論文 8-3-2

단상 부스터 콘버터의 입력역률 개선을 위한 가변 밴드폭 제어방식에 관한 연구

(A Study on the Variable Hysteresis Current Mode Control Method for Power Factor Improvement of the Single Phase Boost Converter)

金喆禹* · 權純在** · 兪東旭*** · 朴晟濬****
(Chul-U Kim · Soon-Jae Kwon · Dong-Uk Yu · Sung-Jun Park)

요 약

본 연구는 교류전원측에서 콘버터에 의해 출력전압조정과 동시에 입력전류가 전압과 동상에 가까운 정현파가 되도록 하기 위해 고주파 스위칭에 의한 단상 부스터 콘버터의 제어방식을 분석하고 가변밴드폭 제어방식에 의해 1[kW]부하에 대하여 각 파라메타를 산정하며 실험장치를 구성하여 주파수 스펙트럼 분석기에 의한 분석을 토대로 고역률 동작을 확인하고자 한다.

Abstract

Many new electronic products are required to have a near unity power factor and a distortion free current input waveform.

In this paper, single phase AC to DC Boost-Converter which is controlled with continuous conduction mode(CCM) is analyzed. Each parameter is determined for variable hysteresis current mode and real time simulation results showed high power factor possible.

1[kW] boost converter was designed and constructed accordingly. Experimental results to load and parameter variations are well similar to the simulation results.

Key Words : Unity Power Factor, Boost-Converter
Variable Hysteresis Current Mode

1. 서 론

최근 전력용 FET소자가 고속화되고 고밀도화됨에 따라 수 백 내지 수 천[kHz]범위의 스위칭 레귤레이터(Switching Regulator)가 극소형으로 실현화되는 단계이며 고출력 고주파 전원장치에서는 교류전원을 정류한 DC-Link형이 주로 사용되고 있다. 고주파 전원장치는 DC-Link를 중심으로 1차측을 상용교류라 하면 고주파 인버터와 이에 연결된 부하는 2차측에 해당하는 전력변환장치라 할 수 있다. 따라서 2차측의 부하조건에 따라 필요한 전력과 주파수가 결정되면 이에 해당하는 전력을 1차측인 상용교류전원이 공급해야 한다. 그러나 다이오드 정류회로로 구성되는 DC-Link때문에 교류입력전류는 왜형파가 되어 교류입력 역률이 매우 낮아진다.

* 正會員 : 釜山大 工大 電氣工學科 教授
** 正會員 : 釜山工業大 機械工學科 副教授
*** 正會員 : 韓國電氣研究所 電力電子研究室 先任研究員
**** 正會員 : 釜山大 工大 大學院 博士課程
接受日字 : 1994年 2月 16日

그러므로 전력변환장치의 교류입력역률을 최대한 개선하고 교류입력전류를 거의 정현파로 유지하는 것은 에너지 절감이란 관점에서 매우 중요하다.[1)~3)]

본 연구에서는 단상 부스터 콘버터의 출력조정과 동시에 입력전류가 상전압과 동상에 가장 가까운 정현파가 되도록 하기 위해 가변 밴드폭 히스테리시스 전류모드로 제어회로를 구성하여 단상 교류입력역률을 1에 가깝게 유지할 수 있도록 시스템의 파라메타를 산정하고 산정된 파라메타에 의한 시뮬레이션과 실험을 통하여 이를 확인코저 한다.

2. 기본동작 이론 및 회로구성

그림 1은 가변 전류밴드폭 모드로 동작하는 단상 부스터 콘버터의 주회를 나타낸 것이다. 위와 같은 Topology는 단상 인버터회로 형태에 비하여 스위칭소자의 수를 줄일 수 있고 게이트 앰프의 전원분리가 필요하지 않으며 제어하기 위한 하드웨어가 간편한 경제적 장점이 있다. 그림 1에서 A의 전압보상기에 의해 출력전압 V_o와 지령전압 V_{rej}의 차에 따라 출력된 에러전압 V_e와 입력전압 V_i의 곱으로 출력된 전압 V_m이 나타난다. V_m에 의해 만들어지는 상위 전류지령 $I_{up}\sin\omega t$와 하위 전류지령 $I_{low}\sin\omega t$에 해당하는 두 전압과 검출한 인덕터전류에 의해 비교부 C에서 스위치의 온, 오프시간을 결정한다. 이때 $\delta=I_{up}-I_{low}$로 정의하면 인덕터전류의 리플분은 $\delta\sin\omega t$에 해당되며 시비율은 식(1)로 표현할 수 있다.

