

TWIN RESONANT 방식을 이용한 고주파 공진형 유도가열 전원장치

권순걸* 박길태* 김요희** 조기연** 유동욱**
경남대학교* 전기연구소**

Power Supply for Induction Heating using High Frequency Twin Resonant Inverter

Soon-Kurl Kwon*, Gil-Tae Park* Kyung Nam Univ.*
Yo-Hee Kim**, Ki-Yeon Joo**, Dong-Wook Yoo** KERI **

Abstract : In this paper, the high frequency twin resonant inverter using MOSFET is presented. The output control is excellent and the EMI noise is reduced, because the output appear as the vector sum of current in each unit inverter. The output voltage and the output current of the inverter are controlled by PLL.

In this paper, the principle of the twin resonant method is described. And computer simulations and experimental results are shown.

1. 서론

최근, 고주파 전력용 반도체 스위칭 소자의 고내압화, 대전류화, 고속화, 저손실화, 집적·복합화등의 진보에 따라, 수 10[KHz] ~ 수 100[KHz]의 고주파수대에서도 스위칭손실이나 도통시의 손실이 줄고, 또한 이 소자들은 전압주동 제어소자이므로 구동전력도 줄어 구동신호에 대해서 응답이 더욱 빨라졌다.

이들을 전력변환용 장치에 이용하여 장치의 소형·경량화, 고효율화, 저잡음화, 제어성능이 향상됨으로서 대용량전동기의 가변속 운전용 비터하여, 전기철도용의 인버터, 초파, 신에너지용 인버터, 대용량 UPS, 고주파 인버터, 고주파 콘버터, 고주파 싸이크로 콘버터용용기술이 진행되어 다양한 산업분야로 적용 확대되고 있다.

본 논문은, 여러 종류의 회로 Topology 중에서 인버터 내부에 전압(전력)및 주파수 제어기능이 부가된 순시 전류 페이저 합성 제어 방식을 사용한 고주파 Twin Resonant 전압형 인버터를 실제 모델에 가까운 유도가열계 부하를 상정하여 고주파 전원용으로써의 정상특성해석과 설계 전에 필요한 특성들과 함께, 이론해석에서 얻어진 데이터를 기초로 실험장치를 꾸며, 몇가지 검토를 한 결과를 논하고자 한다.

2. Twin Resonant 인버터의 구성과 동작원리

그림 1은 전원 분할 직렬 공진형 Half Bridge 전압형 인버터를 기초로 직류전원 E에 대해 2단위 병렬 접속하고, 각

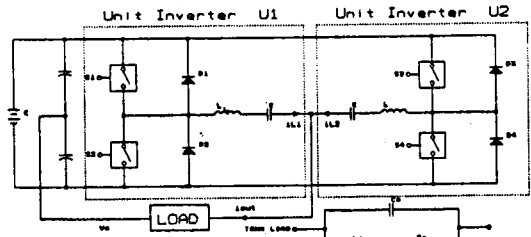


그림 1. Twin Resonant 고주파 인버터의 회로구성

단위인버터(기준상 인버터 U_1 , 제어상 인버터 U_2)의 L-C 직렬공진 브랜치전류(i_{L1} , i_{L2})를 페이저 합성하여 출력되는 회로이다. 부하는, 이 회로에 적당한 유도가열 모델을 상정하고, 실제 응용에서는 Work-Coil과 피가열물체(자성체 및 비자성체의 전체가열 및 국부가열), 또는 Work-Coil과 유도용해부하를 대상으로 한다.

그림에는 고주파 인버터와 유도가열 모델과의 인터페이스인 고주파 정합트랜스는 생략되었다. 순시전류 페이저합성 제어형 Twin Resonant 고주파 공진인버터의 특징은 다음과 같다.

- 부하단락에도 극히 안정하다. (공진주파수와 스위칭주파수가 같을 때는 제외)
- 동작주파수와 공진주파수의 관계에 의해 전류 턴오프 소자의 동작에 적당한 용량성부하, 자기 턴오프 소자의 동작에 적당한 유도성부하 어느쪽도 설계할 수 있다.
- 공진용 L-C의 필드효과에 의해 정현파의 고주파 AC가 얻어져 출력전력에 있어서도 출력파형은 정현파에 가깝고 또 고주파 정합변성기의 설계가 용이하다.
- 출력전압과 출력주파수의 동시 및 독립제어를 고속응적으로 할 수 있다.

