

## 구동신호 제어기법에 의한 부하병렬형 고주파 인버터의 특성비교

(Characteristics comparison of load parallel type high frequency resonant inverter by driving signal control method)

이봉섭\* · 원재선 · 김동희

(Bong - Seob Lee · Jae - Sun Won · Dong - Hee Kim)

### 요 약

본 논문은 고주파 전원에 사용되는 풀 브릿지 부하 병렬형 고주파 공진 인버터 회로를 연구대상으로 하고 출력 제어기법으로는 펄스 주파수 변조(PFM), 펄스 폭 변조(PWM) 그리고 펄스 위상 변화(Phase-Shift)일 경우를 비교·검토하였다. 회로의 해석은 정규화 파라메타를 도입하여 범용성 있게 기술하였고, 인버터 특성은 3가지 구동 신호패턴에 의한 스위칭 주파수( $\mu$ ), 펄스폭( $\theta d$ ), Phase-Shift의 위상차각( $\varphi$ )의 변화와 제 파라메타에 따라 특성 평가를 행하였다. 실험을 통해 이론해석의 타당성을 검증하였다. 향후, 3가지의 구동신호제어기법에 의한 특성들은 유도가열 응용, DC-DC 컨버터 등의 전원 시스템의 출력제어 시에 유용한 자료로 제공될 것으로 사료된다.

### Abstract

This paper describes the load parallel type full-bridge high frequency resonant inverter can be used as power source. Output control method of proposed circuit is compared with pulse frequency modulation(PFM), pulse width modulation(PWM) and pulse phase variation(Phase-Shift). The analysis of the proposed circuit is generally described by using the normalized parameters. The principle of basic operating and the its characteristics are estimated according to the parameters such as switching frequency( $\mu$ ), pulse width( $\theta d$ ) the variation of phase angle( $\varphi$ ) by three driving signal patterns. Experimental results are presented to verify the theoretical analysis result. In future, Characteristics by three driving signal control method is provided as useful data in case of output control of a power supply in various fields as induction heating application, DC-DC converter etc.

Key Words : Characteristics comparison, Load parallel, driving signal pattern, PLL

### 1. 서 론

최근에 IGBTs, MOSFETs, GTOs, SITs 등과 같

은 고속 스위칭이 가능한 전력용 반도체 스위칭 소자의 눈부신 발전과 퀘시-공진 컨버터 토폴로지 그리고 마이크로 전자 신호 변환, 제어 프로세싱 등의 다양한 기술적 발전과 더불어 고성능, 고전력 밀도 고주파 공진 인버터는 여러 산업 분야에서 폭넓게 응용되고 있다[1]~[3].

오늘날 전력용 반도체 스위칭 소자가 상업적으로 이용할 수 있는 유용함은 실질적으로 전류, 전압 혹은

\* 주저자 : 삼척대 컴퓨터응용제어공학과 부교수  
Tel : 033-570-6380, Fax : 033-570-6389  
E-mail : mirine@samcheok.ac.kr  
접수일자 : 2002년11월 5일  
1차심사 : 2002년11월15일  
심사완료 : 2003년 1월 9일

주파수를 원하는 다양한 형태로 변환할 수 있다는 것이다[4]~[5].

전력 변환 시스템에 있어 출력 제어방법으로는 주로 VVVF(Variable Voltage Variable Frequency)가 가장 널리 사용되며, 이들 시스템은 부하 변동에 따라 민감하기 때문에 출력을 제어하기 위하여 확대된 동작 주파수의 범위가 필요하다. 또한, 확대된 동작 주파수는 필터 설계의 어려움과 효율 등에서 매우 불리하다. CVCF(Constant Voltage Constant Frequency) 구동신호 제어기법은 전력 변환 시스템의 동작주파수를 변화하지 않고 출력을 조정할 수 있다. 이외에 PFM, PWM, PDM 등의 제어방법이 연구되고 있다 [6]~[8].

본 논문에서는 이러한 기술적 배경을 바탕으로 해서 풀 브릿지 부하 병렬형 고주파 공진 인버터를 연구대상으로 하고, 출력제어기법으로는 펄스 주파수 변조(PFM), 펄스 폭 변조(PWM) 그리고 펄스 위상 변화(Phase-Shift)일 경우를 비교·검토하였다. 회로의 특성 평가를 위하여 정규화 파라미터를 도입하였으며, 구동신호 패턴에 따른 회로의 동작원리와 회로의 제특성을 비교하였다. 아울러 이론적 해석의 정당성을 입증하기 위하여 MOSFET를 스위칭 소자로 사용하여 시스템을 구성하여 이론결과와 실험결과와의 비교를 통해서 이론해석의 정당성도 입증하였다.

