

전류공진을 이용한 고주파 유도가열용 전원장치

°라병훈, 이은영, 송대현, 서기영, 이현우

* 경남대학교, ** 항공기능대학

The Power Supply for High Frequency Induction Heating by using the Current Resonance

°B. H. Ra, E. Y. Lee, D. H. Song, K. Y. Suh, H. W. Lee

* Kyungnam University, ** Korea Aviation Polytechnic College

Abstract - In this paper, It is indicating that an issues of the conventional boost converter for high frequency induction heating. To improve those issues, it is proposed, simulated and analyzed that the current resonant circuit, simulated. As the result, we knew that the proposed circuit has a good point to improve the waveform of input current and to make high efficiency. On the other side, in the inverter for the high current power supply, it is proposed that the high frequency inverter of the half bridge topology, be done the circuit analysis to extract the optimal circuit parameter. It is making sure of the soft switching operating by the inductor to reverse parallel connected on the inverter main switch, decreasing the surge voltage when the switch is turn-off by compulsion, and repressing the switch current and bringing the high current amplitude operation by the multi resonance.

1. 서론

일반적으로 가전제품에 사용되는 소형의 고주파 유도가열용 전원회로로 응용되는 단상 승압형 AC-DC 컨버터와 하프브릿지형 인버터로 조합 구성된 전원회로를 그림 1에 나타내었다. 본 회로에서, 기존의 승압형 AC-DC 컨버터의 경우, 회로의 기본 동작에서 스위치가 온 될 때 승압용 리액터에 에너지가 축적되고, 스위치가 오프 될 때 에너지를 방출한다. 하지만, 비선형 전류 동작시 승압용 리액터에 전류가 흐르지 않는 순간에 스위치가 동작한다. 이 동작에 따라 스위치의 스트레스는 커지고 스위칭 손실과 전자파 장애가 발생하는 단점이 있다. 그리고, 기존의 고주파 대전류용 인버터의 경우 스위치에 직렬로 인덕터가 접속되기 때문에 부하급변 등에 의해 스위치가 강제소호되는 경우 서지전압에 의한 스위치의 파손과 혹은 인덕터의 저항성분에 의한 도통손실이 크게 발생하는 문제점이 있다. 그리고, 소프트 스위칭의 대전류 동작에 있어 스위치의 도통손실도 무시할 수 없는 등의 문제점을 가지고 있다.

2. 고주파 유도가열용 전원장치

고주파 유도가열용 전원회로에 있어 위에서 지적한 문제점을 개선하기 위해 본 논문에서는 그림 2와 같은 전류공진 승압형 AC-DC 컨버터와 하프브릿지형 다중공진 고주파 인버터로 조합 구성된 회로를 제안하고자 한다.

본 회로의 구성은 그림에서 보이는 바와 같이 기존의 승압형 AC-DC 컨버터에 공진용 리액터 L_r , 공진용 커패시터 C_r , 그리고, 전류공진 스위치 Q_c 를 추가하였다. 또한 고주파 인버터의 주 스위치 보호를 위해 부가하던 RC 스너버 회로(그림 1의 R_s C_s)를 대체하여 인덕터 L_1 , L_2 , 그리고 이 인덕터 직렬로 다이오드 D_{p1} , D_{p2} 를 주 스위치에 역병렬로 접속하였다.

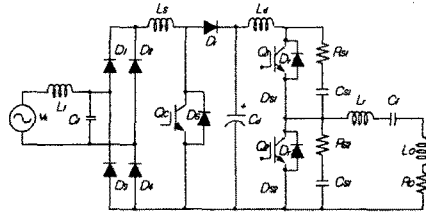


그림 1. 기존의 고주파 유도가열용 전원회로
Fig. 1. Conventional power circuit

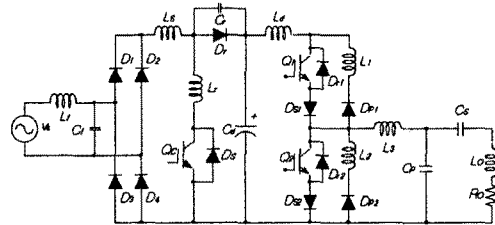


그림 2. 제안하는 고주파 유도가열용 전원회로
Fig. 2. Proposed power circuit

본 회로는 고주파 유도가열용 전원장치를 위하여 고안된 것으로 회로정수를 표 1에 나타낸다. 본 회로정수 340~2,800(W) 용량급으로 산정된 것이다. 본 논문에서는 제안한 전원회로를 해석함에 있어 편의상 컨버터부와 인버터부로 분리하여 해석하였다.