$$(V_p\sin\omega t)t_{on}=(V_o-V_p\sin\omega t)t_{off} \quad (1)$$

식(1)의 양변에 $\frac{1}{T_s}$를 곱하여 정리하면 식(2)와 같이 시비율함수를 구할 수 있다.

$$d(t)=1-\frac{V_p\sin\omega t}{V_o} \quad (2)$$

또한 스위치의 온 시간은 각 스위칭 주기에서 입력전압이 일정하다고 가정하면 그림 2에서 시간 T의 순간에 스위치가 온 했을 때 인덕터전류는 $I_{low}\sin\omega t$에서 $I_{up}\sin\omega(t+t_{on})$으로 증가한다. 온-모우드에서 t_{on}구간 동안의 전압방정식은 식(3)으로 나타낼 수 있고 이것은 식(4)와 같이 된다.

$$L\frac{I_{up}\sin\omega(t+t_{on})-I_{low}\sin\omega t}{t_{on}}=V_p\sin\omega t \quad (3)$$

$$LI_{up}\sin\omega t\cos\omega t_{on}+LI_{up}\cos\omega t\sin\omega t_{on}-LI_{low}\sin\omega t=t_{on}V_p\sin\omega t \quad (4)$$

여기서 $\omega t_{on}=2\pi f_{Line}t_{on}\ll 1$이므로 $\cos\omega t_{on}\cong 1$, $\sin\omega t_{on}\cong\omega t_{on}$라 할 수 있으며 식(4)는 식(5)와 같이 쓸 수 있다.

$$L(I_{up}-I_{low})\sin\omega t=t_{on}(V_p\sin\omega t-\omega LI_{up}\cos\omega t) \quad (5)$$

식(5)에 의해 스위치의 온 시간은 t_{on}은 식(6)으로 나타낼 수 있다.

$$t_{on}=\frac{\delta L_F}{V_p-\omega L_F I_{up}\cot\omega t} \quad (6)$$

식(6)에 따른 스위치의 온 시간의 분포를 전

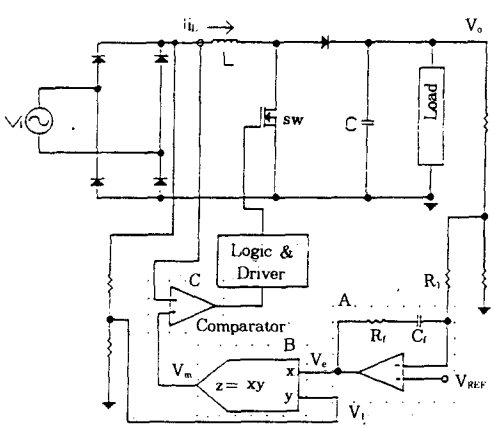


그림 1. 가변 밴드폭 제어의 주회로 구성
Fig. 1. Composition of the Variable-Hysteresis Mode Main Circuit

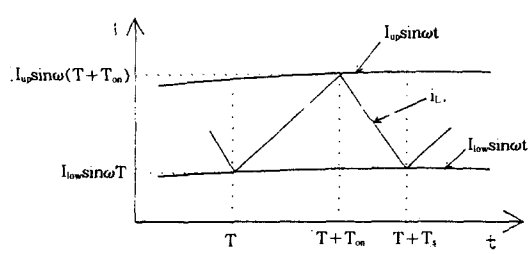


그림 2. 스위칭 주기의 전류 파형
Fig. 2. Current Waveform in Switching Period

원주파수의 반 주기에 대해서 나타내면 그림 3과 같다.

그림 3에서 입력전압이 상승하는 전압영점 부근에서 인덕터전류가 상위 전류지령에 도달하기 위해서는 스위치 온 시간이 매우 커진다. 그러나 입력전압이 하강하는 영점 부근에서는 스위칭이 아주 빠른 동작을 한다.

3. 파라메타 산정

인덕터, 출력단 콘덴서 및 전압 보상기에 대하여 각 파라메타를 산정하면 다음과 같다.