## 2. 부하 병렬형 고주파 공진 인버터

### 2.1 주회로 구성과 제어방법

그림 1은 고주파 전력을 발생하기 위한 회로로서 주회로의 기본 구성은 전압형 풀 브릿지 인버터이다. 탱크 회로의 구성은 L과 C, 그리고 C와 병렬로 부하 R이 구성되어 있는 부하 병렬형 고주파 공진 인버터이다. 연구 대상회로에 사용된 스위치는 자기 소호형이면 어느 것이나 사용할 수 있으며, 다이오드는 회로의 운전 상태에 따라 무효 전력을 처리하기 위한 회생용이다.

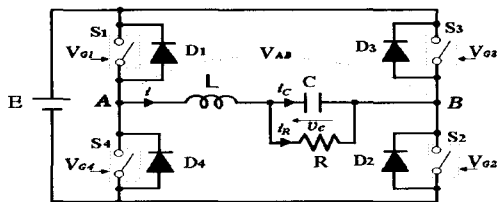
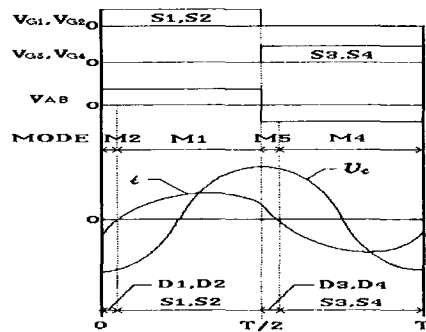


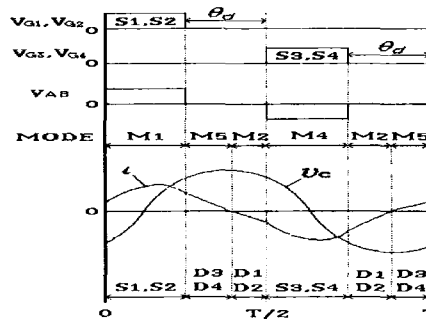
그림 1. 부하 병렬형 고주파 공진 인버터  
Fig. 1. Load parallel type high frequency inverter

그림 2는 고주파 출력을 제어하기 위하여 연구대상 회로에 인가되는 구동신호 패턴과 이에 따른 각 소자에 나타나는 정상적인 전압 및 전류파형을 나타내고 있다.

그림 2의 (a)는 스위치(S<sub>1</sub>, S<sub>2</sub>)와 (S<sub>3</sub>, S<sub>4</sub>)가 상호 대각으로 도통하여 부하에 고주파 전력을 공급하고 있으며, 출력 제어는 펄스 주파수 변조(PFM)에 의하여 제어할 수 있으며 또는, 입력 전압을 제어하여 출력 제어를 하기도 한다. (이하 기본형 인버터(Type I)라 칭함). 그림 2의 (b)는 상호 대각으로 도통하며 스위치(S<sub>1</sub>, S<sub>2</sub>)와 (S<sub>3</sub>, S<sub>4</sub>)에 인가되는 구동신호 펄스 폭 변조(PWM)를 이용하여 펄스 폭( $\theta_d$ )을  $0^\circ \sim 180^\circ$  까지 변화하여 고주파 출력을 제어하는 방법이다. (이하 Type II 인버터라 칭함). 이 방법은 스위칭 소자의 턴-온 시간의 펄스폭에 따라 부하의 출력을 제어하므로  $\theta_d$ 를  $0^\circ$ 로 하면 기본형 Type I과 같은 인버터로 동작하게 되고,  $180^\circ$ 가 되면 스위치가 모두 턴-오프되어 출력은 거의 나오지 않는다.

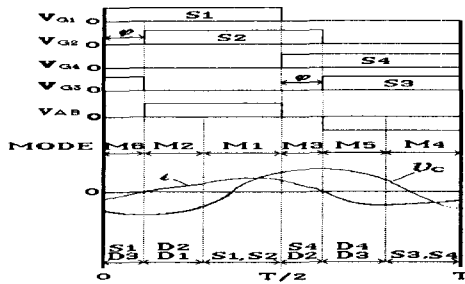


(a) Type I



(b) Type II

구동신호 제어기법에 의한 부하병렬형 고주파 인버터의 특성비교



(c) Type III

그림 2. 구동신호패턴에 따른 이론파형  
Fig. 2. Theoretical waveforms by driving signal pattern

그림 2의 (c)는 스위치 ( $S_1, S_4$ )에 인가되는 구동신호를 기준으로 하여 동기 상태를 유지하면서 ( $S_2, S_3$ )에 인가되는 펄스 신호에 위상 변화( $\varphi$ )를  $0^\circ \sim 180^\circ$  까지 연속적으로 변화시켜 고주파 출력을 제어하고 있는 위상 쉬프트(Phasor Shift)형으로,  $\varphi$ 가  $0^\circ$  일 때는 기본형 인버터로 동작하고,  $\varphi$ 가  $180^\circ$  일 때는 좌우 스위치가 단락 상태로 되어 부하의 출력은 영이 된다.(이하 Type III 인버터라 칭함).

