

Air-conditioner Power Conversion Equipment with Power Factor Correction Circuit

文相弼* · 徐基永** · 李鉉雨** · 金永文***
 (Sang-Pil Mun · Ki-Young Suh · Hyun-Woo Lee · Young-Mun Kim)

Abstract - To improve the current waveform of diode rectifiers, we propose a new operating principle for the voltage diode rectifiers. In the conventional voltage rectifier circuit, relatively large capacitors are used to boost the output voltage, while the proposed circuit uses smaller ones and a small reactor not to boost the output voltage but improve the input current waveform. A circuit design method is shown and confirmed simulation. It explained that compared conventional PWM(Pulse-width modulated)inverter with HPWM(Half Pulse-width modulated)inverter. Proposed HPWM inverter eliminated dead-time by lowering switching loss and holding over-shooting. Output voltage and current of this paper were applied for real air-conditioner.

Key Words : Power Factor Correction, Inverter Air-conditioner, HPWM

1. 서 론

1980년대 후반부터 생활수준의 향상 및 소비자의 필요에 의해 국내시장에서의 에어컨의 수요가 점차 증가하기 시작하였고, 특히 최근에 와서는 에어컨의 절전기능을 크게 강화시킨 인버터 에어컨이 가전제품이나 산업용기에 널리 보급되어지고 있다. 에어컨의 실외기의 구성은 정류회로부, 인버터부, 콘트롤러용 전원부의 3가지로 분류된다. 국내의 경우에는 에어컨의 기본전원이 AC 220[V]를 사용함으로써 일반적으로 정류회로를 거친 인버터부의 공급전압은 DC 280[V]로 변환하고 있지만 직류전원으로 채용되고 있는 콘덴서 입력형 다이오드 정류회로는 고조파 성분에 의해서 유도 장애가 문제시되고 있다. 이 대책으로써 가전제품에 유입되는 고조파 전류의 크기가 규제되고 있으며, 수백 Watt급을 소전력 정류회로에서는 자여소자를 이용한 파형 개선법이 개발되어지고 있다. 이들 기술을 대표할 수 있는 단상 중용량 정류회로인 인버터 에어컨용 직류전원에 새로운 방식을 제안하여 효율이나 경제성 및 전자 노이즈 등의 문제점들을 해결하고자 한다.[1~5] 또한 인버터 에어컨의 전부하 범위에

서 역률을 높이고 총고조파 왜곡률(THD; Total Harmonic Distortion)을 낮추기 위해서 스위칭 소자를 일정부수파수로 제어하면서 전류특성이 우수한 평균전류제어기법을 사용한 Boost방식의 DC-DC 컨버터를 적용하여 역률 및 THD를 저감시키고자 한다. 역률개선회로를 설계함에 있어 서 가장 중요한 부품 선택에 기준이 되는 것은 인덕터 및 스위칭 주파수의 선정이다. 먼저 Boost 컨버터에 있어서는 인덕턴스의 값이 크고 스위칭주파수가 높을수록 입력전류의 리플성분이 감소하게되어 THD를 저감시킬 수 있으며, 1에 가까운 역률을 달성하고자 한다. 그리고 스위칭 주파수의 선정은 사용할 인덕터의 코아 및 스위칭소자의 스위칭 특성을 잘 고려하여 결정하여야 하며, 만일 순시전압이 아주 낮은 경우에는 스위칭소자의 스위칭주파수는 낮아지고 인덕터의 인덕턴스의 값이 작아져 전류의 왜곡이 아주 심하게되어 고조파의 성분이 증가하는 문제점이 발생한다. 이러한 문제점을 해결하고자 본 연구에서는 스위칭 주파수를 높게 하기 위하여 스위칭 소자로 IGBT를 선택하고, 인덕터의 경우에 종래의 철심코아 대신에 Mn-Zn 페라이트 코아를 선정하였다.[6~9]

그리고 본 논문에서는 부분공진 스위칭 컨버터에서 출력되는 DC 전원측에 변조된 신호를 이용한 단상용 인버터를 구성하여 기존의 PWM(Pulse Width Modulated)인버터의 출력 파형에서 발생하는 여러 가지 문제점들을 제거하여 고조파성분을 상쇄시키고 스위칭 손실의 최소화를 기하고, 오버슈팅의 방지로 데드타임이 생기지 않는 전력변환장치를 제안하고자 한다. 이 모든 사항은 시뮬레이션과 실험을 통하여 그 타당성을 입증하고자 한다.

