단상 전류제어형 컨버터의 최적 스위칭패턴과 고조파 해석

박 기 원° · 우 명 호 · 정 승 기
광 운 대 학 교

Optimal Switching Pattern and Harmonic Analysis for Single-Phase Current-Controlled Converter

Ki-Won Park · Myeong-Ho Woo · Seung-Ki Jeong
Kwangwoon University

ABSTRACT

This paper proposes two kinds of novel switching method for a single phase current-controlled voltage-type ac-to-dc converter. Proposed are modifications of the conventional hysteresis current control, and are named by the half suppressing method and unipolar method, respectively. The first one suppresses an inactive half of the four switching signals and uses active another half for current control. The second method uses only one, a quarter of switching signals suppresed the others. Both the simulation and experimental results show that proposed methods are more efficient in switch utilization and have comparable or better performance when compared with conventional method.

1. 서 론

기존의 히스테리시스 전류제어기는 스위칭주파수의 변동이 심하고 특히, 영점부근에서는 스위칭주파수가 불필요하게 높아짐으로써 스위칭소자에 많은 무리를 주게되며 불필요한 스위칭의 존재로 스위칭소자와 게이트 드라이브회로에서의 전력손실을 유발한다.[1] 또한 위쪽 소자와 아래쪽 소자가 동시에 도통되는 순간을 막기위한 스위칭 시간지연의 존재로 스위칭주파수를 어느이상 높일 수 없기때문에 구성한 시스템을 스위칭소자의 능력이하로 동작시킬 수 밖에 없다. 이와 같은 단점때문에 스위칭주파수를 일정하게 유지할 수 있는 가변밴드폭 설정방식, 예측전류제어방식이 제안되었으나[2] 고가의 마이크로프로세서나 DSP 칩의 사용이 필수적이기때문에 현재 대부분의 산업현장에서는 구성이 간단하고 저렴한 히스테리시스전류제어방식을 채택하여 역율저하 및 전원의 오염에 대처하고 있다. 본 논문에서는 기존의 히스테리시스전류제어방식의 장점을 유지하면서 세가지의 단점, 즉 스위칭 시간지연의 존재, 영점부근에서의 높은 스위칭주파수, 불필요한 스위칭 스트레스를 해결할 수 있는 방법을 제안한다. 첫번째는 전류의 방향에 따라서 스위칭을 하지않아도 기준전류를 추종하는 순간이 있음에 착안하여 기존의 방법보다 스위치의 이용을 반으로 줄이고도 같은 효과를 얻을 수 있는 방법으로 Half Suppresion 히스테리시스라 명명하였으며 기존의 방법에서의 문제점인 스위칭 시간지연의 존재를 해결하고 스위칭 효율을 2 배로 높일 수 있다. 두번째는 삼각파비교방식에서 Bipolar PWM 과 Unipolar PWM 이 있듯이 히스테리시스 방식에서도 기존의 방법이 Bipolar 의 특성을 갖고 있으므로 그에 대응하는 Unipolar 의 특성을 갖도록 구현한 방법으로 Unipolar 히스테리시스라 명명하였으며 스위칭효율을 8 배로 향상시킬 수 있고 스위칭 시간지연을 없앨 수 있다.

또한, 기존의 방식과 제안한 방식에 대한 각각의 스위칭주파수를 해석적으로 표현하고 시뮬레이션과 실험을 통해 이론의 타당성을 증명, 고찰하였다.

2. 단상 전류제어형 컨버터의 구성

그림 1 에 단상 전압형 컨버터의 회로도를 나타내었고 이를 제어하기위한 히스테리시스 전류제어기의 블록 다이아그램을 그림 2 에 나타내었으며 구성한 제어기의 기능은 크게 두가지로 구분할 수 있다.

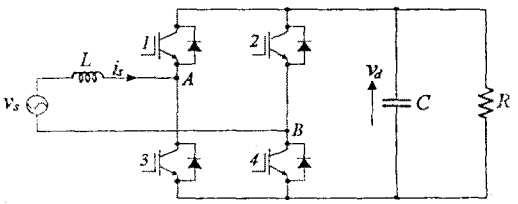

그림 1 단상 전압형 컨버터의 회로도

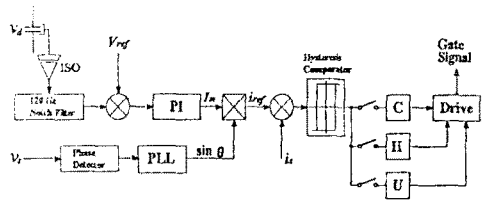

그림 2 히스테리시스 전류제어기의 구성

첫번째 기능은 직류측전압 v_d 를 원하는 값으로 일정하게 유지시키는 것으로 기준전류의 크기를 조절하여 v_d 를 제어한다. 즉, 절연증폭기(ISO)를 통해 직류측전압을 측정하고 기준전압 V_{ref} 와 비교함으로써 PI 제어기의 입력으로 사용하고 그 출력을 기준전류의 크기 I_m 으로 선정해줌으로써 직류측전압의 제어가 가능해진다.