2.2 회로의 동작모드와 회로해석

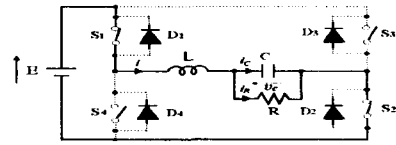
그림 1의 부하 병렬형 고주파 공진 인버터의 구동신호패턴에 따른 회로의 동작모드는 스위치( $S_1 \sim S_4$ ), 다이오드( $D_1 \sim D_6$ )의 턴-온·오프 동작에 따라 Type I, Type II 및 Type III의 동작모드를 분류하면 표 1과 같이 나타낸다.

표 1. 회로의 스위칭 동작모드  
Table 1. Switching operating mode of circuit

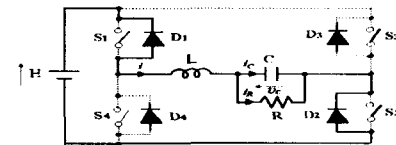
|          | S1 | S2 | S3 | S4 | D1 | D2 | D3 | D4 | Mode |
|----------|----|----|----|----|----|----|----|----|------|
| Type I   | 1  | 1  | 0  | 0  | 0  | 0  | 0  | 0  | 2    |
|          | 0  | 0  | 0  | 0  | 1  | 1  | 0  | 0  | 1    |
|          | 0  | 0  | 1  | 1  | 0  | 0  | 0  | 0  | 5    |
|          | 0  | 0  | 0  | 0  | 0  | 0  | 1  | 1  | 4    |
| Type II  | 1  | 1  | 0  | 0  | 0  | 0  | 0  | 0  | 1    |
|          | 0  | 0  | 0  | 0  | 0  | 0  | 1  | 1  | 5    |
|          | 0  | 0  | 0  | 0  | 1  | 1  | 0  | 0  | 2    |
|          | 0  | 0  | 1  | 1  | 0  | 0  | 0  | 0  | 4    |
|          | 0  | 0  | 0  | 0  | 1  | 1  | 0  | 0  | 2    |
| Type III | 1  | 0  | 0  | 0  | 0  | 0  | 1  | 0  | 6    |
|          | 0  | 0  | 0  | 0  | 1  | 1  | 0  | 0  | 2    |
|          | 1  | 1  | 0  | 0  | 0  | 0  | 0  | 0  | 1    |
|          | 0  | 0  | 0  | 1  | 0  | 1  | 0  | 0  | 3    |
|          | 0  | 0  | 0  | 0  | 0  | 0  | 1  | 1  | 5    |
|          | 0  | 0  | 1  | 1  | 0  | 0  | 0  | 0  | 4    |

1 = on, 0 = Off

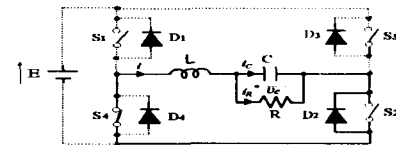
그림 3은 구동신호 패턴에 대한 각 Type의 각 동작 모드에 대한 동작회로를 나타내고 있다.



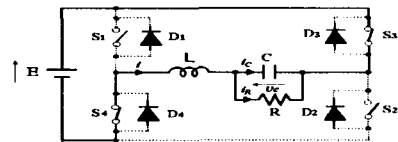
Mode 1



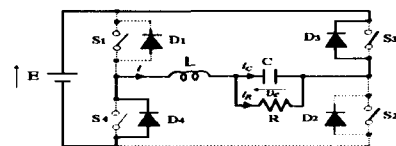
Mode 2



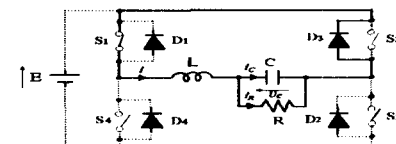
Mode 3



Mode 4



Mode 5



Mode 6

그림 3. 각 동작모드의 동작회로  
Fig. 3. Operating circuits in each operating mode

<모드 1> 스위치 S<sub>1</sub>과 S<sub>2</sub>가 턴-온 되는 동작으로 부하에 전류를 흘려 V<sub>c</sub>가 충전하고

<모드 2>는 V<sub>c</sub>가 완전히 충전된 후 역으로 방전하는 동작 상태로서 회생 다이오드 D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub>를 통하여 공진 전류가 전원으로 회생하는 모드이다.