표 1. 회로정수
Table 1. Circuit parameters

항 목	회로 정수	
입력전압(Vs)	AC 220[V] 60[Hz]	
필터 리액터 L_F	0.5[μ H]	
필터 커패시터 C_F	1.5[μ F]	
승압용 리액터 L_s	3[mH]	
공진용 리액터 L_r	20~1~60[μ H]	
공진용 커패시터 C_r	0.2~1.6[μ F]	
평활용 커패시터 C_o	2200[μ F]	
스너버 L_1, L_2	12[μ H]	
공진 리액터 L_3	18[μ H]	
병렬 커패시터 C_p	1.2[μ F]	
직렬 커패시터 C_s	0.45[μ F]	
부하	인덕터 L_o	55~65[μ H]
	저항 R_o	2.8~3.5[Ω]
스위칭 주파수 f_o	20[kHz]	

2.1. 전류공진 승압형 AC-DC 컨버터

본 논문에서 제안한 전류공진 AC-DC 컨버터의 소프트 스위칭 기본동작은 공진용 리액터 L_r 와 공진용 커패시터 C_r 에 의한 공진 전류는 스위치로부터 역방향 다이오드 D_s 로 방향을 전환한다. 이 순간 영전류 상태에서 스위치를 오프 시키면(ZCS : Zero Currnt Switching) 스위칭 손실과 전자기파 장애를 줄일 수 있다.

본 회로의 동작은 다음의 6개의 모드로 구분된다. 동작 모드에 따른 시뮬레이션 결과 각부 동작 파형을 그림 4에 나타내었다.

■ 모드 1 ($t_0 \sim t_1$) : 스위치 Q_c 가 온 일 때, 평활용 커패시터 C_d 의 전압은 공진회로 L_r-C_r 에 인가되고, 이때 공진용 커패시터 C_r 의 전압 V_{Cr} 과 공진용 리액터 L_r 의 전류 i_{Lr} 는 다음의 식 (1)과 같다.

$$\frac{di_{Lr}}{dt} = \frac{v_{Lr} - v_o}{L_r}, \quad \frac{dv_{Cr}}{dt} = \frac{i_{Lr}}{C_r}, \quad i_{Ls} = 0 \quad (1)$$

이때, 초기치는 $i_{Lr}(t_0) = v_{Cr}(t_0) = 0$ 이다

공진용 리액터 L_r 에 인가되는 전압 $v_d = v_{Cr}$ 이 다이오드 정류기의 출력전압 v_i 보다 낮을 때 승압용 리액터 L_s 에 전류가 흐르기 시작하며 모드 1은 끝난다.

■ 모드 2 ($t_1 \sim t_2$) : 승압용 리액터 L_s 는 전원으로 부터 에너지를 저장하는 모드이다. 그리고 공진용 리액터 L_r 의 전류 i_{Lr} 이 부로 될 때 다이오드 D_s 는 온 되어 모드 2는 끝이 난다.

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= \frac{v_{Cr} + v_i - v_o}{L} \\ \frac{dv_{Lr}}{dt} &= \frac{-v_{Cr} + v_o}{L_r} \\ \frac{dv_{Cr}}{dt} &= \frac{-i_{Ls} + i_{Lr}}{C_r} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

여기서, v_o 는 직류 출력전압이며, 초기치는 $i_{Ls}(t_1) = 0, v_{Cr}(t_1) = v_o - v_i$ 이다.