두번째 기능은 입력단전류를 전원전압과 동상인 정현파로 구현하여 시스템이 단위역률에 가깝게 동작하도록하는 것이다. 즉, 전원전압 v_s 의 위상을 검출하여 기준전류의 크기 I_m 과 곱해줌으로써 기준전류 I_{ref} 를 구현하고 전류센서(CT)를 통해 측정한 실제전류 i_s 와의 차이를 히스테리시스비교기에 인가하여 기준전류를 추종할 수 있도록 스위칭신호를 발생시킨다.

그림 2 의 C, H, U 는 이때의 스위칭신호를 적절히 조합하는 부분으로 각각 기존의 방법과 제안하는 두가지의 새로운 방법을 나타낸다. 본 논문에서는 120 Hz 의 대역정지필터를 사용하여 직류측 전압 v_d 에 포함되는 전원의 2 배 주파수성분을 제거하고, PLL 로 정현파를 구현함으로써 기준전류의 왜곡을 억제하였다.

3. 히스테리시스 전류제어기의 특성해석

표 1 은 기존의 히스테리시스 전류제어방식의 스위칭패턴을 나타내며, 이때의 스위칭주파수를 표현하기 위해 다음과 같은 세가지의 가정을 전제로 한다.

표 1 Conventional Hysteresis 에서의 스위칭패턴

전류 상태	↗	↘	↗	↘	↗	↘
ON SW.	2, 3	1, 4	2, 3	1, 4	2, 3	1, 4
V_{AB}	$-V_d$	V_d	$-V_d$	V_d	$-V_d$	V_d

① 직류측 콘덴서 C 의 용량은 충분히 크다.
② 스위칭 시간지연은 존재하지 않는다.
③ 교류측 인덕터의 저항성분은 무시한다.

이상과 같은 가정하에서 전압의 최대치를 V_m, 전류의 최대치를 I_m, 히스테리시스 전류밴드를 a 라하고 전류의 기준치와 전원전압이 동상으로 주어진다면 스위칭주파수 f_{sw} 를 식 (1)과 같이 표현할 수 있다.[3]

$$f_{sw} = f_{ave} + f_{dev}\cos 2(\theta - \varphi) \quad (1)$$

여기서, $\varphi = \tan^{-1}\frac{XI_m}{V_m}$ 이고 f_{ave} 와 f_{dev} 는 각각 평균 스위칭주파수와 최대 주파수편차로써 다음의 식으로 표현된다.

$$f_{ave} = \frac{\pi f}{2aXV_d}\left(V_d^2 - \frac{V_m^2 + X^2 I_m^2}{2}\right) \quad (2)$$

$$f_{dev} = \frac{\pi f}{2aXV_d}\,\frac{V_m^2 + X^2 I_m^2}{2} \quad (3)$$

이들로부터 스위칭의 최대주파수와 최소주파수는

$$f_{max} = f_{ave} + f_{dev} = \frac{\pi f}{2aX}V_d = \frac{V_d}{4aL} \quad (4)$$

$$f_{min} = f_{ave} - f_{dev} = \frac{\pi f}{2aXV_d}\left(V_d^2 - V_m^2 - X^2 I_m^2\right) \quad (5)$$

와 같이 유도할 수 있고, 이상의 식 (1) ~ (5) 로부터 스위칭주파수의 특성을 고찰할 수 있다.

$V_d < V_m$ 일때에는 식 (5) 의 f_{min} 이 음수가 되어 스위칭작용이 제대로 일어날 수 없음을 의미한다.

즉, V_d 가 V_m 보다 커야만 전류제어가 가능하며 이는 전류제어형 정류회로의 제어한계에 해당한다.

식 (1) 에서 알 수 있듯이 기존의 히스테리시스방식으로 전류를 제어할 경우 그 스위칭주파수가 평균 스위칭주파수 f_{ave} 를 중심으로 맥동하고 있으며 그 맥동의 크기가 f_{dev} 로 주어지고 맥동주파수는 전원의 2 배인 $2f$ 가 된다.