<모드 3>은 D<sub>2</sub>와 S<sub>4</sub>가 턴-온 되어 V<sub>c</sub>의 충전된 에너지가 역으로 완전히 방전하는 동작 상태이며,

<모드 4>는 모드 1의 전류 방향과는 반대로 스위치 S<sub>3</sub>와 S<sub>4</sub>가 턴-온 상태로 부하에 공진 전류가 흘려 V<sub>c</sub>가 다시 충전되는 모드이다.

<모드 5>는 모드 2의 전류 방향과는 반대인 경우로써 V<sub>c</sub>가 완전히 충전된 후 역으로 방전하는 동작으로 다이오드 D<sub>3</sub>과 D<sub>4</sub>를 통해 공진 전류가 전원으로 흐른다.

<모드 6>은 스위치 S<sub>1</sub>, D<sub>3</sub>가 턴-온 되어 V<sub>c</sub>가 완전히 충전된 후 역으로 방전하는 동작 상태가 된다.

연구대상회로에 해석결과의 범용성을 부여하고 해석의 특성 평가자료를 도출하기 위하여 표 2의 정규화 파라미터를 도입하였다. 표 2에 나타난 정규화 제어변수를 도입한 각 모드별 정규화 회로상태방정식은 표 3과 같이 나타낼 수 있다. 제안회로의 특성평가를 수행하기 위하여 Runge-Kutta 수치해석기법을 도입하여 제 특성을 산출하였다.

표 2. 정규화 파라미터  
Table 2. Normalized parameter

|   | Reference Value                 | Normalized Value      |
|---|---------------------------------|-----------------------|
| Time  | $T = 1/f_o$                     | $Z = t/T$             |
| Frequency   | $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ | $\mu = f_o/f_r$       |
| Impedence   | $Z_s = 2\sqrt{\frac{L}{C}}$     | $\lambda = R/Z_s$     |
| Voltage   | $E_s = E$                       | $v_c^*(z) = v_c(t)/E$ |
| Current   | $I_s = E/Z_s$                   | $i^*(z) = i(t)/I_s$   |
| Power   | $P_s = E^2/Z_s$                 | $P^* = P(t)/P_s$      |
| Remarks<br>fo : Operating Frequency of Inverter<br>T : Operating Period of Inverter |                                 |                       |

표 3. 회로의 상태 방정식  
Table 3. State equation of circuit

|          | 기본형  | Type II      | Type III     |
|----------|--|--------------|--------------|
| Mode 1   | Equation (a)   | Equation (a) | Equation (c) |
| Mode 2   | Equation (a)   | Equation (b) | Equation (a) |
| Mode 3   |  | Equation (a) | Equation (a) |
| Mode 4   | Equation (b)   | Equation (b) | Equation (c) |
| Mode 5   | Equation (b)   | Equation (a) | Equation (b) |
| Mode 6   |  | Equation (b) | Equation (b) |
| Equation | (a) : $x^* = Ax + B_1u$ , (b) : $x^* = Ax + B_2u$<br>(c) : $x^* = Ax + B_3u$<br>여기서,<br>$x = [i \ v_c]^T, u = [1 \ 0]^T, A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{\pi}{\mu} \\ \frac{4\pi}{\mu} & -\frac{4\pi}{\mu\lambda} \end{bmatrix}$<br>$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{\pi}{\mu} \\ 0 \end{bmatrix}, B_2 = \begin{bmatrix} -\frac{\pi}{\mu} \\ 0 \end{bmatrix}, B_3 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$ |              |              |

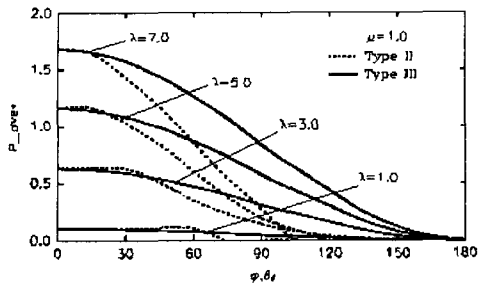
### 3. 특성평가

그림 4는 회로의 출력 전력 특성을 나타낸다.

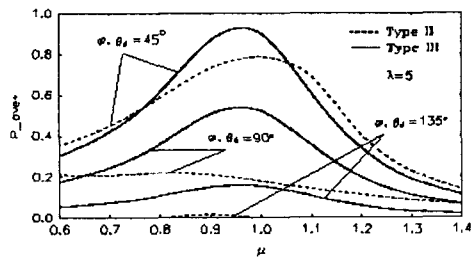
그림 (a)는  $\mu$ 를 일정하게 두고 정규화 저항( $\lambda$ )을 파라미터로 하였을 경우, ( $\theta_d, \varphi$ )의 변화에 따른 출력전력특성을 나타낸다. 그림에서 ( $\theta_d, \varphi$ )가 커질수록 출력전력은 감소하는 것을 알 수 있으나, Type II를 이용할 경우는  $\theta_d = 30^\circ$  이상이 되면 급격히 전력이 감소하여  $120^\circ$  정도가 되면 출력은 거의 영이 된다. 그러나 Type III는  $\varphi$ 의 변화에 대하여 출력 전력이 거의 선형성을 가지면서  $\varphi$ 의 증가에 따라 서서히 감소하는 특성을 나타내고 있다.