3.1 인덕터

식(6)과 그림 2에서 정류전압의 최대치 부근에서 t_{on}은 식(7)로 근사화될 수 있다.

$$t_{on}=\frac{\delta L}{V_p} \tag{7}$$

여기서 인덕터에 흐르는 최대 순시전류에 해당하는 I_{up}의 값은 스위치, 정류 다이오드 및 출력단 다이오드에 의해 제한되어야 할 요소이므로 식(8)에 의해 구해진다.

$$W=\eta V_{rms} I_{rms} \tag{8}$$

여기서, W는 출력 전력이며 η는 에너지 변환 효율(0~1)이다.

그림 2에서 추종해 가는 평균 인덕터전류는 식(9)로 나타낼 수 있으며

$$i_{Average}=I_{Ave}\sin\omega t \tag{9}$$

식(8)은 식(10)과 같이 나타낼 수 있다.

$$W=\eta V_{rms}\ \frac{I_{Ave}}{\sqrt{2}} \tag{10}$$

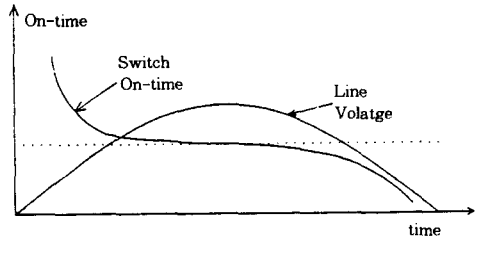


그림 3. 스위치의 온(ON) 시간 분포
Fig. 3. Distribution of Switch On-Time

이때 순시전류의 최대치 I_{up}, I_{low}는 밴드폭에 의해서 결정되므로 식(11), 식(12)와 같이 쓸 수 있고 I_{Ave}는 식(13)에 의해 구할 수 있다.

$$I_{up}=I_{Ave}+\frac{\delta}{2}=I_{Ave}+\frac{I_{Ave}}{2}\frac{a}{100}=I_{Ave}\left(1+\frac{a}{200}\right) \tag{11}$$

$$I_{low}=I_{Ave}-\frac{\delta}{2}=I_{Ave}-\frac{I_{Ave}}{2}\frac{a}{100}=I_{Ave}\left(1-\frac{a}{200}\right) \tag{12}$$

여기서, a는 인덕터전류의 리플 (%)을 나타낸다.

$$I_{Ave}=\frac{200}{200+a}I_{up} \tag{13}$$

따라서 식(10), 식(13)에 의해서 순시 인덕터 전류의 최대치는 식(14)로써 제한되어야 한다.

$$I_{up}=\frac{\sqrt{2}\,W(200+a)}{\eta\, V_{rms}\,200} \tag{14}$$

$$I_{low}=\frac{\sqrt{2}\,W(200-a)}{\eta\, V_{rms}\,200} \tag{15}$$

인덕터전류의 최대리플 δ는 식(14)와 식(15)에 의해 식(16)에서 구할 수 있다.

$$\delta=\frac{\sqrt{2}\,a\,W}{100\eta\, V_{rms}} \tag{16}$$

식(2), 식(7)과 식(16)에서 인덕터값은 출력전압, 입력전압, 요구되는 최소 스위칭 주파수, 출력전력, 전류 리플분에 따라 식(17)에 의해 산정할 수 있다.

$$L=\frac{100\eta\, V_{rms}^2\, t_{on}}{aW} \tag{17}$$

3.2 출력단 콘덴서 용량

출력전압의 유지시간을 나타내는 출력단의 콘덴서 용량 C는 식(19)에서 구할 수 있다. 식(18)에서의 $V_o(1-\alpha)$항은 초기전압 V_o에서 감소하는 최소 출력전압을 나타내고 있다.

$$P_o t_{hold}=\frac{1}{2}CV_o^2-_o\frac{1}{2}C[V_o(1-a)]^2 \tag{18}$$

$$C=\frac{2P_o t_{hold}}{V_o^2 a(2-a)} \tag{19}$$

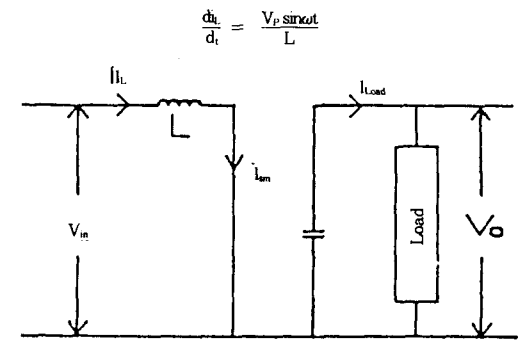
여기서, P_o는 출력전력, t_{hold}는 전압 유지시간, α는 전압 변동율(0~1)이다.