입력전류의 시뮬레이션을 통해 구현한 스위칭주파수와 식 (1) 로부터 얻어지는 스위칭주파수를 그림 3 에 도시한 결과 양자가 잘 일치하고 있으며 영점부근에서의 스위칭주파수가 필요이상으로 높아짐을 알 수 있다.

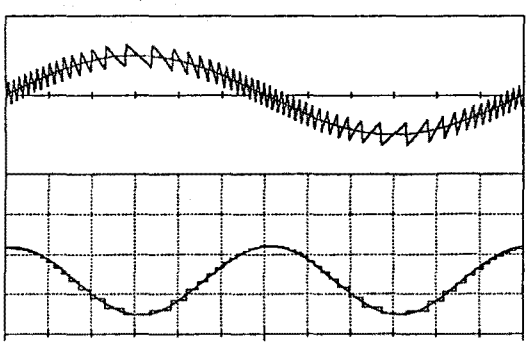

그림 3 입력전류의 시뮬레이션과 스위칭주파수

4. 제안하는 히스테리시스 전류제어기

4 - 1 스위칭상태의 고찰

기존의 히스테리시스 전류제어기는 1, 4 번 스위치를 동시에 ON 시키거나 2, 3 번 스위치를 동시에 ON 시켜 전류를 증가, 또는 감소시키는 두가지 모드 만을 사용하여 입력전류의 파형을 제어하였으나 본 논문에서는 위의 두가지 모드의에 1, 2, 3, 4 번 스위치중 하나의 스위치만 ON 시켰을 경우와 모두 OFF 시켰을 경우에 전류 i_s 의 방향에 따라 증가, 또는 감소 모드로 동작하는 모드가 있음을 이용하여 기존의 히스테리시스 전류제어기의 단점을 극복할 수 있는 두가지의 전류제어 기법을 제안한다. 표 2 에 단상 전압형 컨버터에서의 가능한 모든 스위칭상태를 표현하고 그 특성을 정리하였으며 이로부터 기존의 방법에서의 문제점을 개선할 수 있는 새로운 스위칭패턴을 도출할 수 있다.

표 2 가능한 모든 스위칭상태의 조합
C - Conventional Hysteresis
H - Half Suppression Hysteresis
U - Unipolar Hysteresis
↗ - 증가중
↘ - 감소중
× - 모든 스위치 Off 상태

	ON SW.	전류상태	V_{AB}	도통소자	C	H	U
$i_s > 0$	1 , 4	↘	V_d	D1, D4	✓		
	2 , 3	↗	$-V_d$	T2, T3	✓	✓	
	1	↘	V_d	D1, D4			
	2	↗	0	D1, T2			✓
	3	↗	0	T3, D4			✓
	4	↘	V_d	D1, D4			
	×	↘	V_d	D1, D4		✓	✓
$i_s < 0$	1 , 4	↘	V_d	T1, T4	✓	✓	
	2 , 3	↗	$-V_d$	D2, D3	✓		
	1	↘	0	T1, D2			✓
	2	↗	$-V_d$	D2, D3			
	3	↗	$-V_d$	D2, D3			
	4	↘	0	D3, T4			✓
	×	↗	$-V_d$	D2, D3		✓	✓

4 - 2 Half Suppression Hysteresis

여기서 제안하는 전류제어기법은 i_s 를 0와 비교하여 기존의 히스테리시스비교기의 출력신호를 억제해 줌으로써 가능하다. 즉, i_s 가 0 보다 크면 1, 4 번 신호를 억제하고 반대의 경우에는 2, 3 번 신호를 억제한다.

표 3 에 이러한 스위칭패턴을 나타내었으며 OP-Amp 와 논리회로 한 두개를 추가함으로써 간단히 구현할 수 있다.