따라서 Type II에 의한 출력 제어보다 Type III에 의해 제어를 할 경우  $0^\circ \sim 180^\circ$  까지 제어할 수 있어 제어 범위가 확장됨을 볼 수 있다. Type II와 III에 의한 출력 제어의 근본적인 차이점은 동작 모드에서 Type III에 의한 출력 제어는 전원으로 회생하는 모드가 Type II에 의한 출력 제어보다 작게 나타나기 때문이라 사료된다.

구동신호 제어기법에 의한 부하병렬형 고주파 인버터의 특성비교



(a)



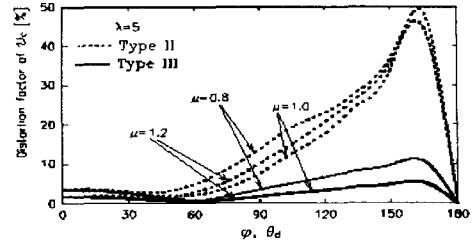
(b)

그림 4. 출력전력특성

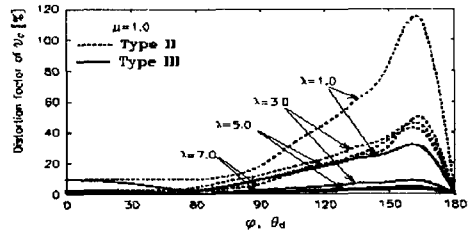
Fig. 4. Characteristics of output power

그림 (b)는  $\lambda$ 를 일정하게 하고  $(\theta_d, \varphi)$ 를 파라미터로 하였을 경우,  $\mu$ 의 변화에 따른 출력전력특성을 나타내고 있다.  $(\theta_d, \varphi)$ 가 증가할수록 출력전력이 감소한 것을 나타내며, Type III는  $\mu=0.98$ 에서 최대를 나타내며 Type II는 1.04에서 최대를 나타낸다. 그리고 출력전력이 최대인  $(\theta_d, \varphi)=45^\circ$ 일 때 Type II와 III를 비교해 보면 Type III 인버터의 출력이 양호하다는 것을 알 수 있다.

그림 5(a), (b)는 고주파 출력 전압의 왜율특성을 나타내고 있다. 그림 (a)는 정규화 저항  $\lambda=5$ 로 두고 주파수  $\mu$ 를 파라미터로 했을 경우, 왜율 특성은 정규화 주파수  $\mu=0.8$ 일 때 최대를 나타내고 있다. 또, Type II와 III 모두  $60^\circ$ 를 경계로 하여 왜율이 서서히 상승함을 볼 수 있다.  $\theta_d$ 가 증가함에 따라 출력이 거의 나오지 않는 상태에서 스위치 턴-오프 시간이 너무 길어 콘덴서의 충·방전이 제대로 되지 않기 때문에 출력 전압 파형은 거의 일그러진 상태로 되기 때문이다.



(a)



(b)

그림 5. 부하전압의 왜율특성

Fig. 5. Characteristics of distortion factor in load voltage

그림 (b)는 정규화 주파수  $\mu=1.0$ 으로 두고 저항  $\lambda$ 를 파라미터로 했을 경우 왜율 특성을 Type II와 III를 비교하여 나타내고 있다. 그림에서 알 수 있듯이  $\lambda$ 가 적을수록 왜율 특성이 불량하게 나타나며 Type II가 III에 비해 왜율이 상대적으로 커짐을 볼 수 있다. 그림 6은 전압이득 특성을 나타내고 있다.

저항  $\lambda$ 가 클수록 전압 이득도 증가하며, Type III의 경우에는  $\varphi$ 가  $170^\circ$  부근에서 거의 0이 된다. 그리고 Type II의 경우는 전압 이득 특성은  $\theta_d$ 가 증가할수록 급격히 감소하는 특성을 나타내고,  $110^\circ$  부근에서는 어떠한  $\lambda$ 에 대해서도 거의 0으로 나타난다. 따라서 인버터의 출력 제어 범위는 Type III가 훨씬 더 확장됨을 알 수 있다.