* 正 會 員 : 慶南大 大學院 電氣工學科 博士課程
 ** 正 會 員 : 慶南大 電氣電子工學部 教授 · 工博
 *** 正 會 員 : 馬山大 電氣科 助教授 · 工博
 接受日字: 1999年 10月 19日
 最終完了: 2000年 4月 3日

2. 회로구성 및 동작원리

2.1 단상정류회로

그림 1과 2는 기존의 단상 정류 회로와 이 회로의 입력전압, 전류의 파형을 나타낸 것이다. 그림 3은 제안한 단상 정류 회로를 나타낸 것이다. 그림 3의 회로 구성은 기존의 평활 콘덴서 C_0 와 역바이어스용 다이오드 D_3, D_4 를 삭제하고 새로운 보조 회로를 삽입하였다. 또한 기존의 콘덴서 C_1, C_2 를 중용량 C_{r1}, C_{r2} 로 바꾸어 선정하였다. 그리고 그림3의 회로는 전압정류컨버터와 리액터정수 및 공진스위칭 컨버터의 역률 개선 폭을 조정함으로써 평활콘덴서를 삭제하더라도 기존의 회로보다 개선된 역률과 고조파 전류특성 얻을 수 있다.[10~11]

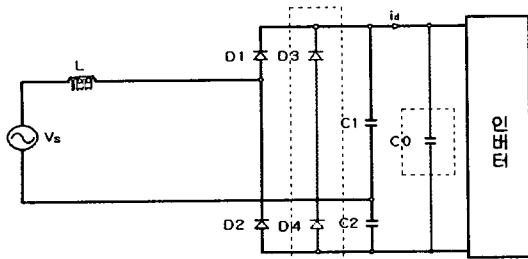


그림 1 기존의 단상 정류회로
Fig. 1 Conventional single phase rectifier circuit

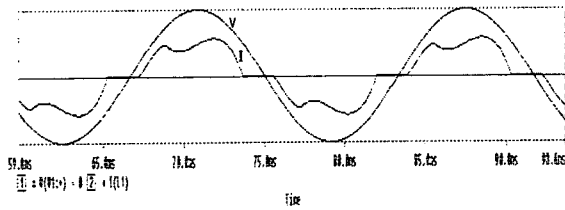


그림 2 기존의 단상 정류회로의 입력전압·전류파형
Fig. 2 Conventional voltage·current Waveform of single phase rectifier circuit

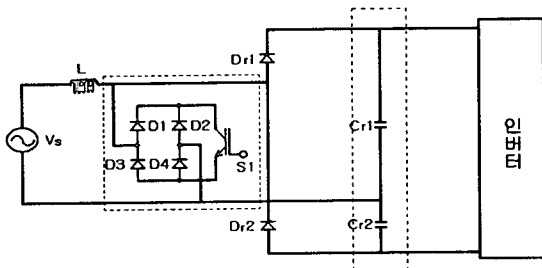


그림 3 제안한 단상 정류회로
Fig. 3 Proposed single phase rectifier circuit

2.2 PWM 인버터

그림5는 스위치 $S_1 \sim S_4$ 로 이루어진 일반적인 단상 브리지 회로로 양쪽의 스위치가 각각 서로 다른 시간에 동작을 한다. 즉 스위치 S_1, S_2 가 입력신호의 정의 반주기 동안 스위칭 동작을 하며 부의 반주기 스위치 S_3, S_4 는 휴지하는 기간

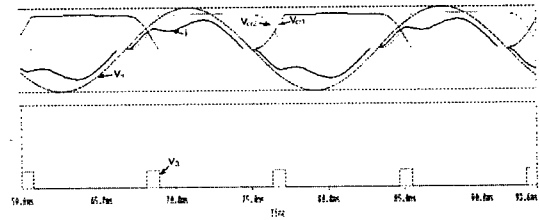


그림 4 제안한 단상 정류회로의 입력전압·전류의 파형
Fig. 4 Proposed single phase rectifier circuit of voltage and current waveform