■ 모드 3 ($t_2 \sim t_3$) : 모드 3의 등가회로는 모드 2와 동일하며, 이 때의 초기치는 $i_{Lr}(t_2) = 0$ 이다. 공진 전류가 역저지 다이오드 D_s 를 통하여 흐르는 동안에 스위치 Q_c 는 영전류 상태에서 오프 되며(ZCS). 이 전류가 다시 영으로 될 때 모드 3은 끝난다.

■ 모드 4 ($t_3 \sim t_4$) : 모드 4는 승압용 리액터 L_s 에 저장된 에너지가 공진용 커패시터 C_r 를 통하여 부하로 방전하는 모드이다. 이때 평활용 리액터 전류 i_{Ls} 는 공진용 커패시터 전류 i_{Cr} 과 같다. 그리고 공진용 커패시터 전압 v_{Cr} 이 영으로 될 때, 다이오드 D_r 이 온되어 모드 4는 끝난다.

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_{Ls}}{dt} &= \frac{v_{Cr} + v_i - v_o}{L_s} \\ \frac{dv_{Cr}}{dt} &= \frac{i_{Ls}}{C_r}, \quad i_{Lr} = 0 \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

■ 모드 5 ($t_4 \sim t_5$) : 모드 5에서는 평활용 리액터 L_s 에 저장된 에너지가 다이오드 D_r 를 통하여 부하로 계속해서 방전되는 모드이다. 그리고 저장된 에너지가 방전이 끝나면 모드 5는 끝나게 된다.

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_{Ls}}{dt} &= \frac{v_i - v_o}{L_s} \\ \frac{di_{Lr}}{dt} &= v_{Cr} = 0 \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

■ 모드 6 ($t_5 \sim t_6$) : 모드 6은 평활용 커패시터 C_0 가 부하로 방전되는 모드이다. 이때 스위치 Q_c 가 온 되면 이 모드는 다시 처음의 모드 1부터 반복한다. 이때 초기치 $i_{Ls} = i_{Lr} = v_{Cr} = 0$ 이다.

위의 스위칭 동작으로 모드 1에서부터 모드 6까지의 한 번의 스위칭 주기 동작이 반복된다. 여기서 안정된 영전류 스위칭을 승압용 인덕터 전류 i_{Ls} 를 비선형화하여 지속적으로 유지해야 하며 이것은 이미 모드 6에서 확인하였다.

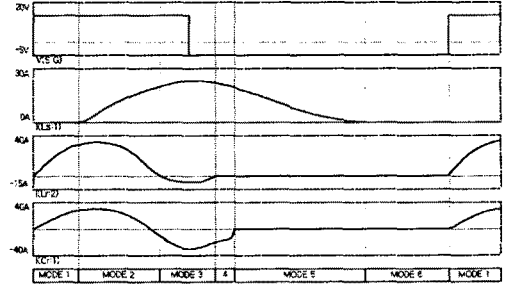
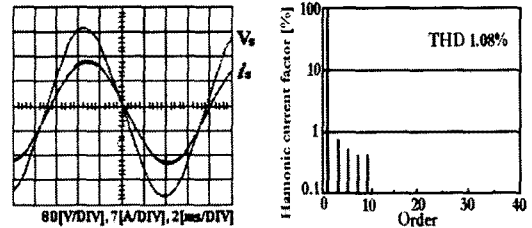
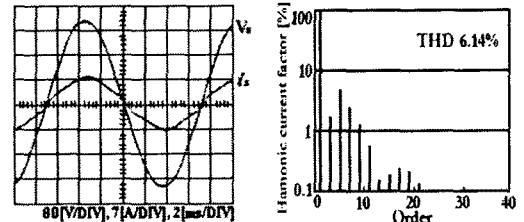


그림 3. 컨버터 각부 동작 파형
Fig. 3. Waveforms of converter



(a) $C_r=0.8(\mu F), L_r=100(\mu H)$



(b) $C_r=0.4(\mu F), L_r=100(\mu H)$

그림 4. 공진용 커패시터 변화에 따른 입력 전류 파형 및 FFT 분석
Fig. 4. Input current waveform and FFT analysis to changed resonant capacitor

그림 4는 공진용 커패시터 C_r 의 변화에 따른 입력 전류 파형과 고속 푸리에 변환(FFT : Fast Fourier Transform) 분석의 결과이다. 그림에서 알 수 있듯이 공진 커패시터 C_r 의 용량이 입력 전류의 정현파화에 영향을 끼친다. 고조파 값은 그림 5(b)것보다 그림 5(a)의 값이 매우 작게 나타나는 것을 알 수 있다. 따라서 제안한 회로에서 입력 전류의 절대치와 전고조파 왜율(THD : Total Harmonic Distortion) 특성들은 공진회로의 정수에 따라서 달라짐을 알 수 있다.

그림 5는 제안한 회로와 기존 회로 사이의 THD의 비교를 나타낸다. 그림에서 알 수 있듯이 동일 출력전압에서 제안한 회로의 THD는 기존 회로보다 1/3정도로 감소된다. 기존 회로에서 동작 책무 비율이 고정될 때, 입력 전류 파형은 사인파와 다소 차이점들을 가지고 있으며, 순시 전류는 순시 전압원의 위상각이 거의 90° 정도로 커질 때 정현파 형태보다 훨씬 커지게 증가하게 된다.

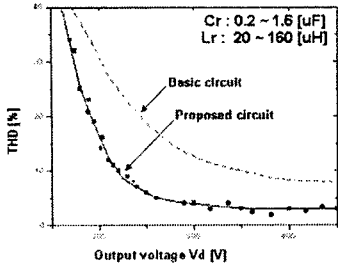


그림 5. 출력전압의 전고조파 왜율의 비교
Fig. 5. Characteristic of output voltage and THD

2.2. 다중공진 고주파 인버터

본 회로는 고주파 유도가열용 인버터로 고안된 것으로 대전류용 전원으로서 인버터 스위치 Q_1, Q_2 에 역병렬 접속되는 인덕터 L_1, L_2 에 의해 영전류 스위칭 동작을 확보하면서 부하급변동에 의해 스위치의 강제소호 시에 역기전력에 의한 서지를 경감하고, 또한 출력부의 LC공진부(L_3 , 병렬 커패시터 C_p , 직렬 커패시터 C_s)는 다중공진에 의해 스위치 전류를 억제하면서 부하전류의 대 진폭동작을 실현할 수 있다.

본 회로의 동작 모드는 이론적으로 다음의 10개의 동작 모드로 해석할 수 있다. 동작 모드에 따른 시뮬레이션 결과 각부 동작 파형을 그림 6에 나타내었다.

■ 모드 1 : 직렬 공진회로 $L_2-L_3-C_p$ 의 경로로 공진전류가 흐르게 되며, 이때 인버터 주 스위치 Q_1 이 영전류 스위칭으로 온 된다. 이 모드는 스위치 Q_1 을 통하여 전류가 흐르기 시작하며 다음 모드로 이어진다.

■ 모드 2 : 스위치 Q_1 이 온 되어 공진회로는 $Q_1-DQ_1-L_3-C_p$ 의 경로로 형성되며 전류 i_1 이 증가하고, 직렬 커패시터 C_s 는 전압이 점차 낮아져 $v_{cp}=V_{cs}$ 일때까지 방전한다. 이때, 출력 전압 v_o 는 극성이 정극성으로 반전한다.

■ 모드 3 : 직렬 커패시터 C_s 의 방전과 인버터 주 스위치 Q_1 을 통한 파워링으로 병렬 커패시터 전압 v_{cp} 과 정 출력전압 v_o 는 점차 상승하고, 이 모드의 끝에서 부극성 출력전류는 직렬 커패시터 전압 v_{cs} 이 최저일 때 비로소 정극성으로 흐르기 시작한다.

■ 모드 4 : 직렬 커패시터 전압 v_{cs} 는 다시 상승하고, 병렬 커패시터 전압 v_{cp} 는 상승하였다가 출력전압, 전류의 상승(부하전력 소모)으로 다시 방전하는 모드이다. 이 모드는 전류 i_1 이 불연속 구간에 이르기 까지이다.

■ 모드 5 : 직렬 커패시터 전압 v_{cs} 는 계속 상승하고, 직렬공진회로 $C_p-L_3-DP_1-L_1$ 을 통해 공진전류가 흐르는 중에 인버터 주 스위치 Q_1 은 오프된다.

■ 모드 6 : 이전의 모드 5에 이어지고 인버터 주 스위치 Q_2 가 영전류 스위칭으로 온 된다.

■ 모드 7 : 스위치 Q_2 의 온과 동시에 공진회로는 $C_p-L_3-Q_2-DQ_2$ 로 형성되며 점차 전류 i_2 가 증가하고, 직렬 커패시터 C_s 의 전압이 점차 높아져 $v_{cp}=V_{cs}$ 일때까지 방전한다. 이때, 출력전압 v_o 가 다시 부극성으로 반전할 때 까지 지속된다.

■ 모드 8 : 직렬 커패시터 C_s 의 방전과 인버터 주 스위치 Q_1 을 통한 병렬 커패시터 전압 v_{cp} 의 방전으로 부극성 출력전압 v_o 는 점차 상승하고, 이 모드의 끝에서 정극성 출력전류는 직렬 커패시터 전압 v_{cs} 이 영일 때 비로소 부극성으로 흐르기 시작한다.

■ 모드 9 : 직렬 커패시터 전압 v_{cs} 는 다시 낮아지고, 병렬 커패시터 전압 v_{cp} 는 낮아졌다가 출력전압, 전류의 상승(부하전력 소모)으로 다시 방전하는 모드이다. 이 모드는 전류 i_2 가 불연속 구간에 이르기 까지이다.

■ 모드 10 : 직렬 커패시터 전압 v_{cs} 는 계속 낮아지고, 직렬공진회로 $C_p-DP_2-L_2-L_3$ 을 통해 공진전류가 흐르는 중에 인버터 주 스위치 Q_2 은 오프된다. 다음은 모드 1로 부터 일련의 과정을 다시 반복하게 된다.

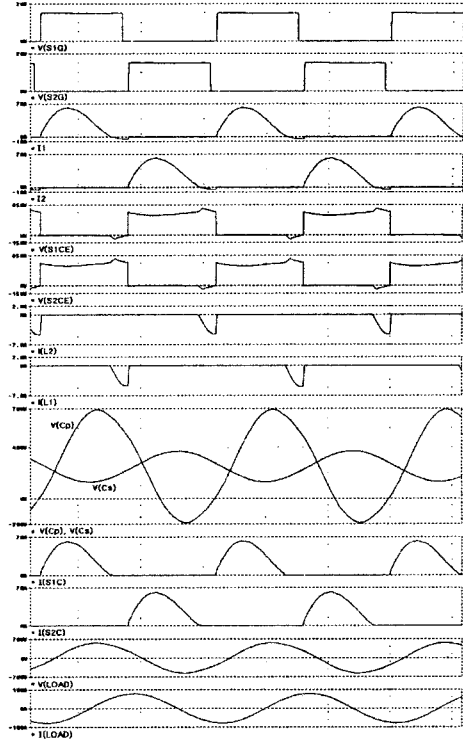
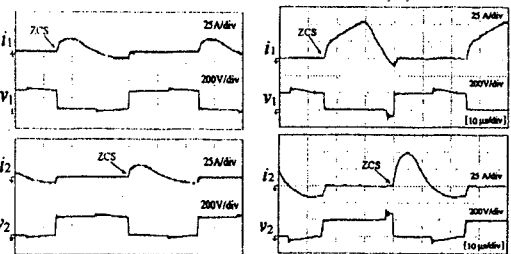


그림 6. 인버터 각부 동작 파형
Fig. 6. Waveforms of inverter

본 회로의 회로해석과 시뮬레이션 결과에 따르면, 인버터 주 스위치 Q_1, Q_2 가 턴-온 할때 영전류 스위칭의 실현을 확인할 수 있으며, 또한 적절한 보조 스위칭 회로를 부가한다면 스위치 턴-오프 시에 영전압 스위칭의 실현의 가능성을 얻을 수 있었다. 또한, 인덕터 비 $\beta=L_3/L_0$ 및 커패시턴스 비 $\gamma=C_p/C_s$ 의 대소가 영전류 스위칭 동작영역 및 부하전류의 최대치 I_{Omax} 와 스위치 전류의 최대치 I_{Smax} 의 비와 함께 전류 진폭율의 대소에 크게 영향을 받을 수 있다.

직렬 커패시터 C_s 를 포함한 부하의 직렬 공진 주파수 f_r 은 L_0, C_s 를 사용하여 $f_r=2\pi\sqrt{L_0C_s}$ 로 나타낸다. 이 주파수 f_r 와 인버터 동작 주파수 f_0 와의 비를 무차원화 주파수 μ_0 로 나타내면 $\mu_0=f_0/f_r=2\pi f_0\sqrt{L_0C_s}$ 이다.

본 인버터의 주 스위치 Q_1, Q_2 가 영전류 스위칭 동작하기 때문에 직렬공진 부하를 용량성 부하로 동작 시킨다. 이 때문에 $\mu_0 < 1$ 이다. μ_0 가 1에 가까울수록 ($\mu_0 \approx \mu_{max}$) 부하공진 전류가 크게 흐르기 때문에 출력전력이 크게 되고, 역으로 μ_0 가 작을수록 ($\mu_0 \approx \mu_{min}$) 출력전력은 작게 된다.



(a) 경부하시 (b) 중부하시

그림 7. 인버터 주 스위치 동작 파형
Fig. 7. Operation waveform of main switch

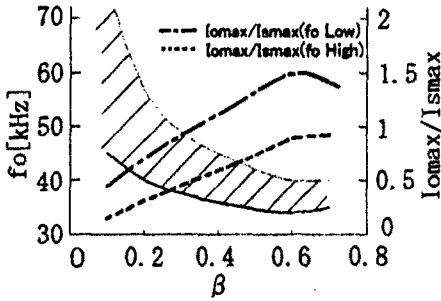


그림 6. β 값에 따른 영전류 스위칭 동작영역과 전류 진폭률
Fig. 6. ZCS operation region and rate of amplitude of I_{omax}/I_{smax} with β

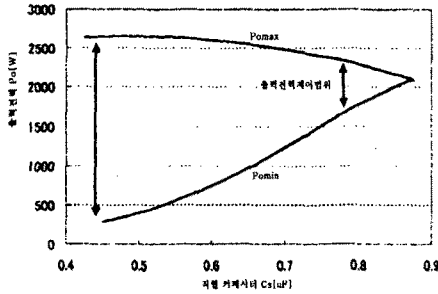


그림 7. 직렬공진 커패시터 C_s 와 전력제어폭
Fig. 7. Series resonant capacitor C_s and power control range

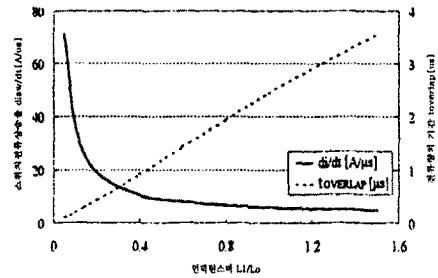


그림 8. 인덕턴스 비($L1/L_0$) 따른 ZCS 동작영역과 전류량의 기간
Fig. 8. Commutation period and ZCS operation area with inductance ratio ($L1/L_0$)

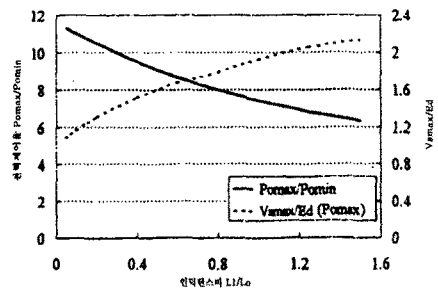


그림 9. 인덕턴스 비($L1/L_0$)에 따른 전력제어율 성능
Fig. 9. Performance of power control rate with inductance ratio ($L1/L_0$)

3. 결 론

본 논문에서는 고주파 유도가열용 전원회로로서 전류공진 AC-DC 컨버터와 다중공진 고주파 인버터를 결합한 회로를 제안하여 시뮬레이션 및 스위칭 주파수 20(kHz)의 340~2,800(W) 프로토타입을 제작하여 실험을 통하여 회로를 분석하였다.

컨버터회로에 있어 전고조파 왜율(THD)을 감소시키기 위하여 일반적인 승압형 회로에 영전류 스위칭 동작을 하는 전류공진 스위치를 적용하였다. 회로에서의 전고조파 왜율의 감소 원인은 도통 시간이 공진 주기에 의하여 결정되므로 출력전압이 공진 주기가 커지는 것보다 더 높아지기 때문에 온 주기가 전원 전압의 피크치에서 보다 짧아지기 때문이었다.

또한 인버터 회로에 있어 인버터 스위치에 역병렬 접속되는 보조 인덕터에 의해 영전류 스위칭 동작을 확보하고, 다중공진(Multi-Resonance)에 의해 출력전류를 크게 제어할 수 있었다. 그리고 보조 스위치를 부가하여 영전압 스위칭(ZVS)과 플 브리지 회로의 적용 가능성을 얻을 수 있었다.

본 연구는 2002(제10차)년도 산·학·연 공동기술개발 경남지역 컨소시엄 사업에 의한 것임.

(참 고 문 헌)

- [1] A. R. Prasad, Phoivos D. Ziogas and Steranos Mains, "An Active Power Factor Correction Technique for Three-phase Diode Rectifiers", IEEE Trans. Vol. PEL-6, No.1, pp.83-92, 1991
- [2] Mohammad Sedighy, Fransis P. Dawson, "Single Switch Three-Phase Power Factor Correction", IPEC-Yokohama, pp.293-297, 1995
- [3] Katsunori Taniguchi, Yukio Nakaya, "Analysis and Improvement of Input Current Waveforms for Discontinuous-Mode Boost Converter with Unity Power Factor", PCC-Nagaoka, pp.339-404, 1997
- [4] Hirotami Nakano, Akira Nabae and Yuuki Satou, "Comparison of boost Type Sinusoidal Rectifier", IPEC-Yokohama, pp.281-286, 1995
- [5] 長尾・中中原・陣野・原田, "單相高力率昇壓形 AC-DC 컨버터의 特性解析", 電學論 D, Vol.114, pp.1139-1148, 1994.11
- [6] 中野, 座藤, 難波江, "新しい二石昇壓形入力電流正弦波整流回路の波形改善効果", 電學論 D, Vol.116, pp.633-643, 1996. 6
- [7] 加藤, "高調波の障害とその対策" 電氣設備學會誌, 第13巻 1号, pp.62-69, 平成5年 1月
- [8] 中島, 正田, "線路インピーダを考慮したコンデンサ入力形電原の高調波解析" 信學論 B, J70-Brnjs, 11号, pp.1316-1322, 昭和62年11月
- [10] Michio Tamate, Kazuaki Mino, Seiki Igarashi, "A Direct AC-DC Converter for Induction Heating", 2002 IEE Japan, p.144-145, 2002.3
- [11] Y.Hatanaka, H.Kifune, T.Shimada, "A Novel ZCS High Frequency Inverter with Complex resonance and Design Procedure for High Amplitude of Output Current", Proceeding of IEEE PEDS, pp.443-447, October 2001
- [12] S.Shimajiri, Y.Hatanaka, "A Novel Zero Current Switching High Frequency Inverter For Induction Heating", Proceeding of KIEEJ ICPE, pp.1056-1061, October 1998
- [13] Kuwayama Nobuyuki, Azuma Daisuke, Kifune Hiroyasu, Hatanaka Yoshihiro, "Multi-Resonant ZCS High Frequency Inverter for Super-Heated Steam Generation", pp.138, Vol.4 2002 IEE Japan, 2002. 3.26~29
- [14] S.Okudaira, K.Matsuse, "Dual Frequency Output Quasi-Resonant Inverter for Induction Heating", Trans. IEEJ, Vol.121-D, No.5, 2001