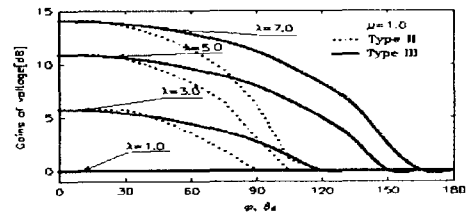


그림 6. 전압이득특성

Fig. 6. Characteristics of voltage gain

#### 4. 실험결과 및 고찰

연구대상 인버터의 회로 특성해석에서 얻은 결과를 기초로 한 회로 설계법에 의해서 설계된 회로정수에 스위칭 소자로 Power-MOSFET를 사용하여 실험을 행하였다. 그림 7은 본 연구 대상 회로인 그림 1의 주회로 구성을 기본으로 하여 제작한 고주파 인버터 시스템의 각 부분별 블록도를 보여주고 있다.

그림 8은 그림 7의 인버터 회로 구성도에서 점선으로 표시한 부분인 PLL 제어회로를 보여주고 있다.

고주파 인버터의 신호발생회로는 PLL 제어소자로서 VCO기능을 내장한 MC14046을 사용하였다. 회로 동작은 부하단의 출력파형을 검출하여 파형정형을 한후에 VCO출력신호와 기준신호를 비교하여 위상비교기(P.C)를 거친다. 위상비교기로부터 출력되는 신호는 LPF를 거쳐 MC14016의 VCO에 입력된다. 회로의 공진시 90°의 위상차를 갖도록 되어 있으며, 용량성이나 유도성으로 동작할 경우 VCO 출력 주파수를 제어하고 듀티비는 항상 50%가 되도록 한다.

Type II의 펄스폭( $\theta_d$ )은 ( $S_1, S_4$ ) 두 신호의 X-OR에 의해 게이트 신호 ( $S_1, S_2$ )에 그리고 ( $S_2, S_3$ ) 두 신호의 X-OR에 의해 게이트 신호 ( $S_3, S_4$ )로 인가되도록 하였으며, Type III의 위상차( $\phi$ )는 MC14528의 R·C 시정수를 통하여 조정하였다.

표 4는 연구대상회로의 제작에 사용한 회로소자와 정격을 나타내고 있다. 그림 9는 그림 1의 회로를 바탕으로 실제 제작한 인버터부와 PLL 제어회로부의 사진을 나타낸다.

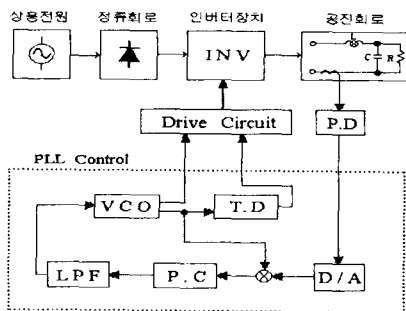


그림 7. 인버터 회로의 블록도  
Fig. 7. Block diagram of inverter

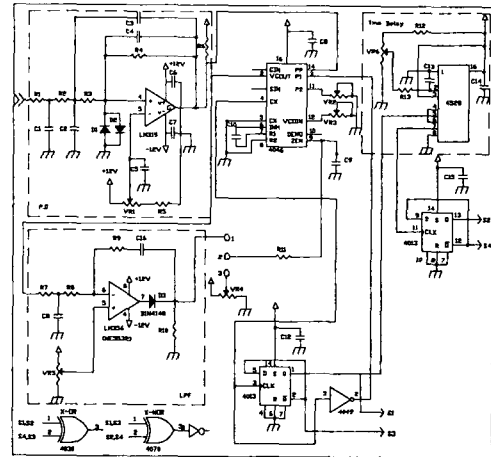
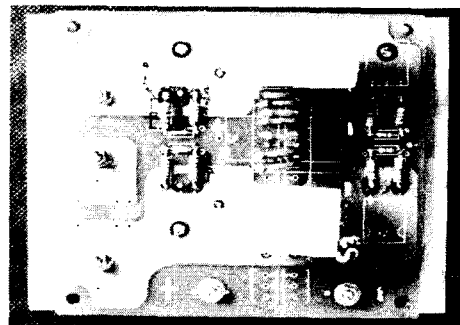
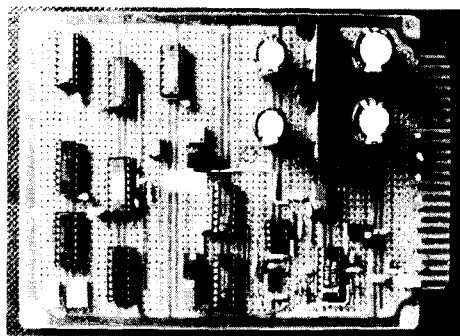