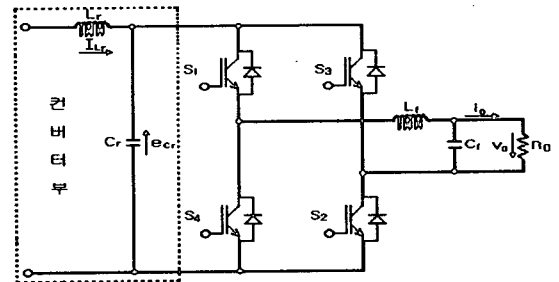


그림 5 제안한 단상 인버터의 주 회로도
Fig. 5 Main circuit of proposed single phase inverter

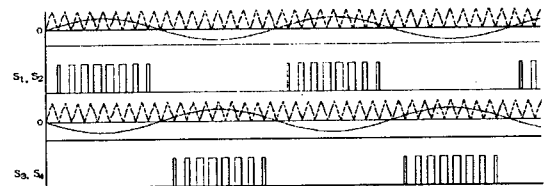


그림 6 제어신호의 파형
Fig. 6 Waveform of control signal

그림 6은 인버터부의 제어신호를 나타낸 것이다. 그림 7은 불연속모드를 설명하기 위한 이상적인 경우를 그림으로 나타낸 것이며, 실제로 있어서는 주스위치의 오프 이후 C_r 의 영향에 의해 L_r 이 0이 되기까지는 약간의 시간지연이 발생합니다. 그림 7에 제어신호와 전류파형 I_{Lr} 를 나타내고, 인버터의 PWM 제어신호는 정현파 입력신호 $v_i = V_{im} \sin \omega t$ 와 삼각파 캐리어신호 $v_c = V_{cm} \cdot t_r(\omega_c t)$ 을 비교하여 얻는다. 삼각파 캐리어신호 주기 T_c , 스위칭 온기간 T_1 , 오프기간 T_2 에 대한 상태는 다음 식으로 정리된다.

$$T_1 = t_1 - t_0 = T_c a \sin \omega_i t_0 \quad (1)$$

$$T_2 = T_c - T_1 = T_c(1 - a \sin \omega_i t_0) \quad (2)$$

여기서, $\omega_i = 2\pi f_i$, a 는 변조율로 $a = V_{im} / V_{cm}$ 로 정의된다.

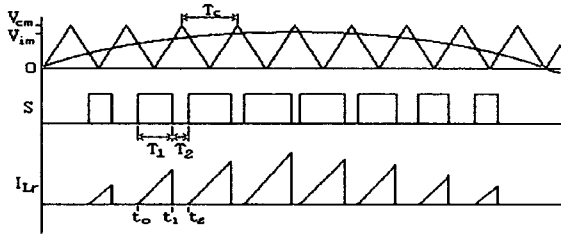


그림 7 반주기에 대한 동작 파형
Fig. 7 Operation waveform for half period

전류 I_{Lr} 은 다음과 같다.

$$I_{Lr} = \frac{e_{c_r}}{L} t \quad (3)$$

전류 I_{Lr} 의 피크치 $I_{Lr}(t_1) \equiv I_{LP}$ 는 식(1), (3)으로부터 다음과 같이 된다.

$$I_{LP} = \frac{aT_c}{L_r} e_{c_r} \sin \omega_i t_0 \quad (4)$$

전류 I_{Lr} 는 펄스 폭과 진폭이 ω_i 와 ω_c 의 변조에 의한 것으로, $\omega_i t$ 와 $\omega_c t$ 의 함수로 표현되며 이를 2중 푸리에 급수로 전개하면 다음 식을 얻는다.

$$I_{Lr}(\omega_c t, \omega_i t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} K_{mn} e^{j(m\omega_c + n\omega_i)t} \quad (5)$$

여기서,

$$\left. \begin{aligned} K_{mn} &= \frac{1}{4\pi^2} \int_0^\pi \int_0^{\theta_1} I_{Lr} e^{-j(m\theta + n\varphi)} d\theta d\varphi \\ \theta_1 &= \omega_c T_1 = 2\pi a \sin \varphi \\ \theta &= \omega_c t, \quad \varphi = \omega_i t \\ m, n &= 0, 1, 2, 3, \dots \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

식 (6)으로부터 I_{Lr} 의 직류성분 K_{00} , 입력신호 주파수 f_i 의 고조파성분 K_{0m} , 캐리어주파수 f_c 의 고조파성분 $K_{mn}(m \geq 1)$ 등에서 식 (1), (4), (6)으로부터 직류성분 K_{00} 를 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} K_{00} &= \frac{1}{4\pi^2} \int_0^\pi \int_0^{2\pi a \sin \varphi} \frac{E_{c_r}}{\omega_c L_r} \theta d\theta d\varphi \\ &= \frac{a^2}{4f_c L_r} E_{c_r} \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} K_{0n} &= \frac{1}{4\pi^2} \int_0^\pi \int_0^{2\pi a \sin \varphi} \frac{E_{c_r}}{\omega_c L_r} \theta e^{-jn\varphi} d\theta d\varphi \\ &= -\frac{a^2}{8f_c L_r} E_{c_r} \quad (n=2) \end{aligned} \quad (8)$$