4. 시뮬레이션 및 실험결과 분석

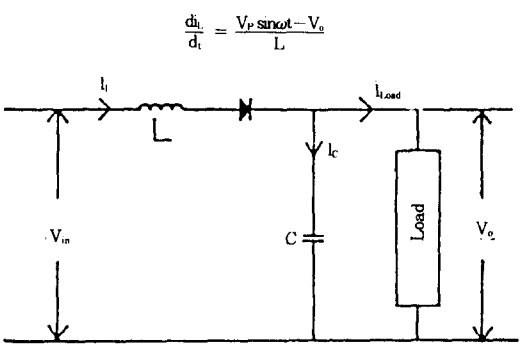
4.1 시뮬레이션 결과 및 분석

가변밴드폭 제어회로에서 회로의 동작은 두 가지 모드로 구분할 수 있고 스위치의 온 상태와 오프 상태에 대하여 등가회로 및 전압방정식은 그림 4와 같다.

이 등가회로 및 전압방정식으로 부터 실시간 시뮬레이션 과정을 살펴보면 다음과 같다. 여기서 스위치 및 출력단 다이오우드를 이상적이라 하면, 각 상태에서의 전류 및 전압은 식(20)부터 식(24)로 나타낼 수 있다.



(a) 스위치 온 모드
(a) Switch On Mode



(b) 스위치 오프 모드
(b) Switch Off Mode

그림 4. 스위치의 온 및 오프상태의 등가회로
Fig. 4. Equivalent Curcuits of Switch On, Off States

(a) 스위치 온 모드

$$\triangle i_{on} = \frac{1}{L}\int_{t}^{t+t_{on}} V_p \sin\omega\tau d\tau \quad (20)$$

$$\triangle V_o = -\frac{1}{C}\int_{t}^{t+t_{on}} i_{load}\, d\tau \quad (21)$$

(b) 스위치 오프 모드

$$\triangle i_{off} = \frac{1}{L}\int_{t+t_{on}}^{t+t_s} (V_o - V_p \sin\omega\tau) d\tau \quad (23)$$

$$\triangle V_o = \frac{1}{C}\int_{t}^{t+t_{on}} (i_L - i_{Load}) d\tau \quad (24)$$

이때 상위 지령전류 I_{up}는 입력전압 V_{in}과 보상기출력 V_e에 의해 결정되고 하위지령전류 I_{low}는 식(12)과 식(13)에 의해서 식(25)로써 결정한다.

$$I_{ow} = \frac{200-a}{200+a} I_{up} \quad (25)$$

따라서 실시간 시뮬레이션은 식(12) 및 식(20)부터 식(24)로 행한다.

본 연구에서는 표 1과 같은 설계조건을 목표로 시뮬레이션과 실험을 행하였다.

이때 L, C값은 표 1과 식(17), 식(19)로 부터 L=480[μH] C=470[μF]로 하였다. THD (Total Harmonic Distortion) 및 역률 측정은 주파수 스펙트럼 분석기에 의해 각 고조파성분을 구하여 식(26)부터 식(28)로 구하였다.

$$I_N\% = \frac{I_N}{I_l} 100\% \quad (26)$$

$$THD\% = \frac{\Sigma I_N}{I_l} 100\% \quad (27)$$

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1+[\frac{THD}{100}]^2}} \quad (28)$$

여기서 I_N는 N차 고조파 전류의 실효치(N=2, 3, 4,·····)이다.