그림 8. PLL 제어회로  
Fig. 8. PLL control circuit



(a) 인버터 회로



(b) PLL 제어회로

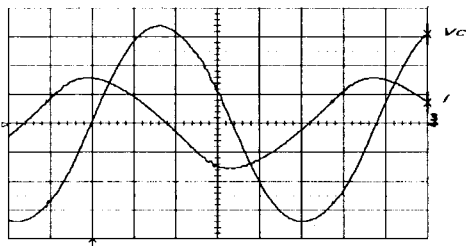
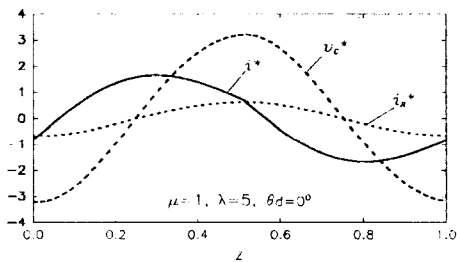
그림 9. 인버터와 PLL제어회로의 사진  
Fig. 9. Photograph of inverter and PLL control circuit

구동신호 제어기법에 의한 부하병렬형 고주파 인버터의 특성비교

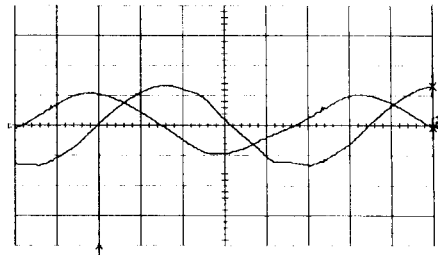
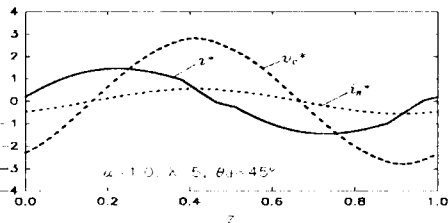
표 4. 사용한 소자와 정격  
Table 4. Circuit parameters

| Using elements         | Rating                    |
|------------------------|---------------------------|
| Power-MOFET            | IRFP 360<br>400[V], 28[A] |
| Input Voltage( $E_d$ ) | 50[V]                     |
| Inductor(L)            | 4.129[ $\mu$ H]           |
| Capacitor(C)           | 1.2[ $\mu$ F]             |
| Load Resistor(R)       | 0.03[ $\Omega$ ]          |

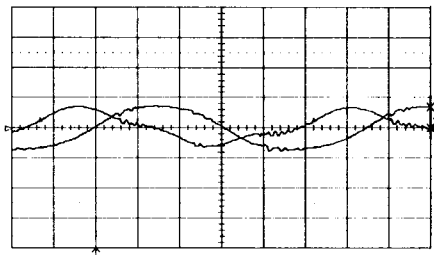
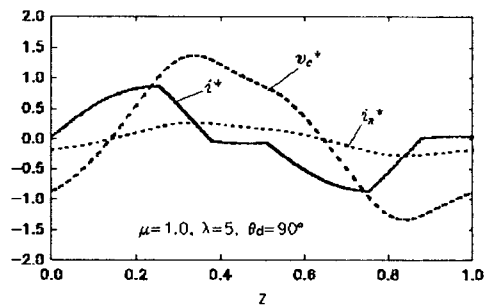
그림 10은 기본형(Type I)에서 Type II로 구동하였을 때, 펄스폭( $\theta_d$ )을, 그림 11은 기본형(Type I)에서 Type III의 위상차( $\varphi$ )를 변화시켰을 경우의 부하전류와 커패시터 양단전압의 이론 및 실측 파형을 나타낸다. 그림에서 알 수 있듯이, 이론 파형과 실측 파형은 거의 일치함을 볼 수 있다.



(a)  $\theta_d = 0^\circ$



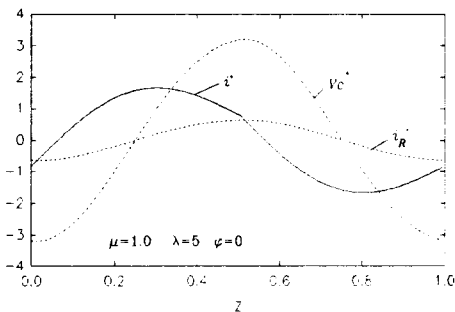
(b)  $\theta_d = 45^\circ$

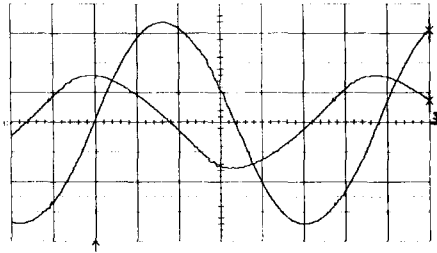


(c)  $\theta_d = 90^\circ$

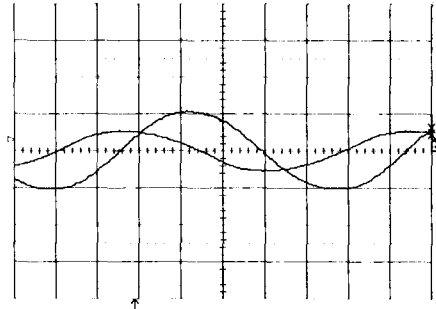
Voltage : 10[V]/div, Current : 2[A]/div,  
Time : 2[ $\mu$ s]/div