식 (5), (7), (8)로부터 I_{Lr} 은 다음 식으로 정리된다.

$$I_{Lr} = \frac{E_{c_r}}{Z_{Dac}} + i_{ih} + i_{ch} \quad (9)$$

여기서

$$Z_{Dac} = \frac{4f_c L}{a^2} \quad (10)$$

$$i_{ih} = \frac{E_{c_r}}{Z_{Dac}} \sin(2\omega_i t - \frac{\pi}{2}) \quad (11)$$

$$i_{ch} = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} K_{mn} e^{j(m\theta + n\varphi)} \quad (12)$$

식 (9)에서 인버터 입력임피던스 Z_{Dac} , 입력신호 주파수 f_i 의 제2고조파성분의 저주파 리플전류원 i_{ih} 및 캐리어주파수 f_c 에 의한 고조파 리플전류원 i_{ch} 으로 구성되어 있다.

그림 6에서 인버터의 출력전압 v_o 에 관한 미분방정식을 구하기 위해, v_o 의 2차 근이해로부터 입력신호 v_i 의 정의 반주기에 대한 v_o 의 대한 차분방정식을 구하면, 다음 식을 얻는다.

$$\frac{v_o(t_0^{+1}) - v_o(t_0)}{dt} = -\frac{1}{C_f R_0} v_o(t_0) + \frac{T_1^2}{2L_r C_f T_c} \frac{E_{c_r}(t_0)^2}{C_f(t_0)} \quad (13)$$

식 (13)에 식 (1) 및 식(10)을 대입하여 미분방정식으로 근사화 하면 다음 식을 얻는다.

$$\frac{dv_o(t)}{dt} = -\frac{1}{C_f R_0} v_o(t) + \frac{1}{Z_{Dac} C_f} \frac{E_{c_r}(t)^2}{v_o t} \quad (14)$$

식 (14)로 부터 출력전압 v_o 의 정상해 v_{os} 를 구하면,

$$v_{os} = V_0 \sqrt{1 - \frac{\cos(2\omega_i t - \theta_o)}{\sqrt{1 + (\omega_i C_f R_0)^2}}} \quad (15)$$

$$V_0 = \sqrt{\frac{R_0}{Z_{Dac}}} E_{c_r} = a \sqrt{\frac{R_0}{4f_c L_r}} E_{c_r} \quad (16)$$

단, $\theta_o = \tan^{-1} \omega_i C_f R_0$ 여기서, $\omega C_f R_0 \ll 1$ 이라면 출력전압 순시치는 다음 식으로 된다.

$$v_o(t) = V_0 \sqrt{1 - \cos 2\omega_i t} = \sqrt{2} V_0 \sin \omega_i t \quad (17)$$

따라서 출력전압 V_0 의 파형이 입력신호 v_i 와 동상의 정현파 전압으로 나타난다. 식 (16)은 출력전압 V_0 의 실효

치가 되며, 이를 부하전류 실효치 $I_0 = V_0/R_0$ 를 이용하여 나타내면 다음과 같다.

$$V_0 = \frac{E_{c_r}^2}{Z_{Dac}I_0} = \frac{(aE_{c_r})^2}{4f_cL_rI_0} \quad (18)$$

식 (18)에서 출력전력 P_0 는

$$P_0 = \frac{E_{c_r}^2}{Z_{Dac}} = \frac{(aE_{c_r})^2}{4f_cL_r} \quad (19)$$

출력전력 P_0 는 인버터 입력저항이 Z_{Dac} 이므로 입력전력 P_s 와 같은 전력으로 된다. 즉, 인버터를 불연속동작으로 제어하면 입력전력 P_s 를 전부 부하단으로 전송하는 것이 가능하다.

3. 시뮬레이션 결과 및 검토

제안된 단상 전력변환장치의 제어 스위치는 가변 저항 스위치로 가정하고 그 외 소자는 이상적인 소자로 하여 PSpice에 의한 시뮬레이션을 하였다. 시뮬레이션에 사용된 회로 정수들은 표 1에 나타내었다.