표 1. 부스터 콘버터 설계조건
Table 1. Boost Converter Design Condition

산 정 조 건	
입 력 전 압	120V(rms)
출 력 전 압	300V(DC)
출 력 전 력	1,000Watt
Inductor 전 류 리 플	30%
최 소 스 위 칭 주 파 수	25[kHz]

저항부하에 대하여 밴드폭을 30[%]로 하고 초기 기동에서의 정상상태와 부하변동에 대한 과도상태에서의 출력부하전력을 1,000[W]에서 500[W]로 감소시켰다가 다시 1,000[W]로 증가시켰을 때 나타난 출력전압, 보상기출력과 입력전류 파형은 그림 5와 같다.

식(18) 및 식(19)에서 알 수 있듯이 DC전압의 변동은 출력단 콘덴서 용량에 의해 설정할 수 있으므로 원하는 출력전압 변동을 설정할 수 있다.

그림 6은 부하변동이 없는 일정부하(1,000[W])에서 출력전압, 에러전압, 인덕터전류 및 인덕터전류의 FFT분석파형이다.

위의 경우에 대한 각 고조파분을 15차까지만 구하여 식(26)부터 식(28)에 의하여 나타내면 표 2와 같다. 표 2의 결과에서 제2고조파 성분은 다른 고조파 성분에 비해서 상대적으로 크지만 입력역률은 거의 단위역률이 됨을 보여주고 있다.

4.2 실험결과 및 분석

이상과 같은 시뮬레이션을 토대로 이를 실증하기 위하여 본 연구에서는 출력지령전압 300[V]에 대하여 1[kw] 저항부하를 사용하고 입력전류의 리플을 30[%]로 하여 실험을 행하였다. 초기 기동시 인덕터전류 및 출력전압파형은 그림 7과 같다. 실험파형에서 출력전압이 지령전압에

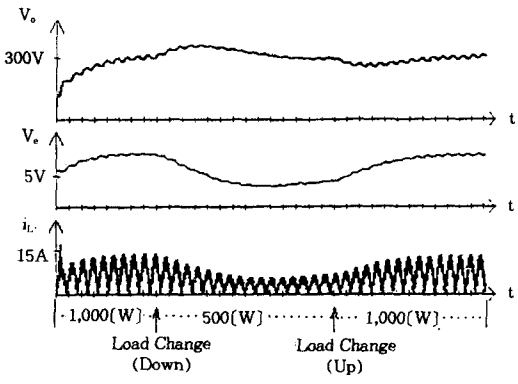


그림 5. 부하변동에 따른 v_o, v_e, i_L의 과도응답
Fig. 5. Transient Response of v_o, v_e, i_L According to Load Change
(k_i=212, k_p=0.1)

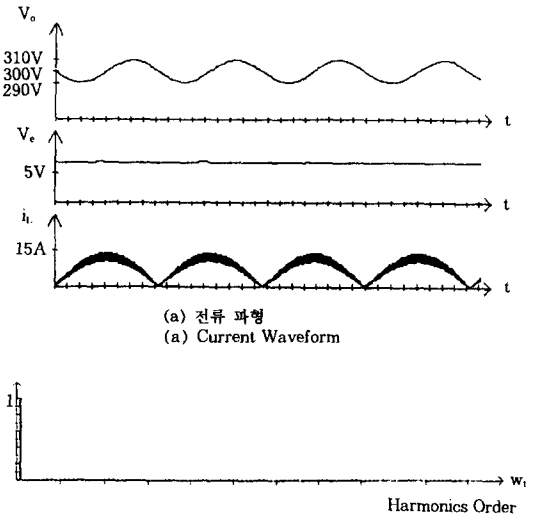


그림 6. k_i=212, k_p=0.1의 경우 전류 및 FFT분석파형
Fig. 6. Current and FFT Analysis Waveform (k_i=212, k_p=0.1)

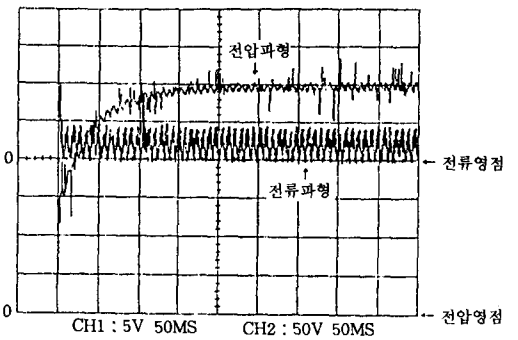


그림 7. 초기 기동시 입력전류 및 출력전압 파형
Fig. 7. Waveforms of Input Current and Output Voltage at Starting