표 3 Half Suppression Hysteresis 에서의 스위칭패턴

	$i_s > 0$				$i_s < 0$			
전류 상태	↗	↘	↗	↘	↗	↘	↗	↘
ON SW.	2, 3	×	2, 3	×	×	1, 4	×	1, 4
V_{AB}	$-V_d$	V_d	$-V_d$	V_d	$-V_d$	V_d	$-V_d$	V_d

기존의 방법에서는 스위칭의 한 주기동안 4 개의 스위치를 ON, OFF 하지만 이 방법은 2 개의 스위치만을 ON, OFF 하고서도 V_{AB} 에 $+V_d$, $-V_d$ 가 걸리게되어 기존의 방법과 동일한 스위칭주파수특성을 갖기때문에 스위칭효율을 2 배로 높일 수 있으며, 스위칭시간지연의 존재를 자연적으로 해결할 수 있다. 단, 전류가 영점을 통과할때에는 일시적으로 전류가 0 이 되기때문에 저차의 3 배수 고조파성분이 포함되지만 밴드를 작게 설정해줌으로써 거의 제거할 수 있다.

이것은 Half Suppression 히스테리시스방식이 스위치의 반만을 이용하고 스위칭시간지연을 주지 않으므로 기존의 방식보다 2 배 이상의 높은 주파수로 동작시켜도 시스템이 안정하기때문에 가능하다. 실제로 기존의 히스테리시스 전류제어방식은 스위칭시간지연때문에 전류밴드와 리액터를 어느이상 작게할 수가 없다.

4 - 3 Unipolar Hysteresis

여기서 제안하는 전류제어기법은 전류의 방향에 따라서는 4 개의 스위치중 한 개만을 ON 시킬 때 스위치의 교류측에 걸리는 전압 V_{AB} 가 0 가 되어 전원전압 v_s 만으로 Free-Wheeling 하는 순간이 있음을 이용하여 기존의 히스테리시스 전류제어기의 단점을 극복한다.

표 4 Unipolar Hysteresis 에서의 스위칭패턴

	$i_s > 0$				$i_s < 0$			
전류 상태	↗	↘	↗	↘	↗	↘	↗	↘
ON SW.	2	×	3	×	×	1	×	4
V_{AB}	0	V_d	0	V_d	$-V_d$	0	$-V_d$	0

표 4 는 여기서 제안하는 스위칭패턴을 나타내며 이때의 스위칭주파수를 표현하기위해 입력전류의 맥동분인 오차전류 i_e 를 그림 4 에 나타내었다.

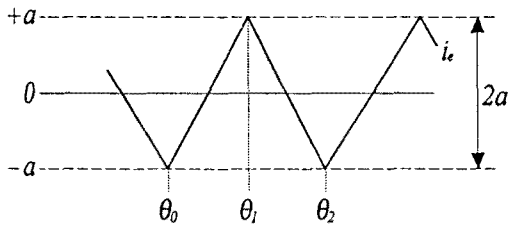

그림 4 오차전류 i_e 의 파형

식 (5) 의 i_e 에 대한 미분방정식은 오차전류 i_e 의 기울기를 나타내며 이를 이용하여 스위칭의 한 주기를 θ 의 함수로 표현할 수 있다.

$$\frac{di_e}{d\theta} = \frac{V_m}{X}\sin\theta - I_m\cos\theta - S\frac{V_d}{X} \tag{6}$$

위의 식에서 $i_s > 0$ 이고 전류가 증가중일때에는 $S = 0$ 이 되고 감소중일때에는 $S = 1$ 이 되므로

$$\frac{di_e}{d\theta} = \frac{V_m}{X}\sin\theta - I_m\cos\theta = \frac{2a}{\theta_1 - \theta_0} \tag{7}$$

$$\frac{di_e}{d\theta} = \frac{V_m}{X}\sin\theta - I_m\cos\theta - \frac{V_d}{X} = \frac{2a}{\theta_1 - \theta_2} \tag{8}$$

이와 같이 표현할 수 있고 이 식을 θ 에 대하여 다시 쓰면 다음과 같다.

$$\theta_1 - \theta_0 = \frac{2aX}{V_m\sin\theta - XI_m\cos\theta} \tag{9}$$

$$\theta_1 - \theta_2 = \frac{2aX}{V_m\sin\theta - XI_m\cos\theta - V_d} \tag{10}$$

위의 식 (9) 에서 식 (10) 를 빼고 $V_m\sin\theta - XI_m\cos\theta$ 를 $\sqrt{V_m^2 + X^2I_m^2}\sin(\theta - \varphi)$ 로 대치하면, 스위칭의 한 주기를 θ 의 함수로 구할 수 있다.

$$\theta_2 - \theta_0 = \frac{2aXV_d}{\left\{\begin{array}{l} V_d\sqrt{V_m^2 + X^2I_m^2}\sin(\theta - \varphi) \\ -(V_m^2 + X^2I_m^2)\sin^2(\theta - \varphi) \end{array}\right\}} \tag{11}$$