표 1 시뮬레이션 회로의 정수

Table 1 Parameters of simulated circuit

입력교류전압 V_s	220 [V], 60 [Hz]		
리액터 L	2.5[mH]	3.0[mH]	5.0[mH]
콘덴서 $C_r(+Cr1, Cr2)$	88[μ F]	73[μ F]	78[μ F]
삼각파 캐리어신호 f_c	2160[Hz]		
변조도 M	0.9		
출력측 필터리액터 L_r	3[mH]		
출력측 필터콘덴서 C_r	10[uF]		
저항부하 R_0	100[Ω]		

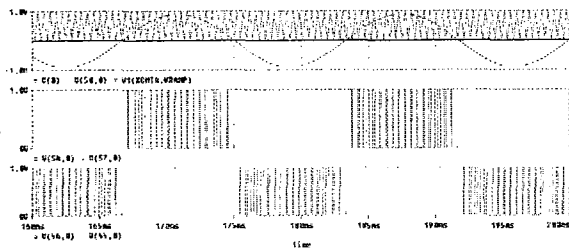


그림 8 제안한 HPWM 인버터의 게이트 신호
Fig. 8 Gate signal of proposed HPWM inverter

인버터의 스위칭 소자에 정현파 입력전압과 삼각파 캐리어 신호에 의해 만들어진 인버터의 게이트 신호를 그림 8과 같이 나타낼 수 있다.

그림 9은 입력측의 전압, 전류 및 공진 C_r 의 전압파형을 나타낸 것이다. 그림 10는 인버터의 스위칭 소자에 정현파 입력전압과 삼각파 캐리어 신호에 의해 만들어진 HPWM 파형을 인가할 경우의 인버터의 출력전압, 전류의 파형을 나타낸 것이다.

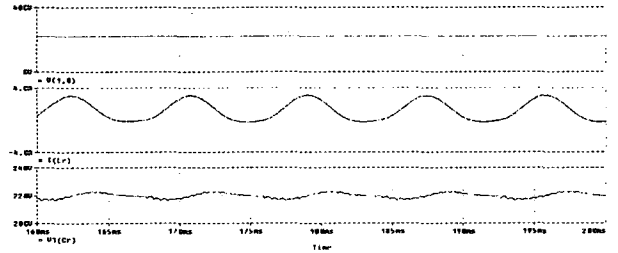


그림 9 입력측의 전압, 전류 및 공진 C_r 의 전압파형
Fig. 9 Waveform of input voltage, circuit and voltage of C_r

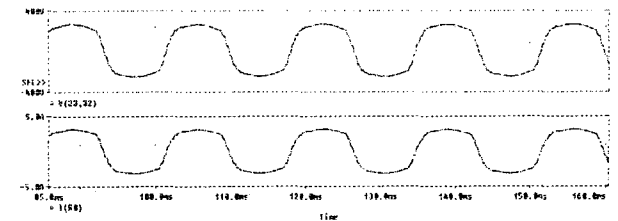
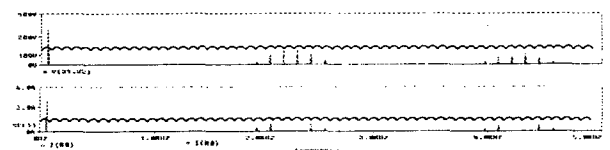
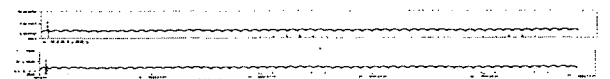


그림 10 제안한 HPWM 인버터의 출력전압, 전류 파형
Fig. 10 Output voltage, circuit waveform of proposed HPWM inverter



(I)



(II)

그림 11 출력전압·전류의 주파수 스펙트럼
Fig. 11 Frequency spectrum of output voltage and current

- (I) 기존의 PWM 인버터
- (I) PWM inverter of conventional
- (II) 제안한 HPWM 인버터
- (II) HPWM inverter of proposed

그림 10에서 전류의 파형은 정현파에 가까운 반면 전압파형은 많이 일그러져 있는 이유는 순시출력전력에는 캐리어 주파수의 우수배 리플성분이 포함되어 있어 인버터의 출력 전압이 왜곡된 파형으로 나타나며, 그림 10에서 저차고조파가 나타나지 않는 이유는 입력신호 주파수에 의한 저주파 리플성분에 대한 푸리에 해석을 통한 필터설계로 특정차수를 제거함으로써 가능하게 된다. 따라서 본 논문에서는 단상 인버터시스템에 발생하는 전원주파수 60[Hz]의 2배(우수배)주파수를 제거하기 위한 필터를 설계하므로써 그림 10에서와 같이 저차 고조파가 나타나지 않는 결과를 얻을 수 있다.

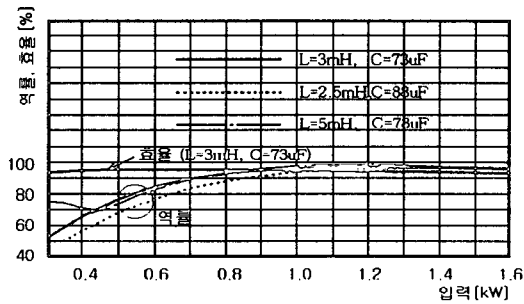


그림 12 L, C의 입력-출력 특성
Fig. 12 Input-output characteristics of L, C

그림 11은 기존의 PWM방식(I)과 제안한 HPWM방식(II)의 출력측 전압, 전류에 대한 주파수 스펙트럼을 나타내고 있다. 여기서 알 수 있듯이 맥동분을 제거하기 위하여 인버터 입력전류를 불연속으로 하여 입력신호 주파수의 저주파 리플성분과 캐리어 주파수에 대한 고조파 리플성분으로 분리하여 해석함으로써 인버터의 우수배 고조파 성분을 제거할 수 있으며, 인버터의 스위칭 동작을 정현파 한 주기 동안에 반주기만 PWM동작을 하도록 함으로써 인버터의 손실을 최소화 할 수 있었다. 그림 12는 표 1의 회로정수에 대한 역률 특성의 시뮬레이션 결과를 나타낸 것이다. 그림에서와 같이 효율은 L, C의 영향을 거의 받지 않으므로 본 논문에서는 $L=3[mH]$, $C_r=73[\mu F]$ 의 특성을 선정하여 시뮬레이션 한 결과 최대 효율은 98[%]정도 얻을 수 있었다.

4. 실험 결과 및 검토

그림 13은 제안한 역률개선회로를 갖는 에어컨용 전력변환 장치의 실험 회로도를 나타낸 것이다.

그림 14는 실제 제작한 전력용량 1/2[HP]의 에어컨용 전력변환의 실험장치이다. 그림 14(a)는 전체 실험장치도를 나타낸 것이고, 그림(b)는 제어부분을 나타낸 것이다. 실험회로에 사용된 전원장치의 전압은 출력전압을 고려하여 설정하여하므로 본 연구에서는 50[V]의 입력전압에 DC 110[V]의 출력전압으로 하였다. 또한 전력용 스위치는 IGBT 시리즈 1MBH40-60 ($V_{CE} = 600[V]$, $I_C=40[A]$, $T_{off}=640[ns]$, 20[kHz]기준)을 사용하고, 사용된 다이오드들은 정류형 다이

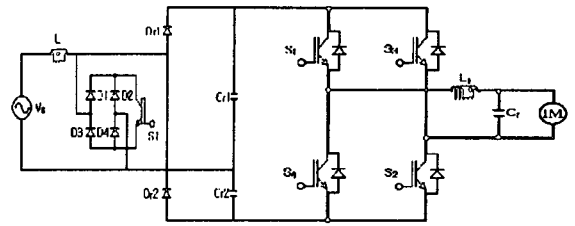
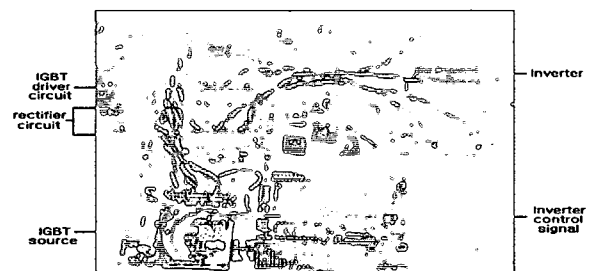


그림 13 제안한 역률 개선회로를 갖는 에어컨용 전력 변환장치의 실험 회로도

Fig. 13 Experimental circuit diagram of proposed air-conditioner power conversion equipment with power factor correction circuit



(a)



(b)

그림 14 실험장치

- (a) 실험장치의 외형
- (b) 제어장치

Fig. 14 Experimental device

- (a) External of experimental device
- (b) Control device

오드를 사용하였다. 인덕터 L, L_r 는 Mn-Zn 페라이트 코야로 0.5[mm]공극으로 2.5[mH], 3[mH], 5[mH]으로 변화를 주어 구성하고, 콘덴서 $C(C_1, C_2)$ 는 전해콘덴서를 이용하여 88[μF], 73[μF], 78[μF]으로 변화를 주었다. 본 실험에서는 가장 적절한 인덕터와 콘덴서로 각각 3[mH]와 73[μF]를 선정하였다.

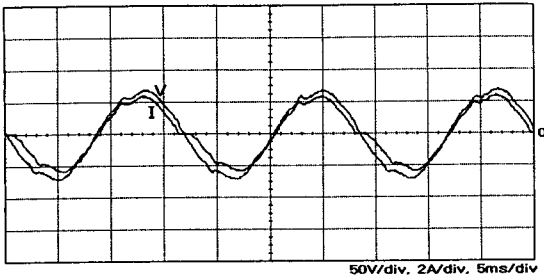


그림 15 입력전압과 입력전류의 파형
Fig. 15 Waveform of Input voltage and Input current

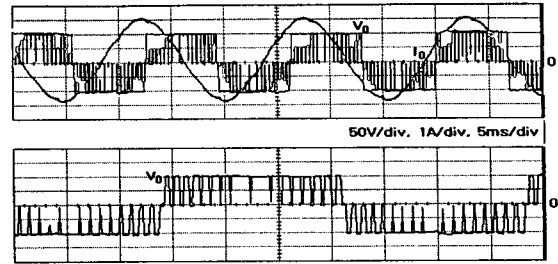


그림 18 출력전압과 출력전류의 파형
Fig. 18 Waveform of output voltage and output current

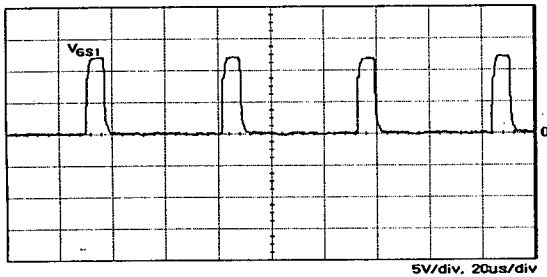


그림 16 스위치 S1의 제어신호
Fig. 16 Control signal of switch S1

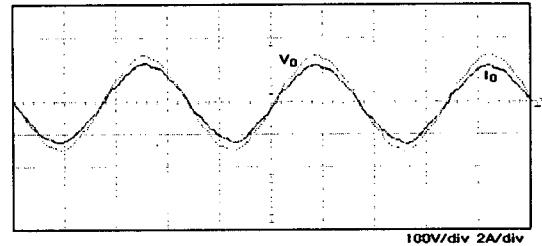


그림 19 출력전압과 출력전류의 파형(필터포함)
Fig. 19 Waveform of output voltage and output current(Low pass filter)

그림15는 입력전압과 입력전류의 파형을 나타낸 것이다. 그림에서 알 수 있듯이 시뮬레이션의 결과와 같이 거의 단위 역률을 이루고 있다. 그림 16은 스위치 S1에 인가되는 제어신호의 파형을 나타낸 것이며, 그림 17는 인버터 스위치에 인가되는 각각의 제어신호를 나타낸 것이다.

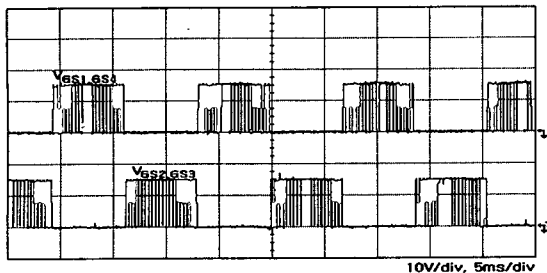


그림 17 인버터 스위치 S1,S4와 S2,S3의 제어신호
Fig. 17 Control signal of inverter switch S1,S4 and S2,S3

그림 17는 HPWM 제어신호로서 변조도 0.9, 주파수 60 [Hz]의 정현파 변조신호, 주파수 2.160[kHz]의 삼각파 캐리어 신호를 나타낸다. 그림 18는 입력 220[V], 출력1.0[kW]급 인버터의 실험회로에 대한 파형을 나타낸 것이다. 그림 18에서는 필터를 설치하지 않은 상태에서 출력전압과 전류를 나타낸 것이며, 그림 19는 필터를 설치했을 때의 출력전압전류의 파형을 나타낸 것이다. 그림에서와 같이 Low pass filter를 설치할 경우 출력전압전류는 정현파 성분을 띄고 있을 것을 알 수 있으며, 거의 단위 역률로 존재하는 것을 알 수 있다. 이상의 실험 파형들은 시뮬레이션 결과와 잘 일치된다.

5. 결 론

본 논문에서는 기존의 단상 정류회로에 있어서 대용량 콘덴서를 소용량에 적용함과 동시에 교류측에 리액터와 보조 회로를 삽입해서 공진적으로 콘덴서를 충전전시키는 것에 의해 다이오드 정류회로의 파형을 개선하였으며, 회로정수의 변환에 따른 최적의 전압 전류 특성을 선정하여 시뮬레이션과 실험을 통해 최대 효율을 얻을 수 있었다. 또한 일반적으로 직류측에서 발생하는 맥동주파수에 의한 교류출력전력의 왜형과 발생을 제거하기 위하여 인버터 스위칭 동작을 정현파 주파수에 대하여 정의 반주기 동안 HPWM 동작을 하도록 각각의 스위치에 신호를 입력하고 인버터 입력전류가 불연속이 되도록 함으로서 맥동을 현저히 감소할 수 있었다. 또한, 정현파 부의 반주기는 휴지기간으로 됨으로서 스위칭 손실을 기존의 한 주기 스위칭 동작때보다 반으로 줄일 수 있었다. 그리고 제안한 시스템은 인버터 에어컨을 전부하영역에서 1에 가까운 역률과 THD를 저감할 수 있으며, 부하변동에 관계없이 고정된 출력전압을 보장하여 인버터부의 신뢰성 향상에도 기여했으며, 회로구성의 간소화 및 전자파 장애(EMI; Electro Magnetic Interference)가 저감될 수 있는 잇점이 있다.

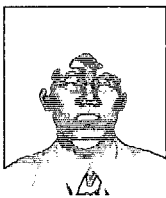
감사의 글

본 연구는 1997년도 한국학술진흥재단 학제간 연구비에 의하여 연구되었음.

참 고 문 헌

- [1] T. Kawabata, T. Miyasita & Y. Yamamoto "Dead beat Control of Three Phase PWM Inverter" IEEE. Trans. Power Elect, 5 no. 1, 1990
- [2] P.N.Enjeti, P.D.Ziogas, and J.F.Lindsay. "Programmed PWM techniques to eliminate harmonics a critical evaluation" IEEE Trans. Ind. Applicat. vol. 26. Mar /Apr.1990
- [3] B.Allzadeh, "EMI&Thermal Constderation In Off-line Boost Converter-based Power Factor Controllers " Power Conversion June 1991 Proc. pp.149~156
- [4] J.C Salmon, "Performance of A Single Phase PWM Boost Rectifler Using Hysteresis Current Control," EPE'91 Proc. pp4-384~4-389
- [5] J.Holtz. "Pulsewidth Modulation-A Survey" , IEEE - PESC Conf. Rec., pp.11~18,1992
- [6] Fujiwara and Nomura: "A Power Factor Correction for Single-phase Diode Rectifiers without Employing PWM Strategy", IPEC-Yokohama, pp.1501- 1506, 1995
- [7] 野村: 「單相ダイオード整流回路の高調波電流低減法」, 電氣學會半導體電力變換研究會資料, SPC-96-3, 1996
- [8] Bimal K. Bose, "Power Electronics and Variable Frequency Drives" , IEEE Press, 1996
- [9] K.Fujiwara and H.Nomura: "Improvement of Current Waveform for 200V Input Single-phase Rectifiers Using Modified Voltage-doubler Circuit", Proceedings of Power Conversion Conference- NAGOAOKA, pp . 897~900, 1997
- [10] 문상필, 서기영, 이현우, 김영문. "220[V] 단상 에어컨용 전력변환장치에 관한 연구", 대한전기학회 춘계 학술대회 논문집, pp.1-2~1-3, 1999
- [11] 문상필, 서기영, 이현우, 김영문, 고태언. "에어컨용 부분공진 스위칭 컨버터의 역률개선", 대한전기학회 하계학술대회 논문집, pp.2662~2664, 1999

저 자 소 개



문 상 필 (文 相 弼)
 1997년 부경대 전기공학과 졸업. 1999년 경남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2000년 동 대학원 전기공학 과 박사과정. 현재 부산정보대 겸임강사
 Tel : 0551-249-2630,
 E-mail : mun2630@hanmail.net



이 현 우 (李 鉉 雨)
 1979년 동아대 전기공학과 졸업. 1984년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1992년 동아대 대학원 전기공학과 졸업(공학). 현재 경남대학교 전기전자공학부 교수
 Tel : 0551-249-2635, Fax : 0551-248-2228
 E-mail:lhwoo@hanma.kyungnam.ac.kr



서 기 영 (徐 基 永)
 1965년 한양대 전기공학과 졸업. 1980년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 현재 경남대 전기전자공 학부 교수
 Tel : 0551-249-2630, Fax : 0551-248-2228
 E-mail : skyoung@hanma.kyungnam.ac.kr



김 영 문 (金 永 文)
 1982년 경남대 전기공학과 졸업. 1985년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2000년 경남대 대학원 전기공학과 졸업(공학). 현재 마산대학 전기과 조교수
 Tel : 0551-230-1326
 E-mail : kim728@masan-c.ac.kr