그림 10. 이론파형과 실측파형 (Type II)  
Fig. 10. Theoretical and experimental waveforms

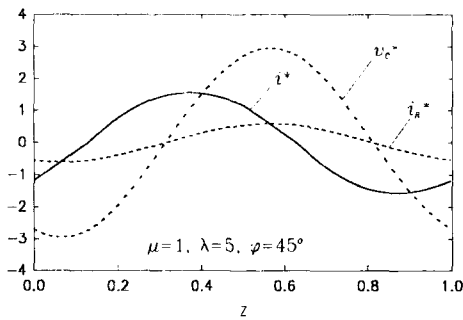




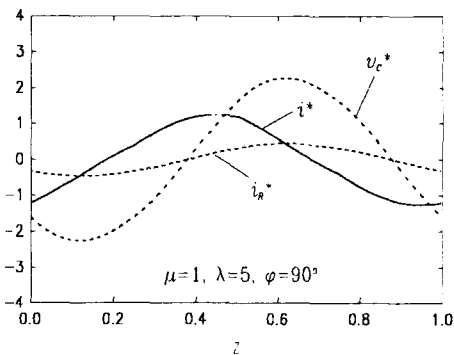
(a)  $\varphi = 0^\circ$



(c)  $\varphi = 90^\circ$



(b)  $\varphi = 45^\circ$



Voltage : 10[V]/div, Current : 2[A]/div  
Time : 2[μs]/div

그림 11. 이론파형과 실측파형 (Type III)  
Fig. 11. Theoretical and experimental waveforms

### 5. 결 론

본 논문에서는 풀-브릿지 부하 병렬형 고주파 공진 인버터를 연구대상으로 하고 이 인버터의 출력 제어 방법으로 펄스 주파수 변조(PFM), 펄스 폭 변조(PWM) 그리고 펄스 위상 변화(Phase-Shift)일 경우의 회로동작과 제특성을 정량적으로 비교·검토하였다. 연구대상회로에 Power-MOSFET를 스위칭 소자로 사용해 실제 시스템을 구성하여 이론해석과 실험결과를 통하여 회로해석과 특성평가의 타당성도 확인하였다. 회로의 특성평가를 통하여 제시한 제어 방법을 비교하면 Type III가 Type II에 비해 출력이 선형적으로 제어되며 그 제어 범위가 확장됨을 알 수 있었다. 왜율은 Type II가  $\theta_a$ 의 증가에 따라 출력 파형에 심한 왜곡이 발생하며 Type III는 상당히 적게 나타나 회로의 동작이 양호하게 동작됨을 알 수 있다. 전압 이득은 Type II가  $100^\circ$ 까지 제어할 수 있으나 Type III는 그 이상까지 변화시킬 수 있다. 따라서 Type III의 방법으로 출력 제어를 할 경우 제어가 훨씬 더 용이하게 출력 전력 특성이 뛰어남을 알 수 있다. 향후, 3가지의 구동신호제어기법에 의한 특성들은 유도가열 응용, DC-DC 컨버터 등의 전원 시스템의 출력제어 시에 유용한 자료로 제공될 것으로 사료된다.



References

[1] Mokhtar Kamli, Shigehiro Yamamoto and Minoru Abe: "A 50-150KHz Half-Bridge Inverter for Induction Heating Applications", IEEE Trans. on Industrial. Electronics, Vol. 43, No. 1, pp 163-171, (1996).

[2] Jae-Sun Won, Dong-Hee Kim and M. Nakaoka et al., "Current-fed Push-Pull Type High Frequency Resonant Inverter for Wax-Sealing", in the Proceedings the IEEE IECON-2000 Record, pp. 332-337, (October/2000).

[3] J. S. Won, D. H. Kim and B. S. Lee et al., "Characteristic Analysis of ZVS+HB Type High Frequency Resonant Inverter according to the Variable Capacitance of the DC Voltage Source Separation Capacitor", EPE 2001 Proc., DS2.3-7, (August/2001).

[4] M. Yamamoto, M. Nakaoka: "Latest Electro magnetic Induction-based Full-Heating Equipment using High Frequency PWM Load Resonant Inverter", PEDS97 Vol. 1, pp. 153~162.

[5] J.M. Espi, E. J. Dede: "Features and Design of the Voltage-Fed LLC Resonant Inverter for Induction Heating", PESC99, