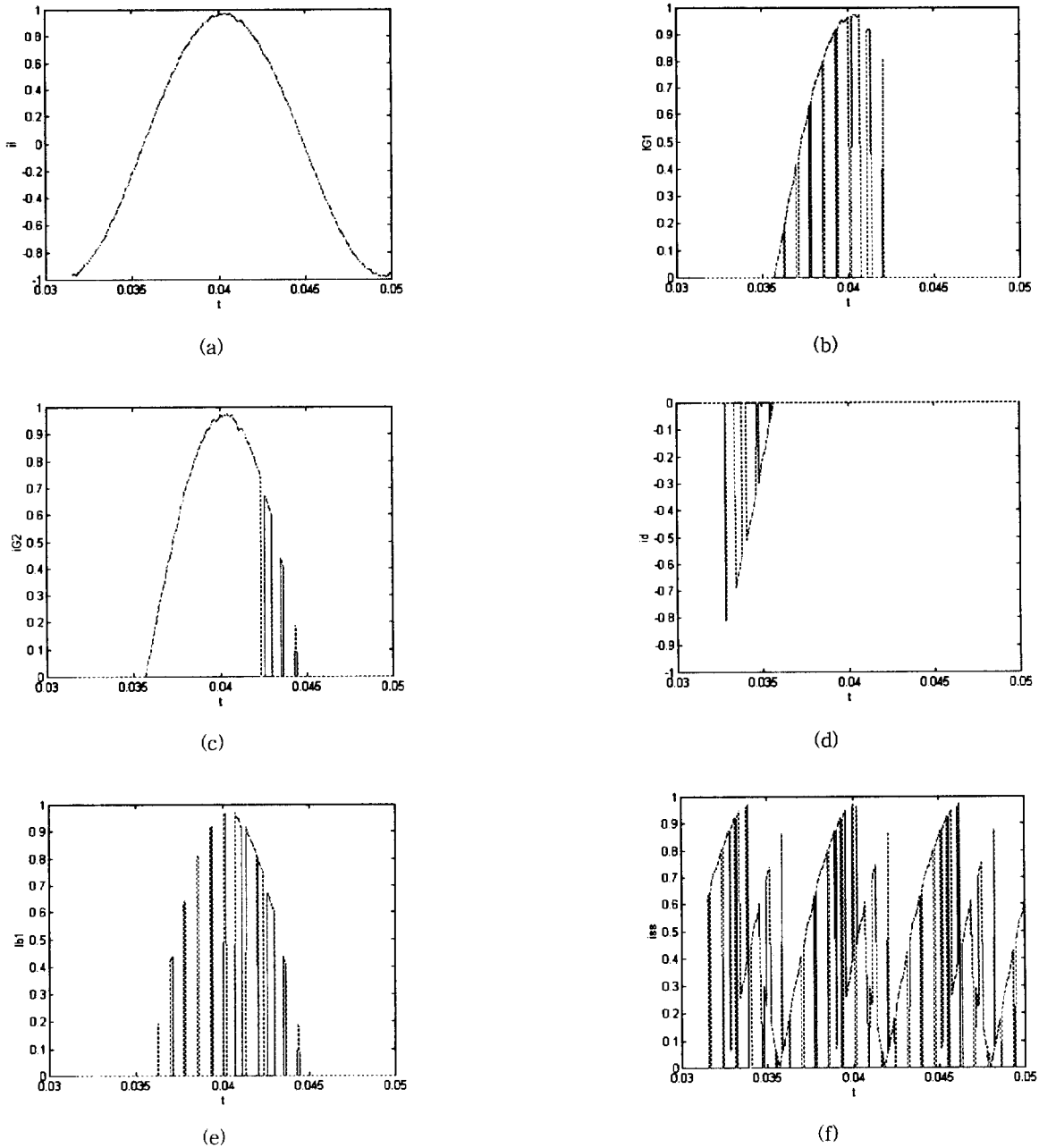


그림 6 근사화된 3-레벨 PWM 인버터 전류파형 (f=54Hz, q=48, pf=0.8, Ma=0.9) (a)출력 선전류 (b)외측 소자 전류 (c)내측 소자 전류 (d)환류 다이오드 전류 (e)브랜치 다이오드 전류 (f)인버터 입력전류

Fig. 6 Approximate three-level PWM inverter current waveforms (f=54Hz, q=48, pf=0.8, Ma=0.9). (a) line Current (b) outer device(G1)current (c) inner device(G2)current (d) free-wheeling diode current (e) branch diode current. (f) input current

3.2 구간 2에서의 전류식 (0.25 ≤ Ma ≤ 0.54)

구간 2에서 각 소자 전류들은 구간 1에서의 같이 K값에 대한 선형성을 찾을 수 없어 하나의 변수(K)에 대한 직선으로 근사화시킬 수 없다. 하지만 Ma가 일정할 때 pf에 따라 내-외측 스위칭 소자의 실효전류는 포물선에 가까우며, 나머지 전류들은 거의 선형적인 관계를 가지고 있다. 선형성을 보이는 전류는 $\hat{a}X + \hat{b}$ 로 근사화시키고, 내-외측 스위칭 소자의 실효전류는 $\hat{a}(1-pf)^2 + \hat{b}$ 로 근사화시켰다. 각 근사식의 매개변수

\hat{a} 와 \hat{b} 를 구하기 전에 $(1-pf)^2 = X$ 로 하면 포물선 방정식은 $\hat{a}X + \hat{b}$ 와 같이 간단한 직선의 방정식이 된다. 따라서 선형매개변수 \hat{a} , \hat{b} 는 구간 1에서의 같이 LSEM으로 쉽게 구할 수 있다. 다른 Ma값에 대해서도 위와 같은 방법으로 매개변수들을 구하면 일정한 pf에서 Ma에 따라 거의 선형적으로 변하므로 전류식은 $(\hat{m}_1 Ma + \hat{n}_1) \cdot (1-pf)^2 + \hat{m}_2 Ma + \hat{n}_2$ 가 된다. 각 소자 전류들의 전류식들을 표 2에 정리하였다.

전류식들의 근사화에 따른 오차분석을 행하고, 그림 9에 오차

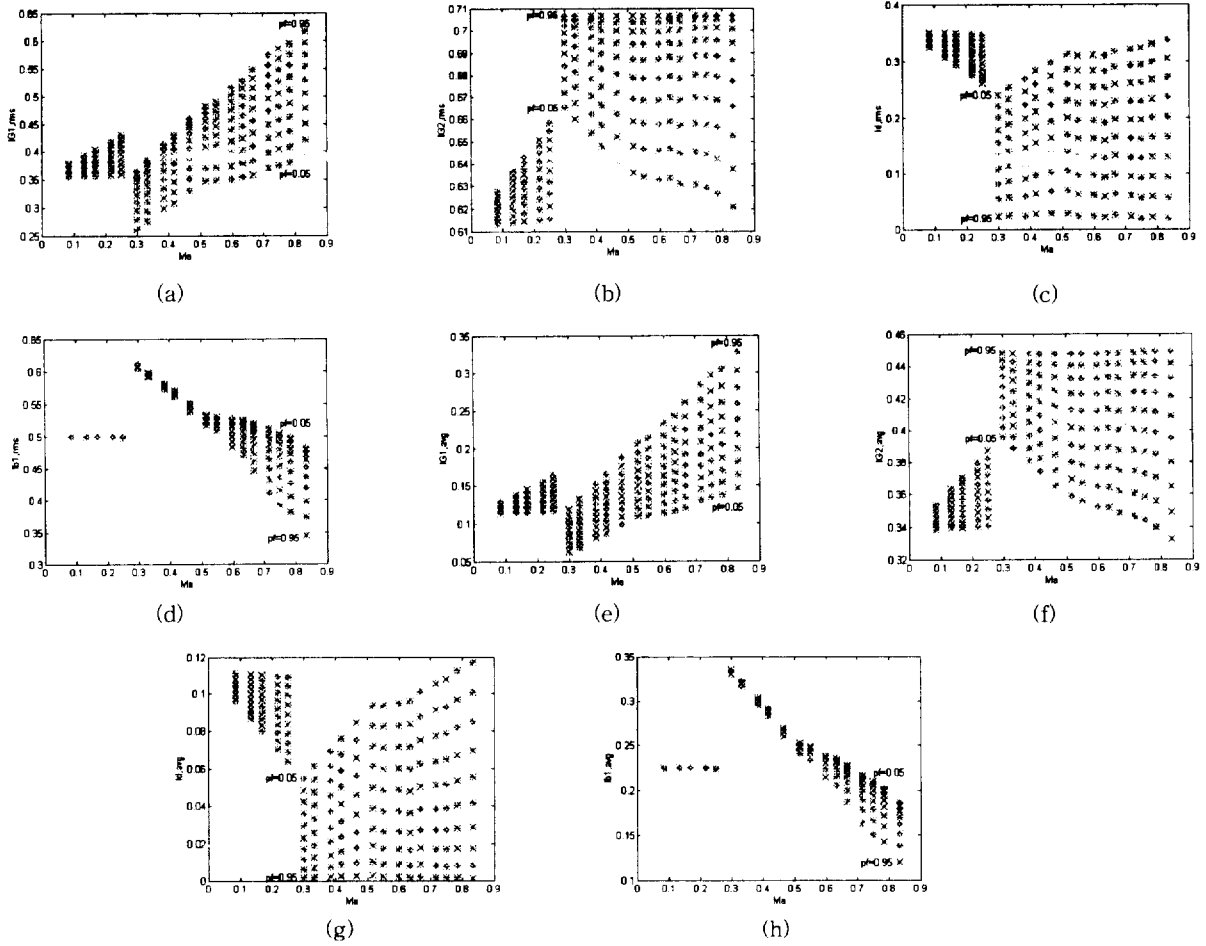
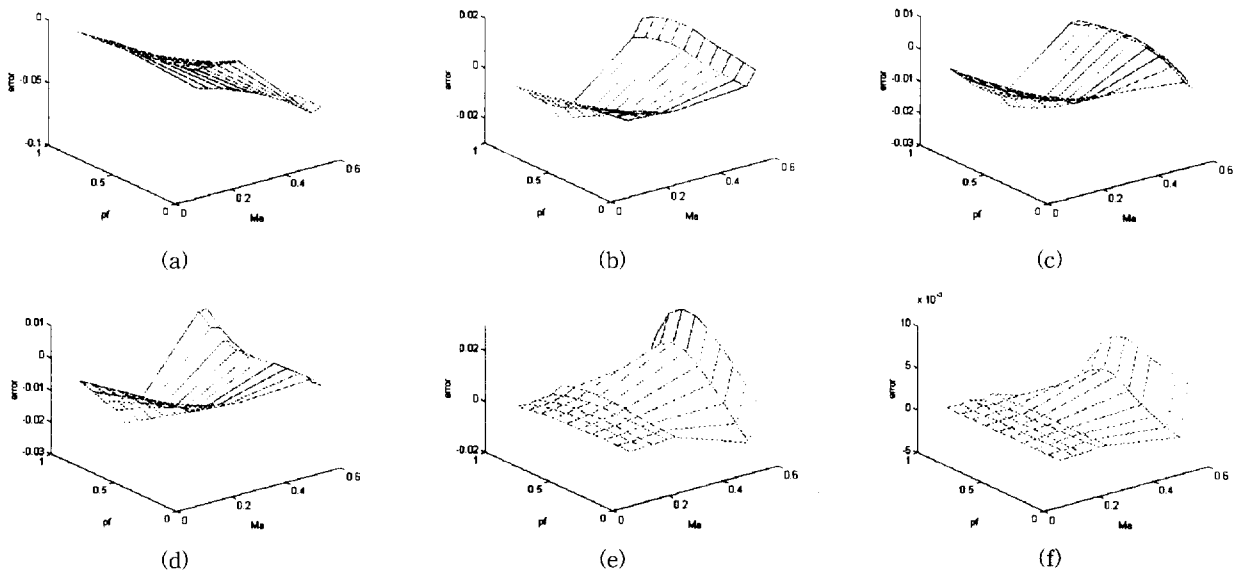