여기서 $\varphi = \tan^{-1}\frac{XI_m}{V_m}$ 이며 식 (11) 로부터 스위칭주파수 f_{sw} 를 표현하면 식 (12) 과 같다.

$$f_{sw} = \frac{2\pi f}{\theta_2 - \theta_0} = \frac{\pi f\left\{\begin{array}{l} V_d\sqrt{V_m^2 + X^2I_m^2}\sin(\theta - \varphi) \\ -(V_m^2 + X^2I_m^2)\sin^2(\theta - \varphi) \end{array}\right\}}{aXV_d} \tag{12}$$

i_s 가 0 보다 작을 때에도 같은 결과가 나오며, 최대 스위칭주파수는 다음과 같이 f_{sw} 를 $(\theta - \varphi)$ 에 대하여 미분하면 식 (13) 과 같다.

$$\frac{df_{sw}}{d\theta} = \frac{\pi f}{aXV_d}\{V_d\sqrt{V_m^2 + X^2I_m^2} - 2(V_m^2 + X^2I_m^2)\sin(\theta - \varphi)\}\cos(\theta - \varphi) \tag{13}$$

위의 식에서 $\frac{df_{sw}}{d\theta} = 0$ 가 될때 f_{sw} 가 극대값 또는 극소값을 갖게 되며 이때의 주파수를 각각 f_{sw1}, f_{sw2} 라 하면,

$$f_{sw1} = \frac{\pi f(\frac{V_d^2}{2} - \frac{V_d^2}{4})}{aXV_d} = \frac{\pi fV_d}{4aX} = \frac{V_d}{8aL} \quad \left[\sin(\theta - \varphi) = \frac{V_d}{2\sqrt{V_m^2 + X^2I_m^2}} \text{ 일때}\right] \tag{14}$$

$$f_{sw2} = \frac{\pi f}{aXV_d}(V_dV_m - V_m^2) = \frac{(V_d - V_m)V_m}{2aLV_d} \quad [\cos(\theta - \varphi) = 0 \text{ 일때}] \tag{15}$$

와 같고 $f_{sw1} = f_{sw2}$ 일때, 즉 $V_d = 2V_m$ 일때를 경계로 최대 스위칭주파수 f_{max} 가 f_{sw1}, 또는 f_{sw2} 로 분기되며 그 관계를 식 (16) 에 정리하고 그림 5 에 그래프로 표현하였다.

$$f_{max} = \begin{cases} f_{sw1} = \dfrac{V_d}{8aL} & (V_m < V_d \le 2V_m) \\ f_{sw2} = \dfrac{(V_d - V_m)V_m}{2aLV_d} & (V_d \ge 2V_m) \end{cases} \tag{16}$$

이 그래프로부터 영점부근을 제외한 영역에서 스위칭주파수의 변동을 가장 작게 하는 최적의 V_d 를 설정하는 지침을 얻을 수 있으며, 이것은 스위칭 스트레스를 최소화할 수 있는 컨버터의 운전조건을 의미한다.

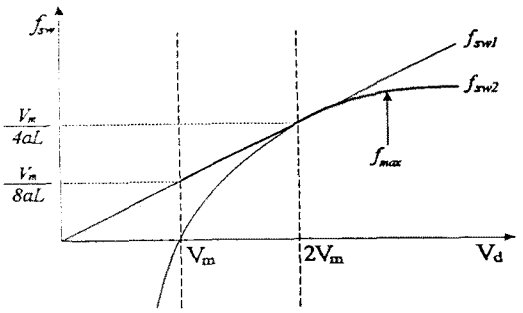

그림 5 스위칭주파수 대 전류측전압

그림 6 과 7 에 시뮬레이션파형을 통해 구현한 스위칭주파수와 식 (12) 에 의한 스위칭주파수의 이론치를 도시한 결과 양자가 서로 잘 일치하고 있음을 볼 수 있으며, 또한 같은 조건에서 기존의 히스테리시스방식을 사용할 경우의 스위칭주파수를 같이 표현하여 제안한 방식의 사용으로 최대 스위칭주파수가 반으로 낮아짐을 알 수 있다.

즉, 스위칭주파수가 약 1/2 로 감소하고 스위치의 한 주기동안 이용하는 스위치의 갯수가 1/4 로 감소하기때문에 전체적으로 스위칭효율이 8 배로 증가된다.

