

멀티레벨 인버터 시스템의 전도손실과 스위칭손실 해석

金 兌 珍*, 姜 岱 旭, 李 요 한, 玄 東 石

The Analysis of Conduction and Switching Losses in Multi-Level Inverter System

Tae-Jin Kim, Dae-Wook Kang, Yo-Han Lee, and Dong-Seok Hyun

요 약

멀티레벨 인버터 시스템은 낮은 고조파 성분과 높은 전력이 요구되는 분야에 매우 효율적인 시스템이다. 멀티레벨 인버터 시스템의 경우에 스위치 소자의 손실은 기존의 방법으로는 해석 할 수 없다. 그 이유는 각 스위치 소자의 손실이 2-레벨과는 다르게 서로 같지 않기 때문이다. 본 논문에서는 멀티레벨 인버터 시스템에 대한 전도 손실과 스위칭 손실의 간단하고 정확한 방법을 제안하였다. 제안된 방법의 타당함은 3-레벨과 4-레벨 다이오드 클램프드 인버터 시스템에 대해 증명하였다.

ABSTRACT

The multi-level inverter system is very promising in ac drives, when both reduced harmonic contents and high power are required. In case of multi-level inverter system, the loss of switch devices cannot be analyzed by conventional methods. The reason is that the loss of each the switch device is different from one another unlike 2-level. In this paper, a simple and accurate method of computing conduction and switching loss is proposed for multi-level inverter system. The validity of the proposed method is proven for 3-level and 4-level diode clamped inverter system.

Key words : multi-level inverter, pulse width modulation (PWM), conduction loss, switching loss

1. 서 론

PWM(Pulse Width Modulation) 전압형 인버터는 다양한 산업설비에 이용되고, 특히 교류 전동기 구동 시스템에 많이 사용되어진다. 현재는 산업 설비의 발달로 인해 인버터의 고압 대응량을 요구하게 되었고 이를 충족시키기 위해 멀티레벨 인버터가 사용되고 있다.

또한 인버터 출력의 고조파 감소가 요구될 때 매우 유용한 시스템으로 지금까지 많은 토폴로지가 개발되어져 왔다. 이들 중 주된 토폴로지는 다이오드 클램프드 인버터, 플라잉 커패시터 인버터, 그리고 H-bridge 인버터 시스템이 있다. 이들은 모두 낮은 전압 소자를 사용하여 높은 출력 전압을 만들어 내며 같은 개수의 주 스위치 소자를 갖는다. 그러나 각각의 토폴로지들은 서로 다른 원리에 의해 출력전압을 생성하며 별도의 추가적인 장치를 필요로 한다. 이들 중 다이오드 클램프드 인버터 시스템이 가장 적은 수의 커패시터를 필요로 하고, 시스템 상에 독립된 전원을 필요로 하지 않기 때문에 추가적인 변압기가 요구되지 않아 현재까지 가장 널리 쓰이는 멀티레벨 인버터 시스템이다.

인버터 시스템이 동작할 때 이들을 구성하는 스위치

*한양대학교 전기공학과 박사과정

E-mail : taejink@ihanyang.ac.kr

접수일자 : 2001. 9. 5

1차심사요청일 : 2001. 9. 10 2차심사요청일 : 2001.11.14

심사완료일 : 2002. 1.24

에서는 손실이 발생하게 되는데 멀티레벨 인버터는 레벨이 증가함에 따라 스위치 소자의 수가 비례적으로 증가하게 된다. 이 스위치 소자에서의 손실은 실제 인버터를 제작하는데 있어 시스템 부피의 최소화와 손실의 최소화라는 측면에서 매우 중요한 부분을 이룬다.

인버터를 구성하는 스위치 소자의 손실은 오프상태 손실, 전도상태 손실, 그리고 스위칭 손실이 있다. 이들 중 오프상태 손실은 오프시 소자에 흐르는 누설전류의 양이 매우 작아 일반적으로 무시된다. 따라서 인버터 내부 스위치 소자에서의 손실은 전도상태 손실과 스위칭 손실만 고려된다.

현재까지 2-레벨 인버터 시스템의 전도상태 손실과 스위칭 손실에 대한 다양한 해석이 제안되어 왔다^[1-5]. 그러나 이들 해석을 멀티레벨 인버터 시스템에 그대로 적용할 수는 없다. 그 이유는 멀티레벨 인버터 시스템이 2-레벨 인버터 시스템과는 다르게 다음과 같은 특징을 갖고있기 때문이다.

- 멀티레벨 인버터 시스템 한 레그에 대한 각 스위치 소자의 전도상태 비가 출력 상전압 한 주기동안 서로 같지 않다. 예를 들면 기존의 2-레벨 인버터 시스템의 경우 부하 출력선을 기준으로 모든 소자의 전도상태 시간이 같아 전도상태 비율은 같지만 다이오드 클램프드 인버터는 내측 스위치 소자가 외측 스위치 소자보다 전도상태 시간이 더 길어 전도 상태 비율이 달라진다.
- 3-레벨 인버터 시스템의 경우, 모든 스위치 소자들은 2-레벨 인버터 시스템과 마찬가지로 모두 같은 스위칭 주파수를 갖지만 캐리어 주파수의 반이 된다. 그리고 4-레벨 이상의 멀티레벨 인버터 시스템은 각 스위치 소자의 스위칭 주파수가 서로 같지 않으며, 변조지수에 따라 그리고 출력 전압 레벨의 수에 따라서 달라진다.
- 멀티레벨 인버터 시스템 중 다이오드 클램프드 인버터 시스템은 기존의 2-레벨 인버터뿐만 아니라 다른 멀티레벨 인버터 시스템과는 다르게 클램핑 다이오드가 필요하다. 따라서 추가된 다이오드의 손실 또한 고려해 주어야 한다.

본 논문에서는 위의 사항들을 고려한 멀티레벨 인버터 시스템의 손실해석 방법을 제안하였다. 손실을 해석하는데 필요한 소자의 정 특성(static characteristics)은 다음과 같이 구하였다.

그림 1은 본 논문에서 스위치 소자의 모델링에 사용한 eupec사의 3300[V], 1200[A] IGBT에 대한 순방향

특성(forward characteristics)으로 IGBT의 온 상태에서 나타나는 전압이 고 전류 영역에서 선형적으로 증가함을 보여준다. 이것을 구분적(piece-wise)으로 선형 근사화 하면 직선으로 단순화시킬 수 있다. 이 직선의 기울기는 온 상태에서 스위치 소자에 나타나는 저항 값(R_{on})의 역수를 나타낸다. 그리고 이 직선이 전압 축과 만나는 점은 문턱전압(threshold voltage : V_{th})을 나타내며 실제 저 전류 영역에서 나타나는 문턱전압 보다는 큰 값을 나타내지만 손실을 산정 하는 것을 허용한다^[1-2]. 다이오드의 정 특성도 이와 동일한 방법을 사용하여 구할 수 있다.

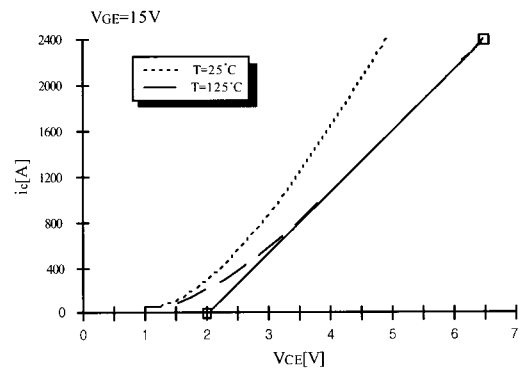


그림 1 FZ1200R33KF2의 순방향 특성
Fig. 1 Forward characteristics of switching device FZ1200R33KF2

제안된 방법은 CPWM(Continuous PWM)방식의 어떠한 변조 방법에도 적용할 수 있으며 제안된 방법의 타당성을 입증하기 위해 3-레벨과 4-레벨 다이오드 클램프드 인버터 시스템에 대한 이론적 계산과 시뮬레이션이 수행되었으며, 변조 방법은 SPWM(Sinusoidal PWM)을 사용하였다.

2. 멀티레벨 인버터 시스템에서의 스위칭 상태와 부하전류에 따른 도통경로

3-레벨과 4-레벨 다이오드 클램프드 인버터 시스템에 대한 각 상의 스위칭 상태와 이에 따른 기호를 표 1과 표 2에 각각 나타내었다.

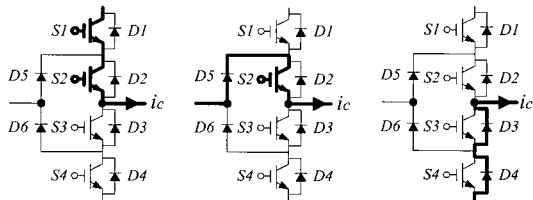
그림 2와 그림 3은 스위칭 상태와 부하전류의 방향에 따른 도통경로를 3-레벨과 4-레벨 다이오드 클램프드 인버터의 한 레그에 대해 나타내었다. 여기서 i_c 는 부하 전류를 나타낸다.

표 1 3-레벨 다이오드 클램프드 인버터의 스위칭 상태
Table 1 Switching states of a 3-level diode clamped inverter

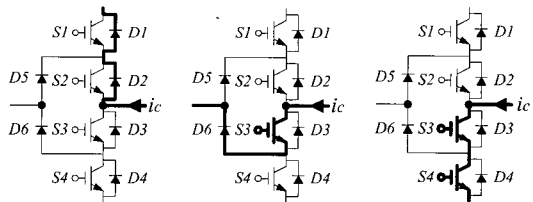
스위칭 기호	스위칭 상태			
	S1	S2	S3	S4
P	ON	ON	OFF	OFF
0	OFF	ON	ON	OFF
N	OFF	OFF	ON	ON

표 2 4-레벨 다이오드 클램프드 인버터의 스위칭 상태
Table 2 Switching states of a 4-level diode clamped inverter

스위칭 기호	스위칭 상태					
	S1	S2	S3	S4	S5	S6
P	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF
0+	OFF	ON	ON	ON	OFF	OFF
0-	OFF	OFF	ON	ON	ON	OFF
N	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON



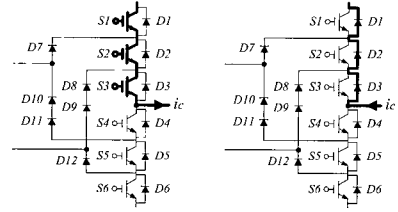
(a) 스위칭 상태:P (b) 스위칭 상태:0 (c) 스위칭 상태:N
 $i_c > 0$ $i_c > 0$ $i_c > 0$



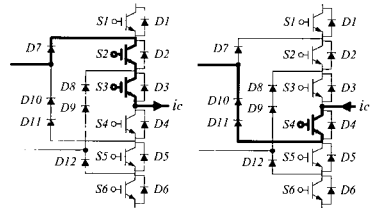
(d) 스위칭 상태:P (e) 스위칭 상태:0 (f) 스위칭 상태:N
 $i_c < 0$ $i_c < 0$ $i_c < 0$

그림 2 스위칭 상태에 따른 3-레벨 다이오드 클램프드 인버터의 도통경로
Fig. 2 Current path of 3-level diode clamped inverter according to switching state

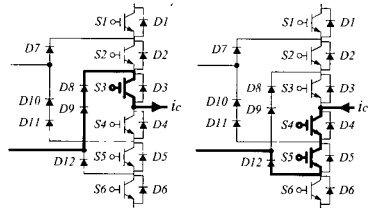
그림 4와 그림 5는 각각 3-레벨과 4-레벨 다이오드 클램프드 인버터 시스템에 대한 지령 상전압(V_p)과 부하 전류(i_c)의 관계에 따른 도통상태 소자를 보여준다.



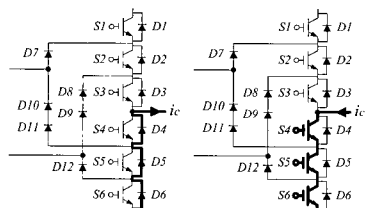
스위칭 상태 : P
(a) $i_c > 0$ (b) $i_c < 0$



스위칭 상태 : 0+
(c) $i_c > 0$ (d) $i_c < 0$



스위칭 상태 : 0-
(e) $i_c > 0$ (f) $i_c < 0$



스위칭 상태 : N
(g) $i_c > 0$ (h) $i_c < 0$

그림 3 스위칭 상태에 따른 4-레벨 다이오드 클램프드 인버터의 도통경로
Fig. 3 Current path of 4-level diode clamped inverter according to switching state

본 논문에서는 SPWM을 사용하였기 때문에 지령 상전압과 부하 전류는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_p = \frac{V_{dc}}{2} \cdot M \cdot \cos \theta \quad (1)$$

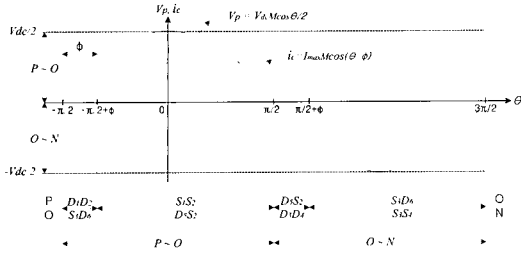


그림 4 3-레벨의 지령 상전압 (V_p)과 부하전류 (i_c)의 관계에 따른 도통 소자

Fig. 4 Conducting devices in relation to V_p and i_c for 3-level

$$i_c = I_{max} \cdot M \cdot \cos(\theta - \phi) \quad (2)$$

여기서, M 은 변조지수를 나타내고 ϕ 는 역률 각을 나타낸다.

3. 멀티레벨 인버터 시스템의 전도손실

3.1 3-레벨 인버터

전도손실은 스위치 소자가 온-상태이고 전류가 도통할 때 발생한다. 따라서 전도 손실은 온-상태시 스위치 소자의 저항성분으로 나타나는 전압과 흐르는 전류의 곱으로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$p_{on} = |i_c| \cdot v_{on} \quad (3)$$

여기서, $|i_c|$ 와 v_{on} 은 각각 스위치 소자가 온-상태시 도통하는 전류와 그때 발생하는 전압(saturation voltage)을 나타낸다. 그리고 i_c 는 인버터 출력 상 전류, 즉 부하전류를 나타낸다.

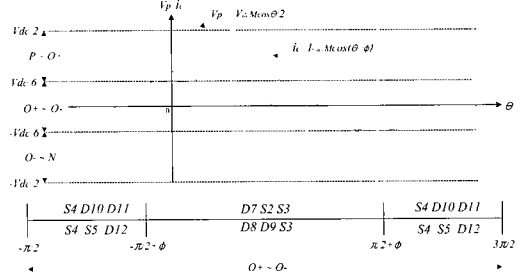
스위치 도통시 발생하는 전압, v_{on} 은 스위치를 도통하는 전류의 선형적인 함수로 나타낼 수 있으며 다음과 같이 표현된다^[3,4].

$$v_{on} = V_o + R_{on} \cdot |i_c| \quad (4)$$

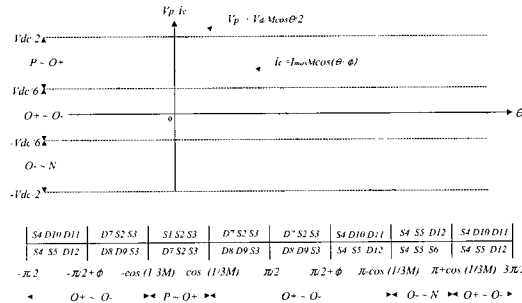
여기서, V_o 는 문턱전압(threshold voltage)이고 R_{on} 은 스위치 소자에서 전압강하를 일으키는 저항성분의 등가저항이다.

만약 주파수 변조비가 15 이상이라면 인버터 출력 상전류는 정현적이라고 가정할 수 있으며 i_c 는 다음과 같이 나타낼 수 있다^[5].

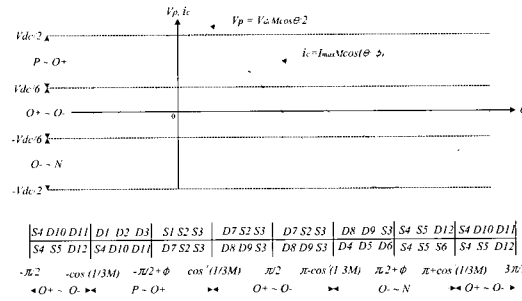
$$i_c = I_{max} \cdot M \cdot \cos(\theta - \phi) \quad (5)$$



(a) $M \leq 1/3$



(b) $M > 1/3, -\pi/2 + \phi \leq -\cos^{-1}(1/3M)$



(c) $M > 1/3, -\pi/2 + \phi > -\cos^{-1}(1/3M)$

그림 5 4-레벨의 지령 상전압 (V_p)과 부하전류 (i_c)의 관계에 따른 도통 소자

Fig. 5 Conducting devices in relation to V_p and i_c for 4-level

그러면 순시 전도 손실(p_{on})은 식 (3)에 식 (4)와 (5)를 대입하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$p_{on} = |I_{max} \cdot M \cdot \cos(\theta - \phi)| \cdot \{V_o + R_{on} \cdot |I_{max} \cdot M \cdot \cos(\theta - \phi)|\} \quad (6)$$

그러나 PWM 방식의 인버터 시스템에 대한 평균 전도 손실을 계산하기 위해서는 출력 전압 한 주기 동

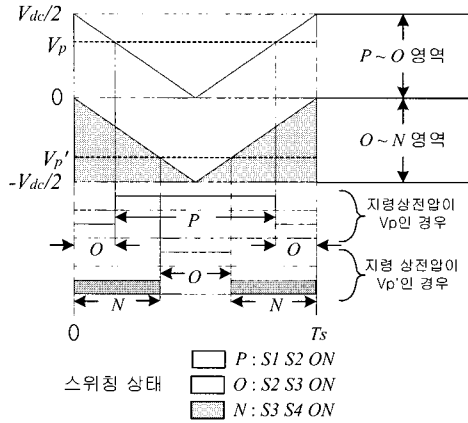


그림 6 지령 상전압의 위치에 따른 스위칭 상태
Fig. 6 Switching states according to position of reference phase voltage

안 각 스위치 소자의 도통 상태 비율을 알아야 한다. 도통 소자는 제어 가능한 스위치 상태와 부하전류 상태에 의해 결정되고, 도통 상태 비는 그때의 제어 가능한 스위치의 온-상태 비와 같다. 제어 가능한 스위치의 온-상태 비는 그림 6을 통해 구할 수 있다.

이 그림은 한 샘플링 시간(T_s) 동안 지령 상 전압 (V_p 또는 V_p')의 위치에 따른 제어 가능한 스위치의 상태를 보여준다. 먼저 지령 상 전압이 P~O 스위칭 영역에 있는 경우(V_p), 한 샘플링 시간동안 P 스위칭 상태 비($k_{PO,P}$)와 O 스위칭 상태 비($k_{PO,O}$)는 캐리어 웨이브와 비교하여 다음과 같이 구해진다.

<P~O 스위칭 영역>

P 스위칭 상태 비($k_{PO,P}$):

$$\frac{V_{dc}}{2} : 1 = \frac{V_{dc}}{2} \cdot M \cdot \cos \theta : k_{PO,P}$$

$$k_{PO,P} = M \cdot \cos \theta \quad (7)$$

O 스위칭 상태 비($k_{PO,O}$):

$$k_{PO,O} = 1 - k_{PO,P} = 1 - M \cdot \cos \theta \quad (8)$$

지령 상 전압이 O~N 스위칭 영역에 있는 경우 (V_p')도 같은 방법으로 다음과 같이 O 스위칭 상태 비 ($k_{ON,O}$)와 N 스위칭 상태 비 ($k_{ON,N}$)를 구할 수 있다

<O~N 스위칭 영역>

O 스위칭 상태 비($k_{ON,O}$):

표 3 3-레벨 다이오드 클램프드 인버터에 대한 지령전압의 영역과 스위칭 상태에 따른 스위치 소자의 전도 상태 비

Table 3 On-state ratio according to region of reference voltage and switching state in 3-level diode clamped inverter

지령 상 전압영역	스위칭 상태	기호	온-상태 비(k)
P~O	P	$k_{PO,P}$	$M \cos \theta$
	O	$k_{PO,O}$	$1 - M \cos \theta$
O~N	O	$k_{ON,O}$	$1 + M \cos \theta$
	N	$k_{ON,N}$	$-M \cos \theta$

$$-\left(-\frac{V_{dc}}{2}\right) : 1 = \frac{V_{dc}}{2} \cdot M \cdot \cos \theta - \left(-\frac{V_{dc}}{2}\right) : k_{ON,O}$$

$$k_{ON,O} = 1 + M \cdot \cos \theta \quad (9)$$

N 스위칭 상태 비($k_{ON,N}$):

$$k_{ON,N} = 1 - k_{ON,O} = -M \cdot \cos \theta \quad (10)$$

위 식의 결과들을 표 3에 정리하였다.

그러면 3-레벨 인버터 시스템에서 각 스위치 소자의 평균 전도손실은 다음과 같이 순시 전도 손실과 도통하는 스위치 소자의 전도상태 비를 곱하여 한 주기 중 도통하는 구간동안 적분하여 평균해 주면 된다.

$$P_{avg, conduction, loss} = \frac{1}{2\pi} \int_a^\beta P_{on} \cdot k \, d\theta \quad (11)$$

여기서, a, β 는 각각 인버터 시스템 출력 한 주기 동안 각 스위치 소자에 대한 도통상태 구간의 시작과 끝을 나타내며 그림 4를 통하여 각 소자의 도통구간을 알 수 있다. 식 (11)과 그림 4를 통한 3-레벨 다이오드 클램프드 인버터 시스템에 대한 각 소자의 평균 전도손실 계산식은 부록 A에 정리되어 있다.

3.2 n-레벨 인버터

4-레벨 이상의 멀티레벨 인버터 시스템에 대한 전도손실을 해석하는데 있어서 두 가지 고려해야 할 사항이 있다.

먼저 첫 번째는 변조지수의 크기이다. 3-레벨 인버터 시스템은 도통소자가 지령 상 전압의 위치에 따른

표 4 4-레벨 다이오드 클램프드 인버터에 대한 지령전압의 영역과 스위칭 상태에 따른 스위치 소자의 전도 상태 비

Table 4 On-state ratio according to region of reference voltage and switching state in 4level diode clamped inverter

지령 상 전압영역	스위칭 상태	기호	온-상태 비(k)
P~0+	P	k_{P0+P}	$-\frac{1}{2} + \frac{3}{2} M \cos \theta$
	0+	k_{P0+0+}	$\frac{3}{2} - \frac{3}{2} M \cos \theta$
0+~0-	0+	k_{0+0+}	$\frac{1}{2} + \frac{3}{2} M \cos \theta$
	0-	k_{0+0-}	$\frac{1}{2} - \frac{3}{2} M \cos \theta$
0~-N	0-	k_{0-N0-}	$\frac{3}{2} + \frac{3}{2} M \cos \theta$
	N	k_{0-NN}	$-\frac{1}{2} - \frac{3}{2} M \cos \theta$

스위치 상태와 부하전류의 관계에 의해서 결정되고 변조지수의 크기와는 무관하다. 그러나 4-레벨 이상의 멀티레벨 인버터 시스템에서는 도통소자가 변조지수의 크기에 의해 큰 영향을 받게 된다. 즉 4-레벨 이상의 시스템에서는 변조지수가 특정 값 이하인 경우 몇몇 스위치 소자에서 손실이 발생하지 않는다는 것이다. 예를 들면 4-레벨 다이오드 클램프드 인버터 시스템에서 변조지수가 1/3 이하가 되면 그림 5(a)와 같이 부하 출력선을 기준으로 가장 외측의 제어 가능한 스위치 소자 S1, S6와 환류 다이오드에서는 전류가 도통하지 않아 전도 손실이 발생되지 않는다.

두 번째는 변조지수와 역률과의 관계이다. 그림 5(b), (c)에 보여지듯이 4-레벨 다이오드 클램프드 인버터 시스템에서 변조지수가 1/3 보다 큰 경우에 전체 직류-링크에 가상의 중성점을 기준으로 내측의 직류-링크 전압(Vdc/6)이 출력 상 전압과 같은 값을 갖게 되는 각 $\cos^{-1}(1/3M)$ 과 출력 상 전류가 영이 되는 각의 관계에 따라 전도상태 스위치 소자와 도통구간이 변하게 된다. 즉 4-레벨 이상의 다이오드 클램프드 인버터 시스템에서 내측의 직류-링크 전압과 출력 상 전압이 같은 값을 갖게 되는 각(θ)은 변조지수에 의해 결정되며 출력 상 전류가 영이 되는 작은 역률각에 의해 결정되므로 이들의 관계가 손실에 영향을 준다.

그러므로 4-레벨 이상의 멀티레벨 인버터는 위의 두 가지 사항을 고려하여 손실을 계산해야만 한다. 평균

전도 손실을 계산하기 위한 각 소자의 전도 상태 비는 3-레벨에서와 같은 방법으로 쉽게 구해지며 4-레벨 인버터 시스템에 대한 결과를 표 4에 정리하였다. 그림 5는 위의 두 가지 사항을 고려하여 4-레벨 다이오드 클램프드 인버터 시스템의 도통 소자와 각 소자의 도통구간을 나타내었다. 그러면 4-레벨 다이오드 클램프드 인버터 시스템에 대한 평균 전도손실 또한 식 (11)을 사용하여 구할 수 있으며 그 이상의 레벨에 대해서도 같은 방법을 사용하여 구할 수 있다. 4-레벨 다이오드 클램프드 인버터 시스템에 대한 평균 전도 손실 계산식은 부록 B에 정리되어 있다.

4. 멀티레벨 인버터 시스템의 스위칭손실

스위칭 손실은 실제 스위치 소자가 오프상태에서 온 상태로 또는 온 상태에서 오프상태로 전이하는 시간이 순간적이지 못하기 때문에 이 시간동안 큰 스위치 전압과 전류가 동시에 발생하여 나타나는 손실이다. 고주파 PWM 스위칭시 이 손실은 상당히 큰 값을 갖게 되며 인버터 시스템의 방열 설계를 하는데 있어서 반드시 고려해야만 한다. 스위칭 손실을 계산하는 가장 정확한 방법은 스위치가 전이하는 동안 스위치 소자에서의 전류와 전압 파형을 구한 다음 이들을 곱하여 얻어지는 파형을 통해 구하는 것으로 이 파형은 스위치 소자에서 발생하는 순시 스위칭 손실을 나타낸다. 그리고 이 손실 파형의 밑에 면적은 턴-온 또는 턴-오프시 스위칭 에너지를 나타낸다. 지금까지 스위칭 손실을 이론적으로 정확히 계산하기 위한 연구가 많이 진행되어 왔다^[1-3]. 그러나 이들 또한 멀티레벨 인버터 시스템에 그대로 적용할 수는 없다. 따라서 본 논문에서는 몇 가지 가정을 통해 멀티레벨 인버터 시스템에 적용할 수 있는 스위칭 손실계산 방법을 제안하였다.

이 방법은 정확한 스위칭 손실의 계산이라는 측면보다는 비교적 간단하게 멀티레벨 인버터 시스템의 스위칭 손실을 해석하고 이해할 수 있는 것으로 위에서 언급한 스위칭 에너지를 이용하여 손실을 구하는 방법이다. 먼저 다이오드는 BJTs, IGBTs, 그리고 MOSFETs 등과 같은 제어 가능한 스위치와 비교하여 비교적 빠르게 턴-온 되므로 턴-온시 이상적인 스위치라고 고려할 수 있다. 그 결과 다이오드의 턴-온시 스위칭 손실은 일반적으로 무시할 수 있다. 그러나 턴-오프시 다이오드에 흐르는 전류는 역회복 시간동안 역으로 흐른 후에 영으로 되기 때문에 이때의 손실은 고려되어지며 이 에너지를 다이오드의 역회복 에너지라 한다.

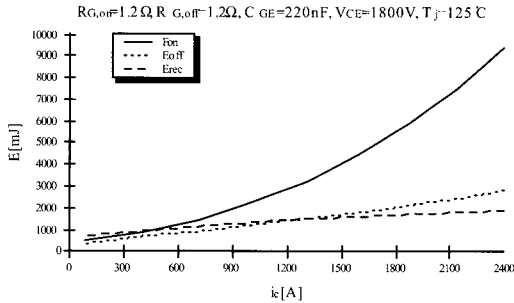


그림 7 FZ1200R33KF2의 손실 특성
Fig. 7 Loss characteristics of switching device FZ1200R33KF2

그림 7은 eupec사의 3300[V], 1200[A] IGBT와 Diode에 대한 일정 전압 상태에서 전류 변화에 따른 스위칭 손실 에너지를 보여주고 있다. 3상 인버터의 경우 여러 실험 결과로부터 직류-링크 전압이 일정한 경우 스위칭 손실 에너지가 전류에 선형적으로 비례함이 밝혀져 있다^[3]. 따라서 스위칭 에너지를 전류의 선형함수로 가정할 수 있으며, 이 가정으로부터 부하 전류에 따른 펄스당(턴-온, 턴-오프) 스위칭 에너지를 나타내는 스위칭 에너지 상수($E[J/A]$)를 구할 수 있다. 이 상수를 이용하여 인버터 시스템의 스위칭 손실을 계산할 수 있으며, 다이오드와 제어 가능한 스위치에서 발생하는 평균 스위칭 손실은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{D \text{ avg. switching, loss}} = \frac{1}{2\pi} \int_a^\beta E_{rec} \cdot |i_c| \cdot f_c \, d\theta \quad (12)$$

$$P_{S \text{ avg. switching, loss}} = \frac{1}{2\pi} \int_a^\beta (E_{on} + E_{off}) \cdot |i_c| \cdot f_c \, d\theta \quad (13)$$

여기서, f_c 는 캐리어웨이브 주파수, $E_{rec}[J/A]$, $E_{on}[J/A]$ 그리고 $E_{off}[J/A]$ 는 각각 역회복 에너지 상수, 턴-온 스위칭 에너지 상수, 그리고 턴-오프 스위칭 에너지 상수이다. a, β 는 인버터 시스템 출력 한 주기동안 각 스위치 소자에서 스위칭 손실이 발생하는 구간의 시작과 끝을 나타낸다.

5. 이론적 계산과 시뮬레이션 결과

본 논문에서 제안한 방법의 타당성을 검증하기 위해 3-레벨과 4-레벨 다이오드 클램프드 인버터 시스템에 대한 이론적 계산과 시뮬레이션이 Matlab/Simulink를

표 5 스위치 소자의 특성

Table 5 Characteristics of switch device

R_{on_switch}	1.875[mΩ]	R_{on_diode}	1[mΩ]
V_{o_switch}	2[V]	V_{o_diode}	1.6[V]
E_{on}	2.4[mJ/A]	E_{off}	1.275[mJ/A]
		E_{rec}	1.25[mJ/A]

통해 수행되었다. 3-레벨 및 4-레벨 인버터 시스템에 사용된 스위치 소자는 모두 eupec사의 IGBT인 FZ1200R33KF2로 3300[V], 1200[A]의 정격을 가지며 접합부 온도 $T_j=125[^\circ C]$, 게이팅 전압 $V_{GE}=15[V]$, 게이팅 저항 $R_G=1.2[\Omega]$ 일 때 스위치 소자의 특성을 표 5에 나타내었다.

이 값들은 사용한 스위치 소자의 data sheet를 참조한 그림 1과 그림 7을 구분적(piece-wise)으로 선형 근사화 하여 구하였다. 스위칭 손실 상수의 경우에는 출력 상 전류의 값에 따라 스위칭 손실 상수 값에 많은 변화가 발생하지만, 본 논문에서는 소자의 정격 전류에서 나타나는 손실을 대표 값으로 하여 직류-링크 전압이 일정한 경우 스위칭 손실에너지가 전류에 선형적으로 비례함을 반영하였으며 이론적 계산 및 시뮬레이션을 수행하였다.

부하 조건은 3상 평형이며 변조지수(M)가 1일 때 출력 상전류의 최대 크기(I_{max})가 1200[A]인 일정한 저항-인덕턴스 부하로 가정하였다. 인버터 시스템의 전압 변조 주기는 500[μs], 출력 상 주파수는 60[Hz]로 한 상에 대해서만 이론적 계산 및 시뮬레이션을 수행하였다.

변조 방법은 SPWM을 사용하였으며 변조지수는 0부터 1까지 0.1간격으로 수행하였으며, 4레벨에서는 변조지수에 따른 손실의 변화를 알아보기 위해 변조지수가 1/3인 경우를 추가하여 수행하였다. 또한 역률과 변조지수의 관계에 따른 손실 변화를 알아보기 위해 전압, 전류간 위상차를 0°부터 90°까지 30°간격으로 수행하였다.

평균 전도 손실에 대한 시뮬레이션은 전압 변조 주기(T_s)에 대해 인버터를 구성하는 스위치 소자의 게이트 신호를 검출하여 IGBT와 Diode가 전도상태인 동안 흐르는 전류와 이 전류에 의해 나타나는 스위치 소자의 온-상태 전압(v_{on})을 곱하여 출력되는 값을 출력 한 주기동안 합산하여 평균해 주었다.

평균 스위칭 손실에 대한 시뮬레이션은 각 소자의 턴-온, 턴-오프 신호를 검출하여 그때의 전류와 스위칭 손실 상수를 곱하여 출력 한 주기동안 합산한 값을 평균해 주었다.

그림 8과 그림 9는 각각 3-레벨과 4-레벨에 대한 각 소자의 평균 전도 손실에 대한 이론적 계산 결과를 나타낸다. 그림 10과 그림 11은 각각 3-레벨과 4-레벨에 대한 각 소자의 평균 전도 손실에 대한 시뮬레이션 결과를 나타낸다. 그림 12와 그림 13은 각각 3-레벨과 4-레벨에 대한 각 소자의 평균 스위칭 손실에 대한 이론적 계산 결과를 나타낸다. 그림 14와 그림 15는 각각 3-레벨과 4-레벨에 대한 각 소자의 평균 스위칭 손실에 대한 시뮬레이션 결과를 나타낸다.

0 : $\phi = 0^\circ$ + : $\phi = 30^\circ$ Δ : $\phi = 60^\circ$ x : $\phi = 90^\circ$

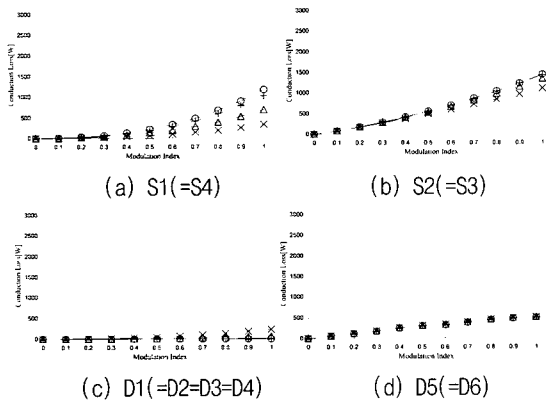


그림 8 3-레벨의 평균 전도 손실(이론적 계산)
Fig. 8 Average conduction loss in 3-level(Calculation)

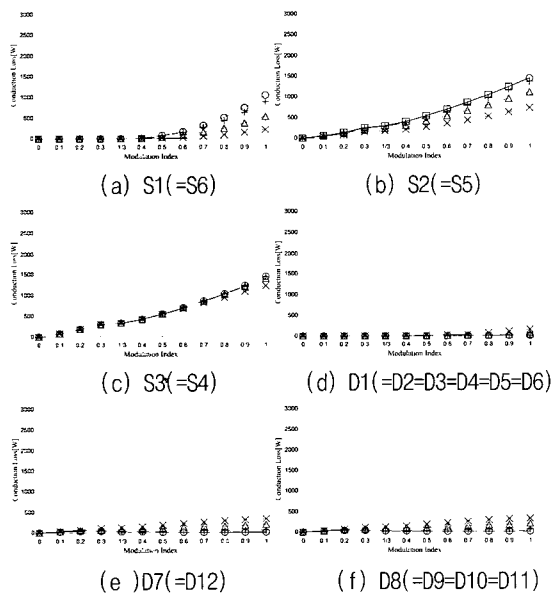


그림 9 4-레벨의 평균 전도 손실(이론적 계산)
Fig. 9 Average conduction loss in 4-level(Calculation)

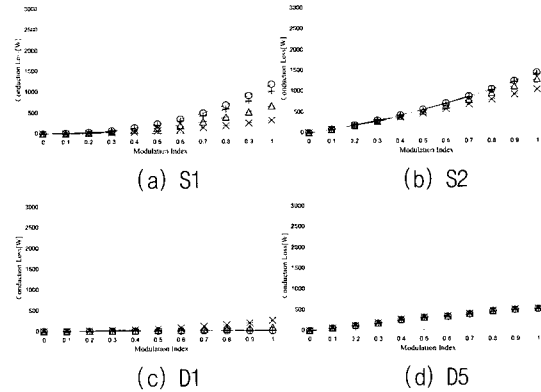


그림 10 3-레벨의 평균 전도 손실(시뮬레이션)
Fig. 10 Average conduction loss in 3-level(Simulation)

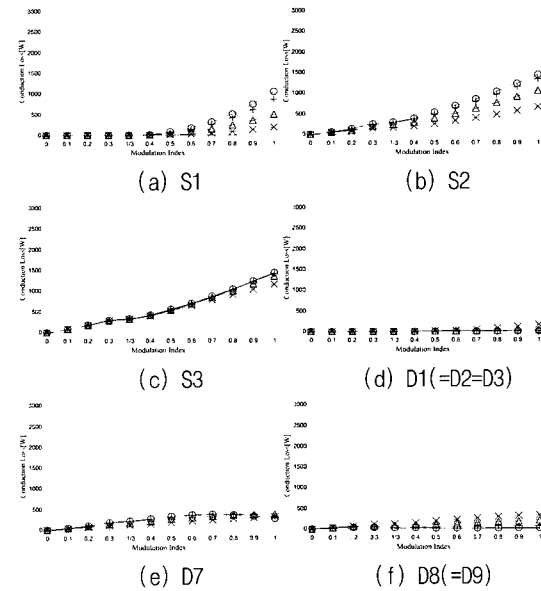


그림 11 4-레벨의 평균 전도 손실(시뮬레이션)
Fig. 11 Average conduction in 4-level(Simulation)

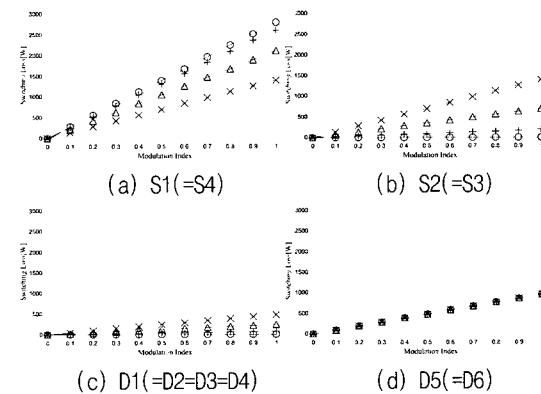


그림 12 3-레벨의 평균 스위칭 손실(이론적 계산)
Fig. 12 Average switching loss in 3-level(Calculation)

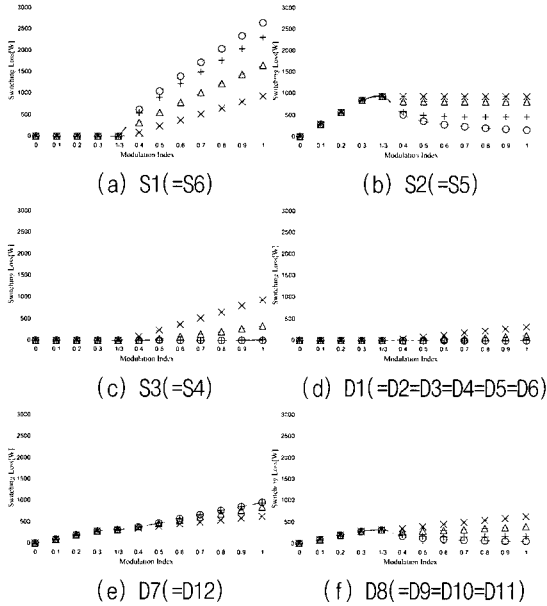


그림 13 4-레벨의 평균 스위칭 손실(이론적 계산)
Fig. 13 Average switching loss in 4-level(Calculation)

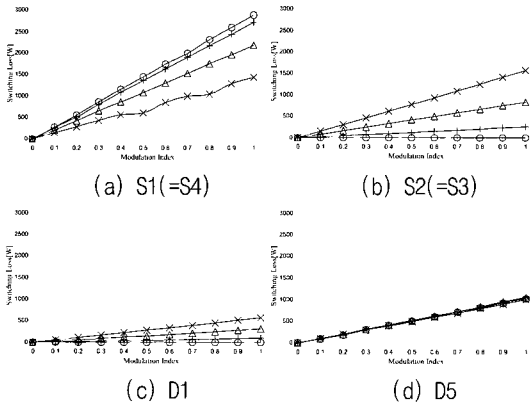


그림 14 3-레벨의 평균 스위칭 손실(시뮬레이션)
Fig. 14 Average switching loss in 3-level(Simulation)

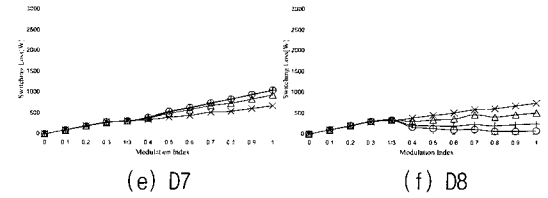
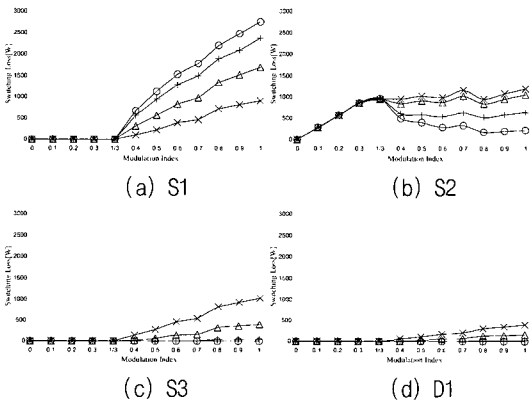


그림 15 4-레벨의 평균 스위칭 손실(시뮬레이션)
Fig. 15 Average switching loss in 4-level(Simulation)

6. 결론

본 논문에서는 기존의 2-레벨 인버터 시스템의 손실 해석방법이 멀티레벨 인버터 시스템에 적용할 수 없음을 밝히고 멀티레벨 인버터 시스템에 적용할 수 있는 전도 손실과 스위칭 손실에 대한 해석 및 계산 방법을 제안하였다. 제안된 방법은 지령 상 전압을 바꿔줌으로써 SPWM 방식뿐만 아니라 THIPWM, SVPWM 방식에도 적용 할 수 있으며, 스위치 소자의 특성을 바꿔줌으로써 BJTs나 MOSFETs를 사용하여 해석할 수 있다.

부 록

A. 3-레벨 다이오드 클램프드 인버터 시스템의 전도손실 계산

$$P_{S1} = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{2} + \phi}^{\frac{\pi}{2}} P_{S on} \cdot k_{PO P} d\theta \quad (101)$$

$$P_{S2} = \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{2} + \phi}^{\frac{\pi}{2}} P_{S on} \cdot 1 d\theta + \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2} + \phi} P_{S on} \cdot k_{ON O} d\theta \right] \quad (102)$$

$$P_{D1} = P_{D2} = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2} + \phi} P_{D on} \cdot k_{PO P} d\theta \quad (103)$$

$$P_{D3} = \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{2} + \phi}^{\frac{\pi}{2}} P_{D on} \cdot k_{PO O} d\theta + \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2} + \phi} P_{D on} \cdot k_{ON O} d\theta \right] \quad (104)$$

B. 4-레벨 다이오드 클램프드 인버터 시스템의 전도손실 계산

$$i) 0 < M \leq \frac{1}{3}$$

$$P_{S1} = 0 \quad (201)$$

$$P_{S2} = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{2} + \phi}^{\frac{\pi}{2} + \phi} P_{S on} \cdot k_{O+O} \cdot O_+ d\theta \quad (202)$$

$$P_{S3} = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{2} + \phi}^{\frac{\pi}{2} + \phi} P_{S on} \cdot 1 d\theta \quad (203)$$

$$P_{D1} = P_{D2} = P_{D3} = 0 \quad (204)$$

$$P_{D4} = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{2} + \phi}^{\frac{\pi}{2} + \phi} P_{D on} \cdot k_{O+O} \cdot O_+ d\theta \quad (205)$$

$$P_{D5} = P_{D6} = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{2} + \phi}^{\frac{\pi}{2} + \phi} P_{D on} \cdot k_{O+O} \cdot O_+ d\theta \quad (206)$$

ii) $\frac{1}{3} < M \leq 1, -\frac{\pi}{2} + \phi \leq -\cos^{-1} \frac{1}{3M}$

$$P_{SI} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\cos^{-1} \frac{1}{3M}}^{\cos^{-1} \frac{1}{3M}} P_{S on} \cdot k_{PO+P} \cdot d\theta \quad (207)$$

$$P_{SO} = \frac{1}{2\pi} \left[\int_{-\frac{\pi}{2} + \phi}^{-\cos^{-1} \frac{1}{3M}} P_{S on} \cdot k_{O+O-} \cdot d\theta + NT \int_{-\cos^{-1} \frac{1}{3M}}^{\cos^{-1} \frac{1}{3M}} P_{S on} \cdot 1 \cdot d\theta + \int_{\cos^{-1} \frac{1}{3M}}^{\frac{\pi}{2} + \phi} P_{S on} \cdot k_{O+O-} \cdot d\theta \right] \quad (208)$$

$$P_{SO} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\cos^{-1} \frac{1}{3M}}^{\cos^{-1} \frac{1}{3M}} P_{S on} \cdot 1 \cdot d\theta \quad (209)$$

$$P_{DI} = P_{DO} = P_{DB} = 0 \quad (210)$$

$$P_{DI} = \frac{1}{2\pi} \left[\int_{-\frac{\pi}{2} + \phi}^{-\cos^{-1} \frac{1}{3M}} P_{D on} \cdot k_{O+O-} \cdot d\theta + \int_{-\cos^{-1} \frac{1}{3M}}^{\cos^{-1} \frac{1}{3M}} P_{D on} \cdot k_{PO+O+} \cdot d\theta + \int_{\cos^{-1} \frac{1}{3M}}^{\frac{\pi}{2} + \phi} P_{D on} \cdot k_{O+O-} \cdot d\theta \right] \quad (211)$$

$$P_{DO} = P_{DB} = \frac{1}{2\pi} \left[\int_{-\frac{\pi}{2} + \phi}^{-\cos^{-1} \frac{1}{3M}} P_{D on} \cdot k_{O+O-} \cdot d\theta + \int_{\cos^{-1} \frac{1}{3M}}^{\frac{\pi}{2} + \phi} P_{D on} \cdot k_{O+O-} \cdot d\theta \right] \quad (212)$$

iii) $\frac{1}{3} < M \leq 1, -\frac{\pi}{2} + \phi > -\cos^{-1} \frac{1}{3M}$

$$P_{SI} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2} + \phi}^{\cos^{-1} \frac{1}{3M}} P_{S on} \cdot k_{PO+P} \cdot d\theta \quad (213)$$

$$P_{SO} = \frac{1}{2\pi} \left[\int_{-\frac{\pi}{2} + \phi}^{\cos^{-1} \frac{1}{3M}} P_{S on} \cdot 1 \cdot d\theta + \int_{\cos^{-1} \frac{1}{3M}}^{\pi - \cos^{-1} \frac{1}{3M}} P_{S on} \cdot k_{O-N} \cdot d\theta \right] \quad (214)$$

$$P_{SO} = \frac{1}{2\pi} \left[\int_{-\frac{\pi}{2} + \phi}^{\pi - \cos^{-1} \frac{1}{3M}} P_{S on} \cdot 1 \cdot d\theta + \int_{\pi - \cos^{-1} \frac{1}{3M}}^{\frac{\pi}{2} + \phi} P_{S on} \cdot k_{O-N} \cdot d\theta \right] \quad (215)$$

$$P_{DI} = P_{DO} = P_{DB} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\cos^{-1} \frac{1}{3M}}^{\frac{\pi}{2} + \phi} P_{D on} \cdot k_{PO+P} \cdot d\theta \quad (216)$$

$$P_{DI} = \frac{1}{2\pi} \left[\int_{-\frac{\pi}{2} + \phi}^{\cos^{-1} \frac{1}{3M}} P_{D on} \cdot k_{PO+O+} \cdot d\theta + \int_{\cos^{-1} \frac{1}{3M}}^{\pi - \cos^{-1} \frac{1}{3M}} P_{D on} \cdot k_{O+O-} \cdot d\theta \right] \quad (217)$$

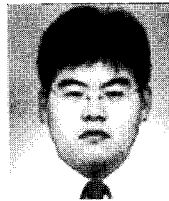
$$P_{DO} = P_{DB} = \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\cos^{-1} \frac{1}{3M}}^{\pi - \cos^{-1} \frac{1}{3M}} P_{D on} \cdot k_{O+O-} \cdot d\theta + \int_{\pi - \cos^{-1} \frac{1}{3M}}^{\frac{\pi}{2} + \phi} P_{D on} \cdot k_{O-N} \cdot d\theta \right] \quad (218)$$

참 고 문 헌

[1] K. Berringer, J. Marvin, P. Perruchoud, "Semiconductor power losses in AC inverters", in *Conf. Rec. IEEE-IAS Annual Meeting*, pp. 882~888, 1995.
 [2] Philippe J. P. Perruchoud, Peter J. Pinewski, "Power Losses for Space Vector Modulation Techniques", *Power Electronics in Transportation*, pp. 167~173, 1996.

[3] Casanellas. F., "Losses in PWM Inverters using IGBTs", *Proc. IEE-Elect. Power Appl.*, Vol. 144, no. 5, pp. 235~239, Sept. 1994.
 [4] P. A. Dahono, Y. Sato, T. Kataoka, "Analysis of Conduction Losses in Inverters", *Proc. IEE-Elect. Power Applicat.*, Vol. 142, No. 4, pp. 225~232, July 1995.
 [5] H. van der Broeck, "Analysis of the Harmonics in voltage-fed Inverter Drive caused by PWM schemes with Discontinuous Switching Operation", *EPE91, Conference Proceedings*, Vol. 3, pp. 261~266, 1991.

저 자 소 개



김태진(金兌珍)

1974년 8월 31일생. 2000년 대전대 전기공학과 졸업. 2002년 한양대 전기공학과 졸업(석사). 2002년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.



강대욱(姜岱旭)

1970년 6월 4일생. 1998년 한양대 전기공학과 졸업. 2000년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2000년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.



이요한(李요한)

1970년 5월 31일생. 1993년 한양대 전기공학과 졸업. 1995년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 2001년~현재 LG전자 디지털 어플라이언스 연구소 선임연구원.



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 전자전기공학과 교수. 당 학회 회장 역임.