그림 7 부하역률과 Ma의 함수로 나타낸 정규화된 실효전류와 평균전류 (a)외측소자 실효전류 (b)내측 소자 실효전류 (c)환류 다이오드 실효전류 (d)브랜치 다이오드 실효전류 (e)외측 소자 평균전류 (f)내측 소자 평균전류 (g)환류 다이오드 평균전류 (h)브랜치 다이오드 평균전류

Fig. 7 Normalized average and rms currents as function of load power factor and Ma. (a) outer device(G1)rms current. (b) inner device(G2)rms current. (c) free-wheeling diode rms current. (d) branch diode rms current. (e) outer device(G1) average current. (f) inner device(G2) average current. (g) freewheeling diode average current. (h) branch diode average current



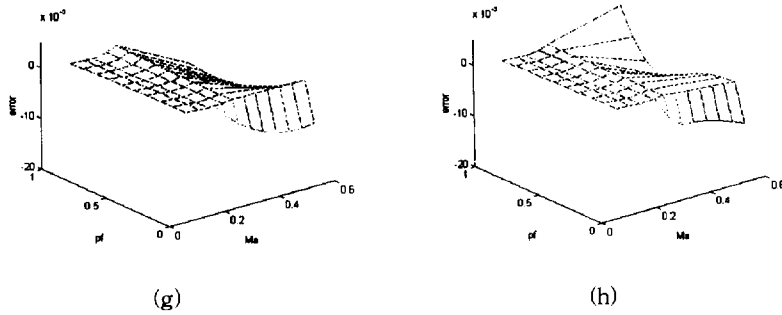


그림 8 구간 1에서의 전류식 오차 (a)외측소자 실효전류 (b)외측 소자 평균전류 (c)내측 소자 실효전류 (d)내측 소자 평균전류 (e) 환류 다이오드 실효전류 (f)환류 다이오드 평균전류 (g)브랜치 다이오드 실효전류 (h)브랜치 다이오드 평균전류

Fig. 8 Errors of current equations in region 1. (a) outer device(G1)rms current. (b) outer device(G1)average current. (c) inner device(G2)rms current. (d) inner device(G2)average current. (e) free-wheeling diode rms current. (f) free-wheeling diode average current. (g) branch diode rms current. (h) branch diode average current