그러므로 기존의 방식보다 입력단의 리액터 L 이나 전류밴드의 폭을 감소시켜 스위칭에 의한 리플을 감소시킴과 아울러 시스템을 경량화할 수 있고 스위칭 소자의 교류측에 걸리는 전압 V_{AB} 가 $+V_d$, 0, $-V_d$ 로 구성되기때문에 기존의 방식에 비하여 V_{AB} 의 변동이 반으로 줄어 스위칭에 의한 전압리플이 감소되는 효과를 얻을 수 있다.

이제에도 Deadtime 은 필요없으며, 단 v_s 가 영점에 가까울 때에는 전류파형의 기울기가 너무 작아져 기준전류로부터의 일시적인 이탈현상이 생기자만 리액터를 줄여줌으로써 무시할 수 있게 된다.

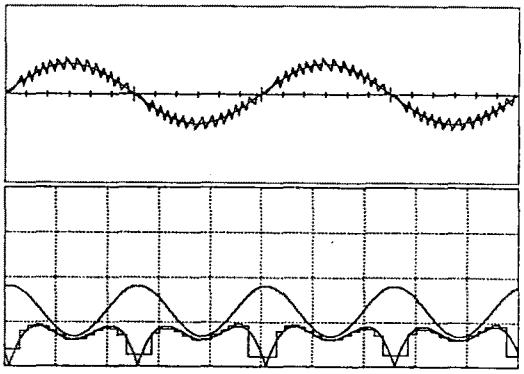

그림 6 $V_d < 2V_m$ 일때 스위칭주파수의 변동

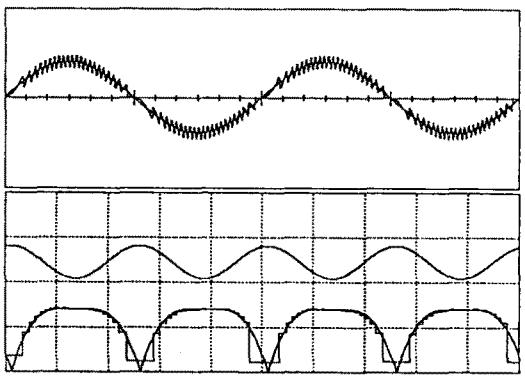

그림 7 $V_d = 2V_m$ 일때 스위칭주파수의 변동

5. 시뮬레이션 및 실험

표 5 는 시뮬레이션과 실험에 사용된 조건이고 그림 8 ~ 17 에 각 조건에 대한 시뮬레이션과 실험파형을 나타내었으며 양자가 서로 잘 일치하고 있다.

여기서의 조건 0 는 기존의 방법과 제안하는 두가지의 방법에서 사용되는 공통조건으로 제안하는 방식의 스위칭효율이 각각 2 배, 8 배로 증대됨을 확인할 수 있다.

또한, 조건 0 에서는 V_{AB} 를 각각의 방식에 대하여 전류파형과 함께 표현하였으며 이로부터 Unipolar hysteresis방식이 전압의 리플도 감소시킴을 알 수 있다.

조건 1 은 Half suppression 히스테리시스방식, 조건 2 는 Unipolar 히스테리시스방식에 사용하였고 이때에는 기존의 방식을 조건 0 로 사용할 때와 같은 스위칭효율을 갖는다.

조건 1 과 2 의 파형을 통해서 제안하는 방법의 입력전류에 포함되는 고조파성분이 기존의 방법보다 감소됨을 비교 확인할 수 있다.

표 5 의 $f_{max,C}$ 는 기존의 방식을 사용할 경우의 식 (4)에 의한 최대 스위칭주파수이며, $f_{max,U}$ 는 Unipolar 히스테리시스 방식을 사용할 경우의 식 (16) 에 의한 최대 스위칭주파수이다.

표 5 시뮬레이션 및 실험의 조건

	조건 0	조건 1	조건 2
v_s [V]	50	50	50
V_d [V]	110	110	110
I_m [A]	10	10	10
Band [A]	2.0	1.0	0.64
L [mH]	3.2	3.2	1.25
$f_{max,C}$ [kHz]	4.30	8.60	34.4
$f_{max,U}$ [kHz]	2.15	4.30	17.2

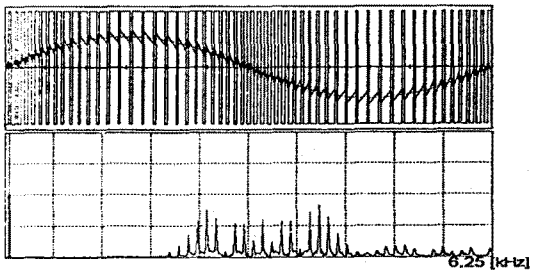

그림 8 조건 0 의 시뮬레이션 (Conventional hysteresis)

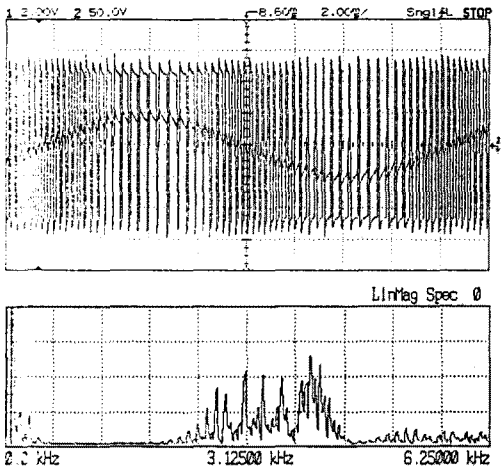

그림 9 그림 8 에 대한 실험파형

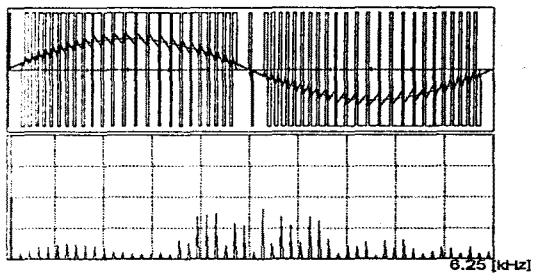

그림 10 조건 0 의 시뮬레이션 (Half suppression hysteresis)

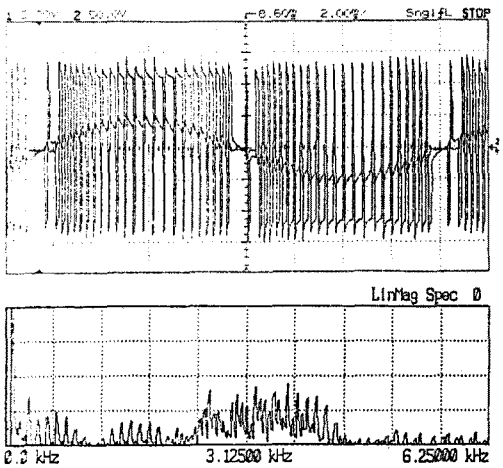

그림 11 그림 10 에 대한 실험파형

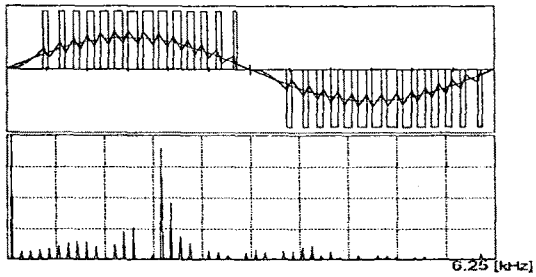

그림 12 조건 0 의 시뮬레이션 (Unipolar hysteresis)

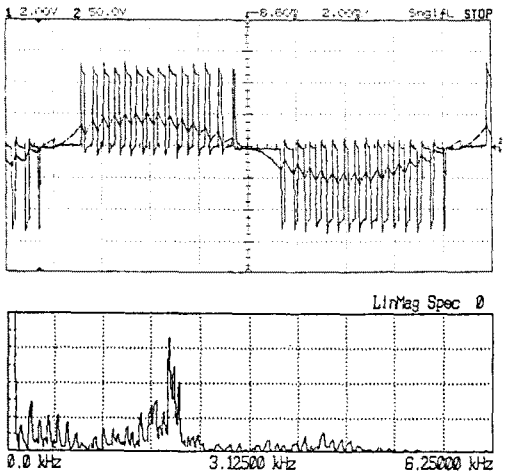

그림 13 그림 12 에 대한 실험파형

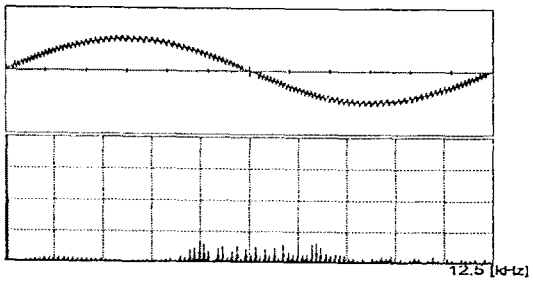

그림 14 조건 1 의 시뮬레이션 (Half suppression hysteresis)

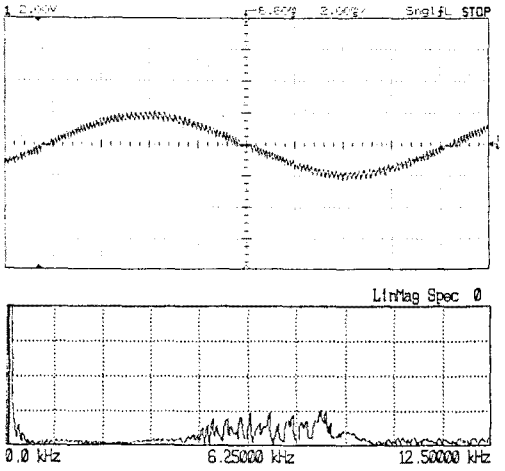

그림 15 그림 14 에 대한 실험파형

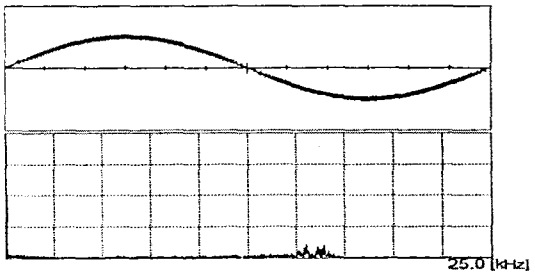

그림 16 조건 2 의 시뮬레이션 (Unipolar hysteresis)

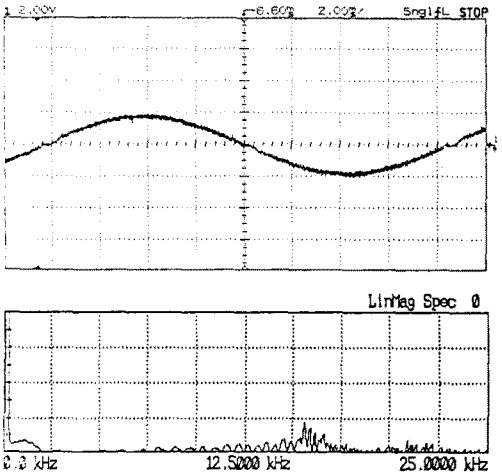

그림 17 그림 16 에 대한 실험파형

6. 결 론

본 연구에서는 단상 전류제어형 전압형 컨버터를 히스테리시스 전류제어기를 통해 제어하였을 경우 불필요한 스위칭신호를 억제하여 스위칭효율을 2배, 또는 8배로 향상시키는 방법을 제안하였으며 시뮬레이션과 실험을 통해 이론적 예측이 타당함을 확인하였다. 여기서 제안한 두가지의 방법은 스위칭 시간지연이 필요없고 리액터와 전류밴드의 폭을 작게 해도 시스템이 안정할 수 있으므로 빠른 스위칭으로 입력측의 스위칭에 의한 고조파성분을 감소시킬 수 있으며, 특히 스위칭소자의 효율을 극대화할 수 있는 Uuipolar 히스테리시스방식에서 유도한 최대 스위칭주파수의 표현식은 스위칭소자의 선정과 시스템의 제 상수 설정에 유용할 것으로 기대된다.

본 연구는 단상의 경우에 국한하였으나 이를 앞으로 3상 컨버터의 경우로 확장하는 연구가 뒤따라야 할 것이다. 그러나 실제에 있어서 대용량의 경우 3상 컨버터를 사용하는 것보다는 3대의 단상 컨버터를 병렬로 운전하는 것이 유리한 경우도 있으므로 본 연구에서의 결과가 나름대로의 의의를 지니고 있는 것으로 사료된다.

참 고 문 헌

[1] R. P. Joshi, B. K. Bose, " Base/gate drive suppression of inactive power devices of a voltage-fed inverter and precision synthesis of AC voltage and DC link current wave.", IEEE IECON. pp. 1024 - 1040, 1990.

[2] Toshji KATO, Keiji MIYAO, " Modified hysteresis control with minor loops for single-phase full-bridge inverter ", IEEE-IAS, Annual Meeting Conf. Rec., pp. 689 - 693, 1988.

[3] 정 승 기, "전류제어형 전압형 컨버터에서의 입력 전류 주파수특성", '91 대한 전기학회 춘계 학술대회 논문집, pp. 3 - 6, 1991.