그 외에 공진회로구성 때문에 공진동작점 부근에서는 효율이 높고, EMI노이즈의 저감이 예상되는 등의 우수한 특징이 있다.

본 인버터의 동작원리를 설명하기 위한 원리도를 그림 2에 나타냈다. 본 인버터는 단위인버터 U_1 , U_2 의 각 L-C공진 브랜치의 순시전류 $i_{L1}(t)$, $i_{L2}(t)$ 를 페이저적으로 합성하

는 구성을 취하므로 $i_{L1}(t)$ 에 대해 $i_{L2}(t)$ 의 위상차각을 바꾸어 합성전류 $i_{out}(t)$ 의 진폭, 위상을 바꾸는 방식을 기본으로 하고 있다. 그림 3은 순시전류 폐어져 합성 제어방식으로 운전하기 위한 스위칭 소자($S_1 \sim S_4$)의 구동신호 Timing Pulse Sequence를 나타낸다. (X_1, X_2) 및 (X_3, X_4)는 단위 인버터 U_1, U_2 의 $S_1 \sim S_4$ 스위치의 구동신호이고, X_1, X_2 에 대해 동기를 취하므로 X_3, X_4 의 위상차각 ϕ 를 $0^\circ \sim 180^\circ$ 까지 이동시켜 출력을 조정한다. 또한, 여기서 X_1, X_2 로 구동된 단위인버터 U_1 을 기준상이라 하고, X_3, X_4 로 구동된 U_2 를 제어상이라 한다.

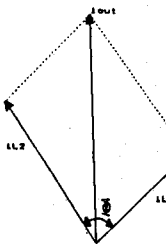


그림 2. 동작원리

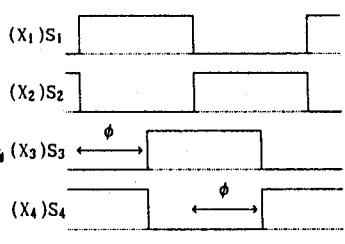


그림 3. 구동신호 Sequence

3. 회로해석

3-1. 병렬 탱크회로의 정현파 전압원 모델 도입

피가열물체를 포함한 워크 코일에 역율보상용 콘덴서가 병렬 접속된 탱크회로의 정상 임피던스 Z는 인버터 출력주파수를 $f = \omega / 2\pi$ (ω : 출력 각주파수)라 하면,

$$Z = \frac{R_0 + j\omega L_0^2 C_0 \left(\frac{1}{L_0 C_0} - \frac{R_0^2}{L_0^2} - \omega^2 \right)}{(1 - \omega^2 L_0 C_0)^2 + (\omega R_0 C_0)^2} \quad (식 1)$$

- 단, R_0 : 가열 워크 코일계의 동가 저항
- L_0 : 가열 워크 코일계의 동가 인덕턴스
- C_0 : 역율보상용 콘덴서

또 공진 각주파수 ω_0 는 식 1의 허수부가 0이라는 조건에서

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_0 C_0} - \left(\frac{R_0}{L_0} \right)^2} \quad (식 2)$$

따라서, 병렬 탱크회로의 공진 첨예도 Q는

$$Q = \frac{\omega_0 L_0}{R_0} \quad (식 3)$$

로 표시된다.

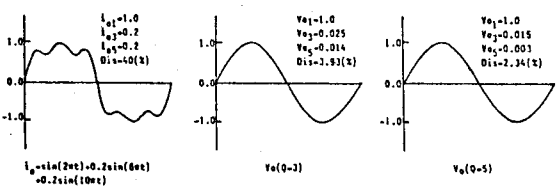


그림 4. 왜형 전류에 대한 탱크회로의 발생 전압파형

그림 4에 어느 정도의 왜형전류 주입시 병렬 탱크회로에

서 발생하는 전압파형을 나타낸다. 병렬탱크회로의 공진 첨예도 Q가 3보다 높은 값이면, 병렬탱크회로의 주입전류가 치그러진 경우에도 탱크회로의 발생전압은 거의 정현파에 가깝게 된다.