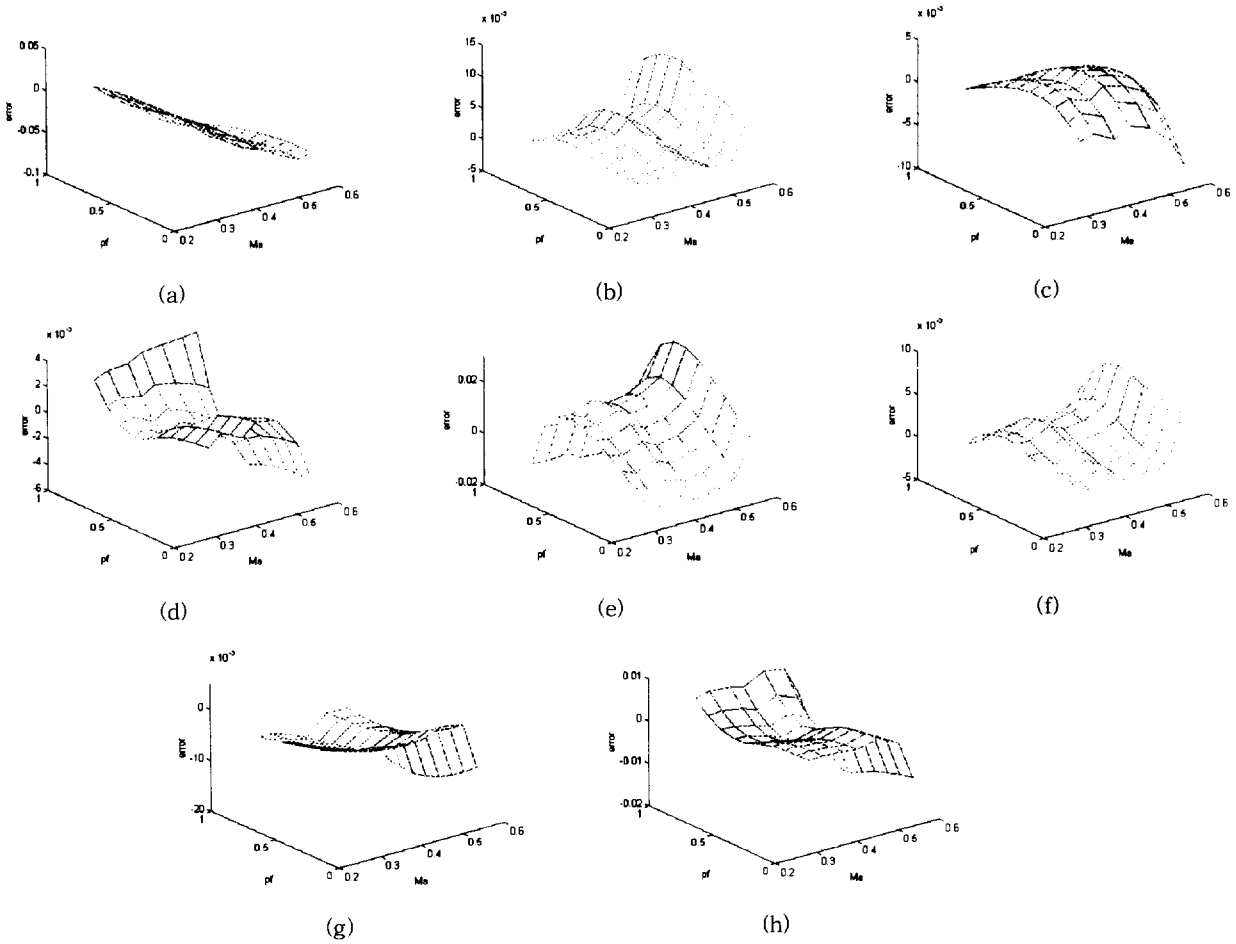


그림 9 구간 2에서의 전류식 오차 (a)외측소자 실효전류 (b)외측 소자 평균전류 (c)내측 소자 실효전류 (d)내측 소자 평균전류 (e) 환류 다이오드 실효전류 (f)환류 다이오드 평균전류 (g)브랜치 다이오드 실효전류 (h)브랜치 다이오드 평균전류

Fig. 9 Errors of current equations in region 2. (a) outer device(G1)rms current. (b) outer device(G1)average current. (c) inner device(G2)rms current. (d) inner device(G2)average current. (e) free-wheeling diode rms current. (f) free-wheeling diode average current. (g) branch diode rms current. (h) branch diode average current

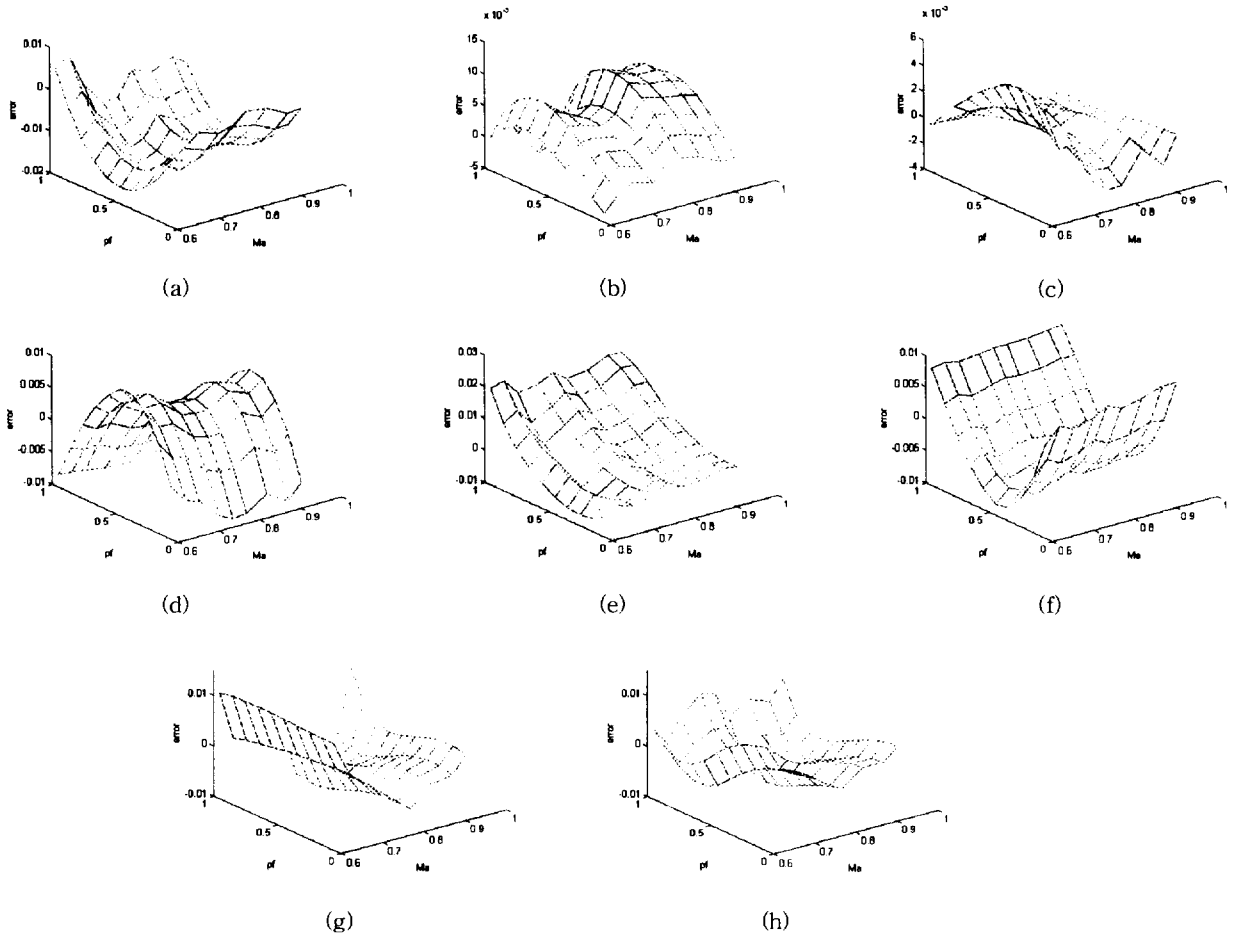


그림 10 구간 3에서의 전류식 오차 (a)외측소자 실효전류 (b)외측 소자 평균전류 (c)내측 소자 실효전류 (d)내측 2소자 평균전류 (e)환류 다이오드 실효전류 (f)환류 다이오드 평균전류 (g)브랜치 다이오드 실효전류 (h)브랜치 다이오드 평균전류
 Fig. 10 Errors of current equations in region 3. (a) outer device(G1)rms current. (b) outer device(G1)average current. (c) inner device(G2)rms current. (d) inner device(G2)average current. (e) free-wheeling diode rms current. (f) free-wheeling diode average current. (g) branch diode rms current. (h) branch diode average current

분석결과를 pf와 Ma에 대해 나타내었다.

3.3 구간 3에서의 전류식 (0.54 < Ma ≤ 1)

Ma를 일정하게 두고 각 소자를 통해 흐르는 평균전류와 실효전류를 pf의 함수로 나타내고 그 특성을 고찰하여 내측 스위

표 3 구간 3에서의 전류식

Table 3 Current equations in region 3

$I'_{G1,rms}$	$0.24K+0.184Ma+0.0482pf+0.2352$
$I'_{G1,avg}$	$0.2826K+0.1329Ma-0.0361pf+0.0227$
$I'_{G2,rms}$	$-(0.0738Ma+0.034) \cdot (1-pf)^2+(0.0074Ma+0.7007)$
$I'_{G2,avg}$	$0.1158K-0.0926Ma+0.0351pf+0.409$
$I'_{d,rms}$	$-0.1792K+0.1259Ma-0.2058pf+0.2547$
$I'_{d,avg}$	$-0.1193K+0.0959Ma-0.0323pf+0.0387$
$I'_{b1,rms}$	$(-0.4623Ma+0.2284)pf^2+(-0.2325Ma+0.6741)$
$I'_{b1,avg}$	$(-0.167Ma+0.0697)pf^2+(-0.2534Ma+0.3987)$

칭 소자의 실효전류는 $\hat{a}(1-pf)^2 + \hat{b}$ 로, 브랜치 다이오드 전류는 $\hat{a}pf^2 + \hat{b}$ 로 근사화시켰다. 그리고 나머지 전류들은 선형적인 관계를 가지고 있어 직선으로 근사화시켰다. Ma를 변화시키면서 각각의 Ma값에 대해서 매개변수 \hat{a} , \hat{b} 를 구하면 Ma에 대해서는 선형적인 특성을 보이므로 구간 2에서와 같이 \hat{a} 와 \hat{b} 는 Ma에 대한 1차 함수로 근사화시켰다. 이와 같이 구한 매개변수를 대입하여 구한 전류식들을 표 3에 정리하여 나타냈으며, 구간 2에서와 같이 오차분석을 하고, 그림 10에 오차분석결과를 나타내었다.

3.4 이론적 검증

3-레벨 PWM 인버터의 각 소자 전류들은 pf와 Ma에 대해서 정확히 선형이라기 보다는 선형성에 가까운 특성을 보이고 있어 이것들을 근사화시켜 전류식을 구하였다. 구간별로 구한 전류식들은 인버터 출력 선전류가 정현파라는 가정하에 각 소자의 전류파형들을 이용해 계산한 평균전류와 실효전류의 근사식이다. 식 (5)에서 식 (12)까지의 전류 관계식들은 인버터의 운전조건이나 제어방법에 상관없이 항상 성립하는 식들이므로 도출한 관계식도 이 관계식들을 만족해야 한다. 따라서 이론적

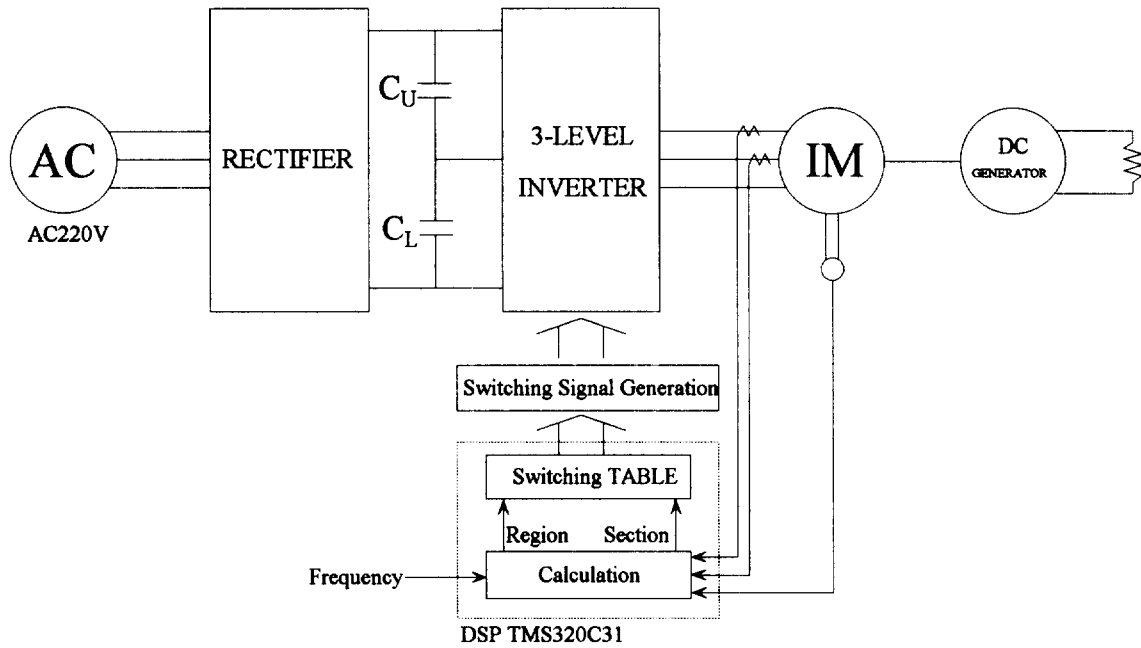


그림 11 실험 시스템 구성
Fig. 11 Experimental system configuration

표 4 최대오차
Table 4 Maximum error

	식 (5)	식 (9)	식 (10)
최대오차	1.18%	2.4%	0.89%

타당성을 검증하기 위해 각 구간에서 구한 평균전류와 실효전류값을 식 (5), 식 (9), 식 (10)에 대입하여 오차를 구하면 다음과 같다.

최대오차가 2.5%이내에 있어 전류식은 타당하다고 볼 수 있다.

4. 실험 및 검토

4.1 실험 시스템 구성 및 과전압 보호회로

그림 11은 실험 시스템을 나타내고 있으며, 220V 3상 전원에서부터 직류전압을 얻기 위한 3상 다이오드 정류기, 인덕터와 직렬연결된 커패시터로 구성된 L-C저역통과 필터 및 IGBT 인버터로 구성되어 있다. 제어 시스템은 DSP칩(TMS320C31)를 사용해서 인버터 시스템 제어와 PWM을 구현했으며 IGBT 스위칭을 위한 데드타임은 $5[\mu\text{sec}]$ 로 설정하였다. 유도 전동기는 GE사의 MG-set를 사용했으며 표 5와 표 6에 유도 전동기와 직류 발전기의 상수를 각각 나타내었다.

표 5 유도 전동기의 상수
Table 5 Induction motor parameters and ratings

	Phase	Pole	Volts	Ampere
유도전동기	3	4	220/440V	8.4/4.2A

인버터 주회로 구성은 그림 12와 같은 과전압 제한회로가 있는 구조를 사용하였다. 스위칭 소자로 사용한 IGBT는 고속으로 스위칭하기 때문에 주회로내의 작은 누설 인덕턴스 성분과 턴-온 스너버에 의해 과전압이 발생하며, 이 과전압의 방전경

표 6 직류 발전기의 상수
Table 6 DC generator parameters and ratings.