표 2. 고조파 전류[%]
Table 2. Harmonic Current[%]

I_2 %	I_3 %	I_4 %	I_5 %	I_6 %	I_7 %	I_8 %	I_9 %
0.042	0.141	0.017	0.016	0.012	0.01	0.01	0.005
I_{10} %	I_{11} %	I_{12} %	I_{13} %	I_{14} %	I_{15} %	THD %	PF
0.004	0.004	0.006	0.005	0.007	0.004	0.1508	≅1

표 3. 실험 데이터의 고조파 분석
Table 3. Harmonic Analysis of Experimental Data

	I_2 %	I_3 %	I_4 %	I_5 %	I_6 %	I_7 %	I_8 %	I_9 %
336Watt	2.074	4.078	0.395	3.431	0.587	3.741	0.909	0.35
666Watt	1.242	1.735	0.462	2.717	0.146	2.088	0.336	0.364
1,000Watt	1.345	1.324	0.619	2.431	0.541	0.725	0.819	1.017
	I_{10} %	I_{11} %	I_{12} %	I_{13} %	I_{14} %	I_{15} %	THD %	PF
336Watt	1.495	1.014	0.215	0.143	0.722	1.018	7.2825	0.99736
666Watt	0.32	0.733	0.283	0.847	0.169	0.316	4.2828	0.99908
1,000Watt	0.171	0.764	0.51	0.38	0.263	0.511	3.7053	0.99931

이르는 동안 오버슈트(Overshoot)는 발생하지 않지만 입력전압의 12주기가 지난 후 지령전압에 이르고 정상상태에서의 출력전압리플은 10[V](3.3[%])로 나타나고 있다.

그림 8은 입력전류 파형과 역률개선 효과를 알아보기 위한 입력전압과 입력전류파형이며 실험파형에서 동위상이 됨을 확인할 수 있었다.

본 실험실에 공급하는 변압기의 부하율이 커서 한전 전압파형에 왜곡이 생겨 전류파형의 왜곡이 나타났으며 한전전압이 정현적이라면 정현적인 전류가 될 것이다.

부하변동에 대한 출력전압 및 리액터(L)의 전류의 동작특성을 고찰하기 위해 부하변동 방법으로 부하저항을 가변시켰다. 출력전압이 300[V]

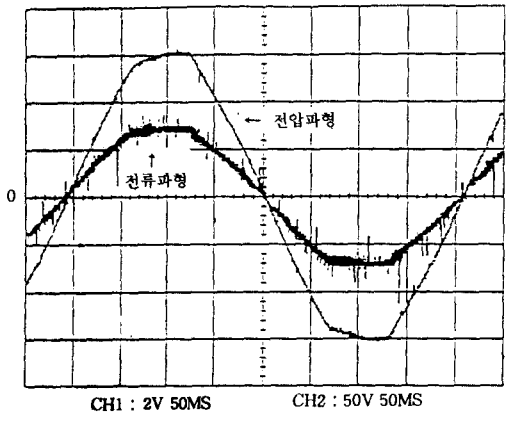
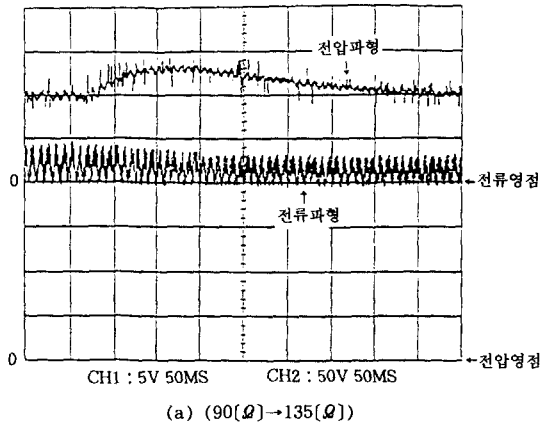
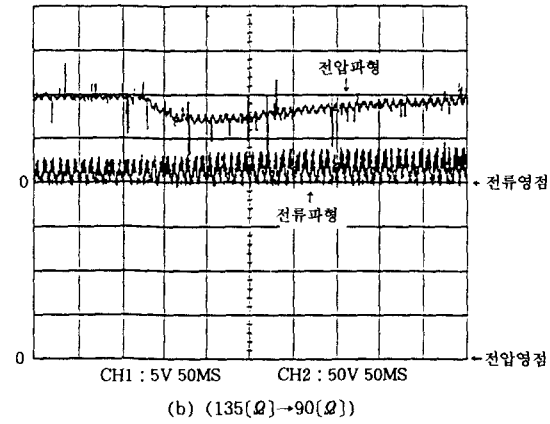