3-2. 회로 동작모드 분류

회로 동작모드는 스위치($S_1 \sim S_4$)의 독립적인 온·오프상태에 의해 그림 5에 나타난 4개의 모드로 나누어 생각된다. 정상동작상태에서는, 출력파형이 반주기에서 대칭관계를 가지므로 모드 1, 2의 회로상태만 생각하면 된다.

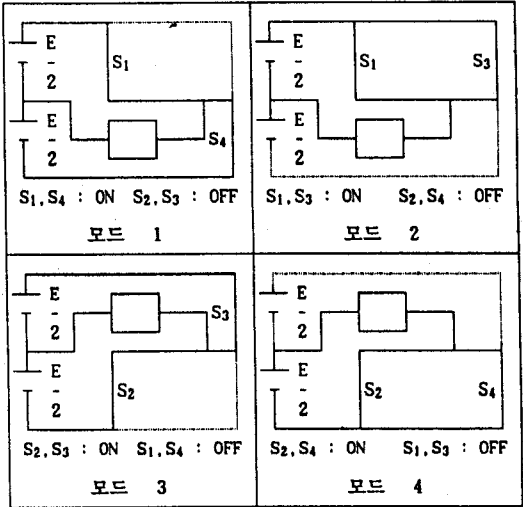
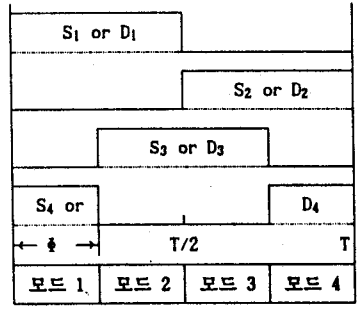


그림 5 동작모드 분류

회로 해석을 행하기 전에, 가정으로서

- (a) 주 스위칭 소자, 피드백 다이오드는, 도통시의 전압강하 0, 주 스위칭 소자 턴온·턴오프시간, 피드백 다이오드의 역회복시간은 무시한다.
- (b) 캐패시터, 인덕터는 내부손실이 없는 이상소자라 한다.
- (c) 전원분할용 캐패시터부는 정전압원(E/2)분할형으로 간주한다.
- (d) 병렬 탱크회로의 공진 첨예치 Q는, 위에서 기술한 것과 같이 Q가 3이상에서 출력전압은 정현파로 간주한다. 즉,

$$v_0 = V_0 \sin(\omega_0 t + \gamma) \quad (식 4)$$

단, V_0 : 병렬 탱크회로의 발전전압의 최대 진폭

ω_0 : 병렬 탱크회로의 공진주파수

γ : 구동신호 인가 시작버터의 위상차각

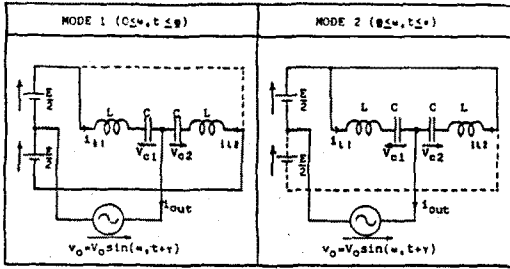


그림 6. 각 모드에 대한 해석 동가회로

각 모드에 있어서 동가회로는 그림 6과 같이 된다. 또 회로의 상태변수 및 그들의 음은 기준방향을 그림과 같이 정한다.

각 모드에 있어서 회로상태 방정식을 표준형으로 나타내면,

모드 1

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1/L & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1/L \\ 1/C & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/C & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} E/2 - V_0 \sin(\omega t + \gamma) \\ -E/2 - V_0 \sin(\omega t + \gamma) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

모드 2

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1/L & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1/L \\ 1/C & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/C & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_{C1} \\ V_{C2} \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} E/2 - V_0 \sin(\omega t + \gamma) \\ E/2 - V_0 \sin(\omega t + \gamma) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

이러 표현할 수 있다.