	Watts	Volts	Ampere	Winding
직류발전기	1.5Kw	125V	12A	shunt winding

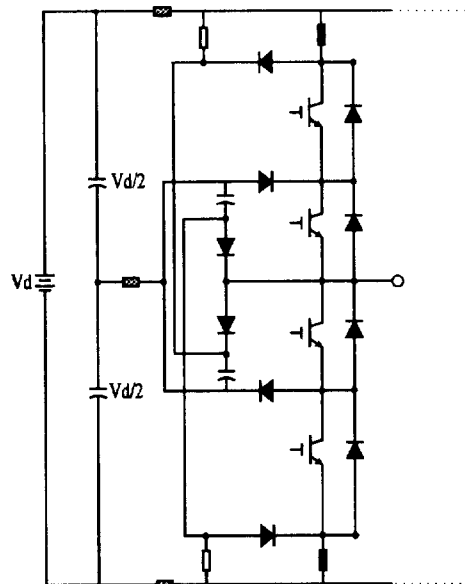


그림 12 3-라벨 인버터를 위한 과전압 보호회로
Fig. 12 Overvoltage snubber circuit for a three-level inverter

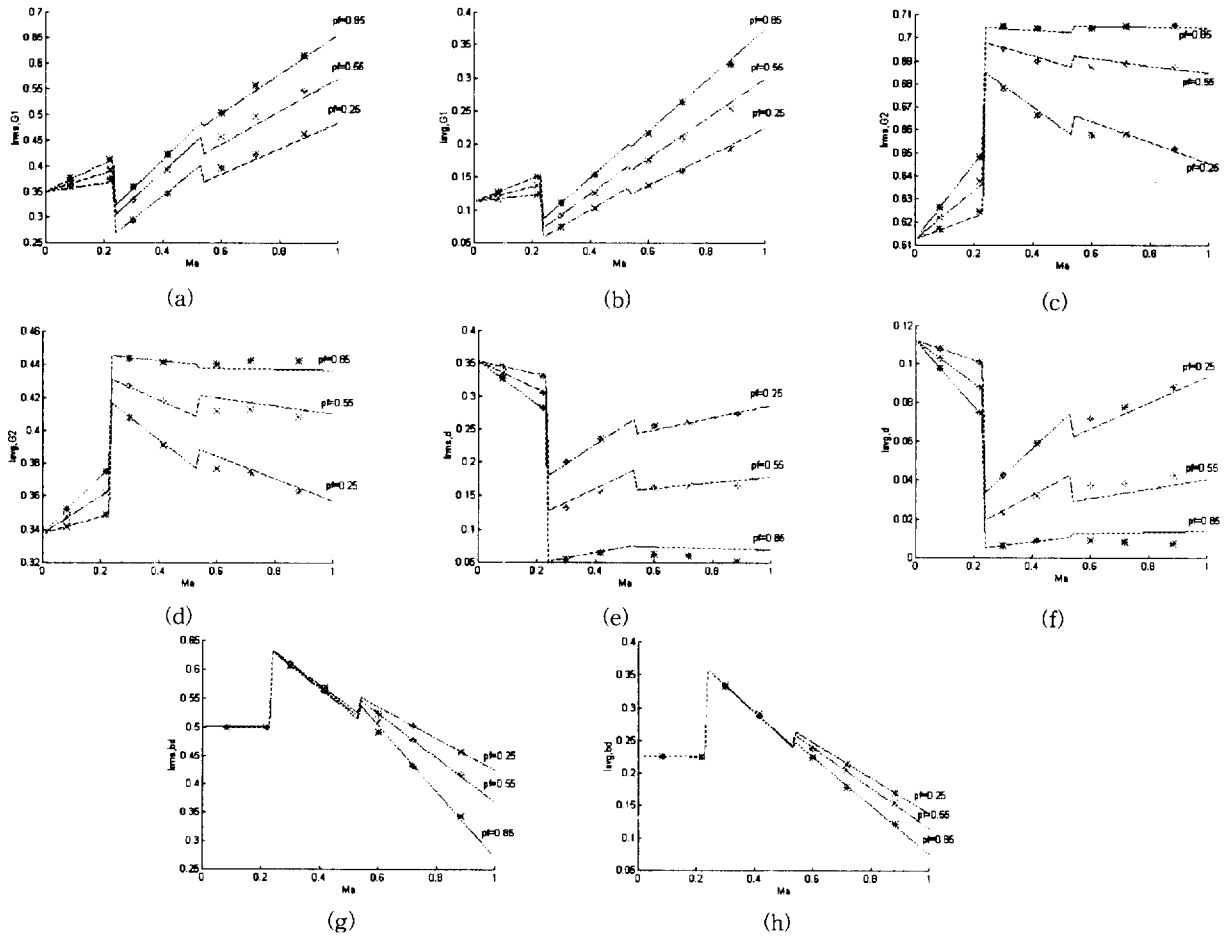


그림 13 실험과 계산에 의한 전류값 비교 (a)외측소자 실효전류 (b)외측 소자 평균전류 (c)내측 소자 실효전류 (d)내측 소자 평균 전류 (e)환류 다이오드 실효전류 (f)환류 다이오드 평균전류 (g)브랜치 다이오드 실효전류 (h)브랜치 다이오드 평균전류

Fig. 13 Measured values compared with values calculated by current equations. (a) outer device(G1)rms current. (b) outer device(G1)average current. (c) inner device(G2)rms current. (d) inner device(G2)average current. (e) free-wheeling diode rms current. (f) free-wheeling diode average current. (g) branch diode rms current. (h) branch diode average current

로가 내-외측소자를 직렬로 연결한 꼴이 되어 내-외측소자의 차단전압에 불균형을 초래하게 된다. 그림 12의 3-레벨 PWM 인버터를 위한 과전압 보호회로는 이러한 과전압 발생을 억제하고, 내-외측소자의 차단 전압 불균형을 해소시켜 주어 스위칭 소자에 대한 부담이 줄어들게 된다.

4.2 실험 결과

각 소자를 통해 흐르는 전류를 산정해 내기 위해 도출한 전류식들의 타당성을 입증하기 위해 3-레벨 PWM 인버터를 구성하는 각 소자의 평균전류와 실효전류를 측정하였다. 부하는 MG-set의 직류 출력단에 저항을 연결하여 조절하였다. 그림 13에서 실선은 계산한 전류값이며, 측정된 전류값들은 출력 선 전류의 실효값에 대해 정규화시켜 점으로 표시하였다. 측정된 전류값들은 전류식에서 구한 값과 다소 상이함을 알 수 있다. 이러한 오차는 계산식 도출 과정에서 고려하지 않은 데드타임과 전력용 반도체 소자의 스위칭 특성 등으로 인한 결과이다. 그러나 최대 오차가 5%이내에 있어 실제 응용상에서 매우 유효하게 사용될 수 있다.

5. 결론

본 논문에서는 공간 전압 벡터 3-레벨 PWM 인버터의 각 구성소자를 통해 흐르는 평균전류와 실효전류를 구하기 위한 간단한 전류식을 제시하였다. 각 전류식들은 모의실험을 통해 얻은 전류값들을 인버터 출력 선전류에 대해 정규화시킨 후 근사화를 통해 구하였으며, 오차분석을 통해 정확도를 기술하였다.

실제 제작한 IGBT 인버터를 이용하여 실험을 하였다. 실험 결과의 오차원인들을 기술하고 이에 따른 정량적인 분석결과를 제시함으로써 제안한 전류식의 타당성을 검증하였다.

제안한 전류식은 3-레벨 인버터 설계시 적합한 소자선정과 소자의 손실에 따른 방열설계 그리고 턴-온 리액터 설계 등에 유용하게 사용될 수 있다.

본 연구는 한국전력공사의 지원에 의하여 기초전력공학 공동연구소 주관으로 수행되었음.

참 고 문 헌

- [1] A.Nabae, et al., "A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter," IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol.IA-17, no. 5, pp. 518-523, 1981.
- [2] R. Joetten, Chr. Kehl, "A FAST SPACE-VECTOR CONTROL FOR THREE-LEVEL VOLTAGE SOURCE INVERTER," European Conf. on Power Electronics and Applications, FIRENZE, pp. 2-070-2-075, 1991.
- [3] Masato Koyama et al., "SPACE VOLTAGE VECTOR-BASED NEW PWM METHOD FOR LARGE CAPACITY THREE-LEVEL GTO INVERTER," IEEE IECON Conference Record, pp. 271-276, 1992.
- [4] Hyo L.Liu, et al., "THREE LEVEL SPACE VECTOR PWM IN LOW INDEX MODULATION REGION AVOIDING NARROW PULSE PROBLEM," IEEE PESC Conf. Rec., pp. 257-262, 1993.
- [5] Roberto Rojas et al., "PWM TECHNIQUE FOR NPC INVERTERS BY MEANS OF DECOUPLED CONTROL OF VOLTAGE VECTOR COMPONENTS," Annual Conference of I.E.E Japan-Industry Application Society pp. 65-70, 1993.
- [6] Robert C. Thurston et al., "A Simple and Accrate Method of Computing Average and RMS Currents in a Three-phase PWM Inverter," IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 8, no. 2, pp. 192-199, April, 1993.

저 자 소 개



김 광 섭 (金光燮)

1970년 10월 3일생. 1994년 한양대 공대 전기 공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 POSCON기술연구소 연구원



서 범 석 (徐範錫)

1966년 10월 5일생. 1989년 한양대 공대 전기공학과 졸업. 1991년 한양대 대학원 전기 공학과 졸업(석사). 1996년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(공박). 현재 한양대 산업과학 연구소 전문연구요원



현 동 석 (玄東石)

1950년 4월 8일생. 1973년 한양대 공대 전기 공학과 졸업. 1978년 한양대 대학원 전기공 학과 졸업(석사). 1986년 서울대 대학원 전기 공학과 졸업(공박). 1984년~1985년 미국 토 레도 대학 교환교수. 1988년~1989년 뮌헨공 과대학 교환교수. 현재 한양대 공대 전기공학과 교수. 당학회 평의원