그림 8. 저항부하(90[Ω]) 시 입력전압, 전류파형
Fig. 8. Input Voltage, Current Waveforms when Load is 90[Ω]



(a) (90[Ω]→135[Ω])



(b) (135[Ω]→90[Ω])

그림 9. 부하저항 변동에 따른 출력전압 및 전류파형
Fig. 9. Output Voltage and Current Waveform with Load Change

이므로 출력을 1[kW]로 만들기 위해 부하저항을 90[Ω]으로 설정하였으며 출력을 666[kW]로 만들기 위해 부하저항을 135[Ω]으로 설정하였다.

그림 9의(a)는 부하저항을 90[Ω]에서 135[Ω]으로 변동시킨 경우이고 (b)는 부하저항을 135[Ω]에서 90[Ω]으로 변동시켰을 때의 실험파형이다.

실험파형에서 부하를 증가, 감소시켰을 때 안정된 동작을 보여주고 있고 과도상태에서도 출력전압의 30[V](10[%])까지 변동되는 것을 확인할 수 있었으며 정상상태에서 출력전압의 변동은 5[V](1.67[%])로 나타났다.

그림 10은 출력변화에 따른 입력전류파형에서 실험 데이터를 FFT 프로그램에 의해 고조파 분석하고 제 110차 까지 구하여 나타낸 결과이다.

각 고조파 성분을 기본파에 대한 비로써 15차까지 구하고 THD 및 역률을 계산한 결과는 표 3과 같다. 이 제어장치는 스위칭 주파수 25[kHz]~80[kHz] 범위에서 구동하였고 입력역률이 99.7[%]이상 되어 고역률 동작을 확인할 수 있었다. 출력전압의 리플은 3[%] 정도이고 부하변동에 대한 출력전압의 변동은 10[%]정도로 나타났다.

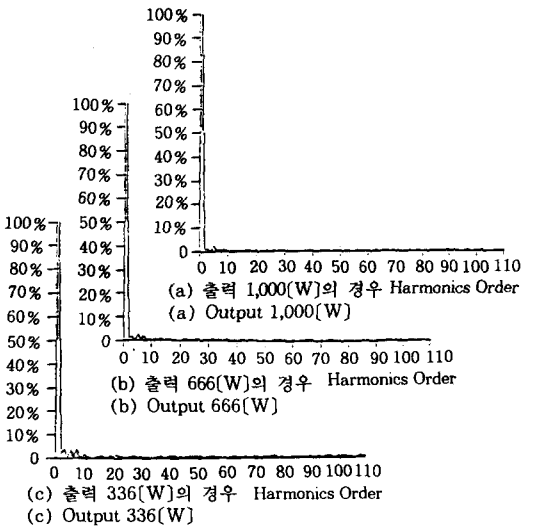


그림 10. 부하변동에 따른 입력전류 고조파 분석
Fig. 10. Input Current Harmonic Analysis According to Load Change

5. 결 론

고주파 전원장치의 입력역률을 개선할 수 있는 방법중에서 가변 밴드폭 제어방식으로 이를 실현하였다.

설계를 위한 각종 파라메타를 산정하여 입력전류의 리플과 출력전압의 변동에 관한 식으로 도출하였다. 또한 출력전압의 리플에 대한 지령전류의 고조파 성분을 최소화 하기 위하여 시뮬레이션을 통한 고역률 동작을 확인하였으며 1[Kw] 저항부하 및 R-L부하에 대하여 실험한 결과는 다음과 같다.

1. 부하변동에 대해서도 입력역률이 99.7[%] 이상 되어 고역률 동작을 확인할 수 있었다.

2. 출력전압의 리플을 3[%] 정도로 나타났다. DC전압의 변동은 출력단 콘덴서 용량에 의해 설정할 수 있으므로 원하는 출력전압 변동을 설정할 수 있었다.

3. 1[kw]부하에서 부하가 60[%] 및 30[%]의 급격한 순시변동에 대하여 출력전압에 10[%]정도의 오버슈트가 나타났다.

단상 인버터회로 형태와의 차이점은 단상 인버터회로는 제어회로가 복잡한 반면에 부하의 발전영역에 의한 안정된 출력전압을 제어하기 위한 전원측으로 에너지회수가 가능하나 본 Topology는 스위칭소자의 수를 줄일 수 있고 게이트 앰프의 전원분리가 필요하지 않는 등 제어하기 위한 하드웨어가 간편한 경제적 장점이 있는 반면에 에너지회수가 불가능하여 발전영역에 의한 출력전압 증가는 출력단 콘덴서와 과전압 보호회로에 의해서만 제한된다는 단점이 있었다. 따라서 적용대상으로는 에너지회수가 필요로 하지 않는 고주파 가열로의 전원이나 인버터 형광등과 같은 고역율 가전기기의 전원용 및 산업기기의 전원용으로의 적용이 기대된다.

참 고 문 헌

1) C. Zhou and M. M. Jovanovic "Design Trade-Offs Continuous Current Mode Controlled Boost Power-Factor Correction Circuits", VPEC '92 pp. 57~67, 1992.

2) V. Tang, F. C. Lee and R. B. Ridley, "Small-Signal

Modeling of Average Current-Mode Control", Applied Power Electronics Conference Proceeding, pp. 747~755, 1992.
3) James B. Williams, "Design of Feedback Loop in Unity Power Factor Ac to Dc Converter", PESC'89, pp. 959~967, 1989.
4) Chen Zhou, Raymond B. Ridley, and Fred C. Lee, "Design and Analysis of A Hysteretic Boost Power Factor Correction Circuit", PESC'90, pp. 800~807, 1990.
5) Kalyan K. Sen Alexander E. Emanuel, "Unity Power Factor Single phase Power Conditioning", PESC'87, pp. 516~524, 1987.
6) C. P. Henze and N. Mohan, "A Digitally Controlled Ac to DC Power Conditioner That Draws Sinusodidal Current", PESC'86, pp. 531~540, 1986.
7) James J. Spangler and Anup K. Behera, "A Comparision Between Hysteretic and Fixed Frequency Boost Converters Used For Power Factor Correction", APEC'93, pp. 281~286, 1993.
8) Prased n. Enjeti and Roberto Martinez, "A High Performance Phase AC to DC Rectifier with Input Power Factor Correction", APEC'93, pp. 190~195, 1993.
9) K. Mahabir, G. Vergese, J. Thottuvelil, A. Heyman, "Linear Averaged and Sampled Data Models for Large Signal control of High Power Factor AC-DC Converters", VPEC'90, pp. 372~381, 1990.

◇ 著者紹介 ◇

김 철 우 (金喆禹)

1942年 12月 5日生. 1969年 釜山大學校 工大 電氣工學科 卒. 1974年 日本 電氣通信大學 電子工學科(碩士). 1986年 中央大 大學院 電氣工學科(博士). 1982年 日本 東京大學校 電氣電子工學科 客員敎授. 現在 釜山大 工大 電氣工學科 敎授.

권 순 재 (權純在)

1951年 11月 4日生. 1978年 釜山大 工大 電氣工學科 卒. 1982年 釜山大 大學院 電氣工學科(碩士). 1990年 釜山大 大學院 電氣工學科 博士課程修了. 現在 釜山工業大 機械工學科 副敎授.

유 동 욱 (兪東旭)

1959年 11月 3日生. 1983年 成均館大 電氣工學科 卒. 1985年 延世大 産業大學院 電氣工學科(碩士). 1983年 1月~1985年 8月 韓國科學技術院 제어시스템연구실. 現在 韓國電氣硏究所 電力電子 硏究室 先任硏究員.

박 성 준 (朴晟濬)

1965年 3月 20日生. 1991年 釜山大學校 工大 電氣工學科 卒. 1993年 釜山大 大學院 電氣工學科(碩士). 現在 釜山大 大學院 電氣工學科 博士課程.