3-3. 시뮬레이션 및 회로의 특성평가

그림 7은 위상차각 ϕ 를 변화시킬 때, 각 부의 동작 파형을 나타낸다.

그림에 나타난 것과 같이 본 회로는 순시 전류 패이저 합성 제어가 가능하고, 출력전류(전력)가 매끄럽게 제어된다. 또 위상차각 ϕ 를 변화시켜도 출력파형은 거의 정현파에 가깝게 되므로 고속스위칭시에 있어서도 EMI노이즈를 작게 할 수 있다.

4. 시스템 구성

4-1. 주회로

그림 8은 본 시스템의 주회로로서 Buck-Chopper부 및 Twin Resonant Inverter부를 나타내고 있다. 직류변환부(AC → DC)의 출력 가변 제어방식으로 본 연구의 정류부에 사용된 Buck-Chopper방식은 그 구동주파수를 가칭 주파수 이상(약 20kHz)으로 구동시킴으로써 저 소음 및 소형 경량화를 꾀하였으며, Inverter내부에 출력 제어기능을 갖는 Twin Resonant Inverter부는 고주파화(약 350kHz)를 이룩하여 장치의 소형 경량화는 물론 출력제어의 안정화를 꾀하였다.

표 1은 본 장치에서 사용한 스위칭 소자, 즉 DC-Chopper부에는 IGBT(1MB1200-120)와 Resonant Inverter부에는 Power MOSFET(1RFP360), 의 사양을 나타내고 있다.

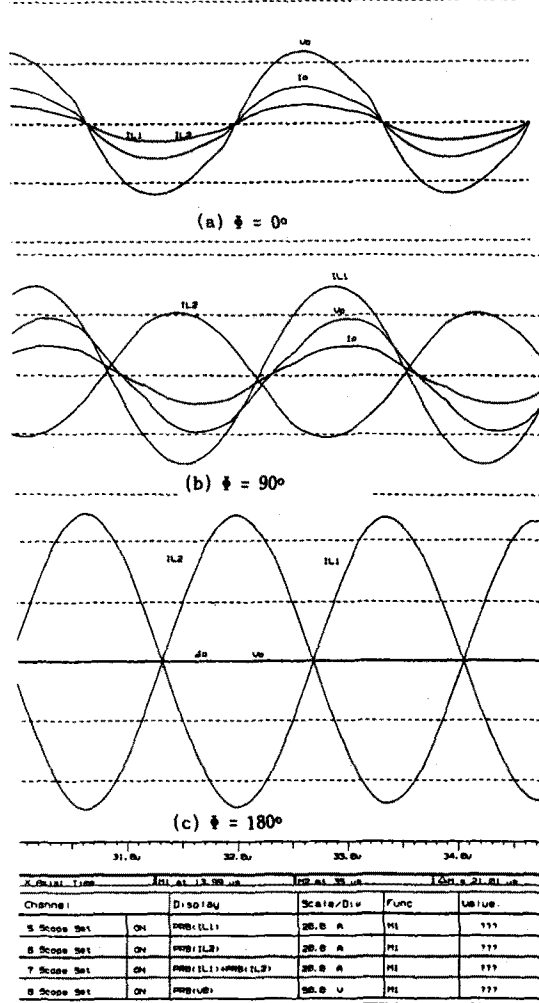


그림 7. 시뮬레이션 파형

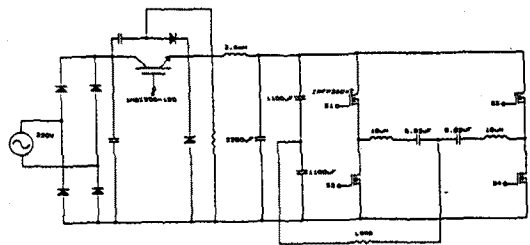


그림 8. 전체 회로도

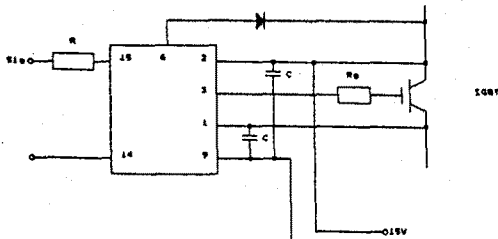
4-2. 구동회로 및 제어회로

장치의 고주파화 및 고효율화를 이룩하기 위해서는 구동회로 및 제어회로를 신빙성 있게 설계하여야 한다. 특히 구동주파수를 높게하므로써 여러가지 잇점이 있으나 상대적으로 증가되는 Switching Loss, Conduction Loss, EMI와 EMC Noise등을 무시할 수 없다.

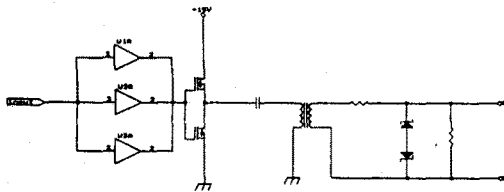
따라서 본 논문에서는 최적의 구동회로와 제어회로를 설계하였다.

표 1. IGBT와 MOSFET 사양표

IGBT		MOSFET	
V _{CE}	1200 [V]	V _{DS}	400 [V]
I _C	200 [A]	I _D	23 [A]
P _D	1600 [W]	P _D	250 [W]
		R _{DS(on)}	0.21 [Ω]
C _{iss}	28 [nF]	C _{iss}	4000 [pF]
		C _{oss}	550 [pF]
t _{on} + t _r	1.8 [μS]	t _{on} + t _r	116 [nS]
t _{off} + t _f	1.7 [μS]	t _{off} + t _f	146 [nS]

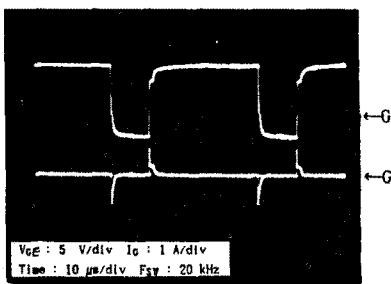


(a) Photo Coupler 이용한 IGBT 구동회로

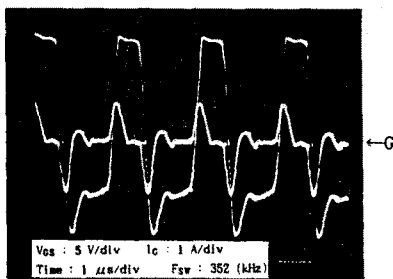


(b) Pulse Transformer를 이용한 MOSFET 구동회로

그림 9. 구동회로



(a) IGBT 구동전압, 전류



(b) MOSFET 구동전압, 전류

그림 10. 구동전압 및 전류

그림 9(a) 및 9(b)는 IGBT 및 Power MOSFET의 구동회로를 나타내고 있으며, 그림 10(a) 및 10(b)는 실제 유도가열시의 각 소자의 실속파형 (IGBT의 V_{GE} 및 I_G, Power MOSFET의 V_{GS} 및 I_G)을 보여주고 있다.

한편 IGBT 및 Power MOSFET는 전압 구동형 소자로서 그 구동전력이 매우 작아 구동회로 손실이 작으며, 구동회로가 간단하다는 장점을 지닌다. 또한 고속 스위칭을 위하여 부의 Pulse를 인가하였으며, 주회로 및 제어회로의 절연을 위하여 Photo Coupler (IGBT) 및 Pulse Transformer (Power MOSFET)를 사용하였다.

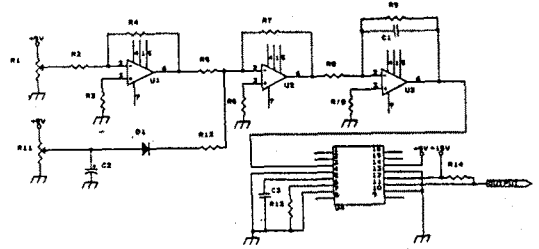


그림 11. Buck-Chopper 제어회로

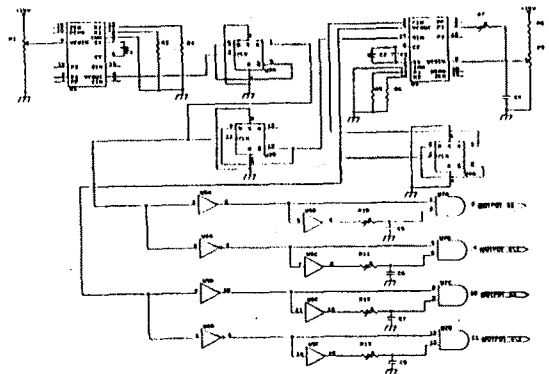


그림 12. Inverter 제어회로

그림 11은 PI제어기를 이용한 Buck Chopper 제어회로를 나타내고 있으며, 부하의 변동에 관계없이 일정 전압을 유지하기 위하여 Feedback 전압을 Reference 전압에 추종하도록 설계하였다.

그림 12는 그림 2, 3, 5에서 이미 언급한 바와 같이 주파수 및 위상각 ϕ 를 조정하도록 설계한 Twin Resonant Inverter 제어회로이다.

본 장치에서 상정한 부하는 유도가열 부하이므로 피가열체의 가열이 진행됨에 따라 회로의 공진주파수가 현저히 변화하게 되어 장치의 역율이 저하된다. 따라서 본 제어회로는 회로의 공진주파수를 스위칭주파수가 추종할 수 있도록 PLL 동조회로를 채택하였으며, Noise에 강한 90° Locked 방식을 사용하였다.

5. 실험 결과 및 검토

Power MOSFET를 사용해 Twin Resonant 고주파 인버터를 구성하였다.

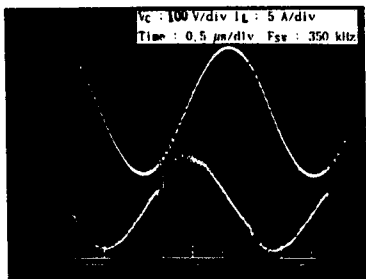
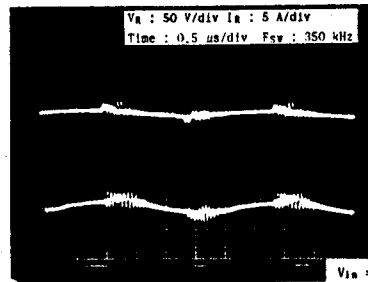
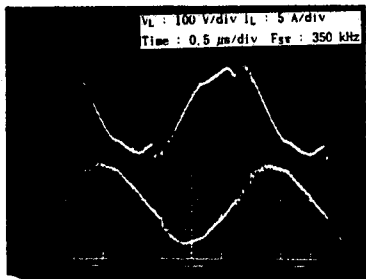
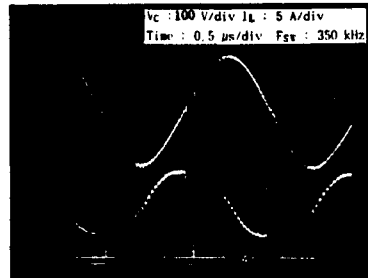
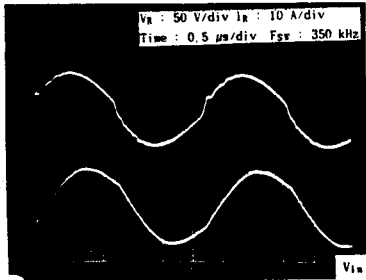
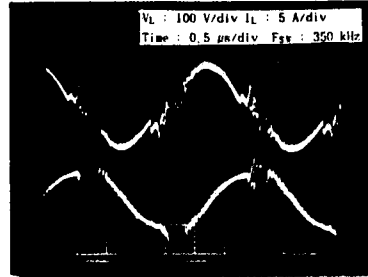
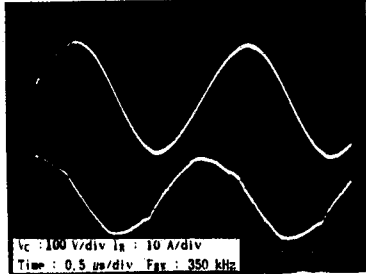
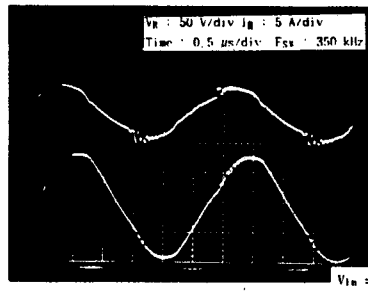
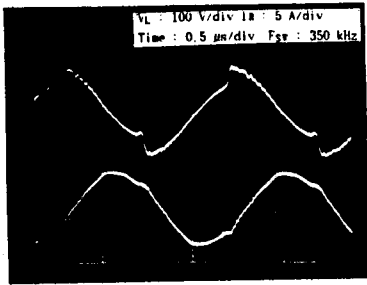


그림 13은 5[Q]의 부하저항을 사용하여 위상차각 $\phi = 0^\circ, 90^\circ, 180^\circ$ 일 때, 각 부의 전압 및 전류파형을 나타내고 있으며, 시뮬레이션 파형과 거의 일치함을 보여준다.

6. 결 론

본 논문은 유도가열용 전원장치로서 출력 및 출력주파수

그림 13. ϕ 에 대한 각 부의 전압 및 전류 실측파형

가 Inverter내부에서 조정될 수 있는 DC Buck-Chopper 및 Twin Resonant Inverter의 이론적인 동작원리 및 특성에 대해서 기술하였으며, 실험을 통하여 그 결과가 이론적인 고찰과 잘 일치함을 알 수 있었다.

향후 본 장치를 CRT제조시 필요한 유도가열용 전원장치로서 연구개발할 예정이며, 이를 위하여 다음과 같은 연구가 수행되어야 할 것으로 사료된다.

- 1) 부하정합 연구
- 2) 역율개선 및 효율향상 연구
- 3) EMI & EMC Noise 대책 연구 등

제품의 고부가가치화 및 응용확대화에 관한 연구가 지속적으로 행해져야 할 것으로 사료된다.

참고 문헌

- [1] H. Akagi et al., "A 1 kW 450 kHz induction heating system consisting of a series resonant circuit fed by a voltage-source inverter using Power MOSFET's", T. IEE Japan, Vol.110-D, No.11, 1990, pp.1177-1183.
- [2] F.Z. Peng et al., "High frequency current-source inverters using SI Thyristors for induction heating applications", IEEE Trans. IAS, Vol.25, No.1, 1989, pp.172-180.
- [3] M. Nakaoka et al., "Resonant current vector control based VVVF HF sinusoidal inverter using new power semiconductor power devices", Proc. 3rd international macroelectronics conf., 1984, pp.256.
- [4] P. Jain, S.B. Dewan, "Transient flux requirement of a matching transformer in a series resonant inverter", IEEE Trans. on Magnetics, Vol.MAG-23, No.5, 1987, pp. 2782-2784.
- [5] IEC 519-3 : Particular requirements for induction and conduction heating and induction melting installations.
- [6] IEEE Std 140-1990 : IEE Recommended Practice for Minimization of Interface from Radio Frequency Heating Equipment.
- [7] BSI (British Standards Institution) : Electric surface heating, BS 63521, Part 1,2,3., 1983.
- [8] Bill Roehr, "High Voltage MOSFET and Bipolar Power Switches", Factory Electronics, 1983, pp.25-40.
- [9] D.H.Kim, et al., "The static of the art developments of high-frequency inverter using new power semiconductor devices", Int. Conf. on PE and VS Drives, 1984, pp.419-425.
- [10] 유동욱, 오성철, 조기연, "공업 전열용 고출력 고주파 전원장치 개발", 한국 전기 연구소, 1988-1991(I, II, III).
- [11] Dong-Wook Yoo, Sung-Chul Oh, Ki-Youn Cho, "5kW, 100-300kHz Power Supply for Induction Heating system", ISPE, April 9-11 1992, pp.183-188.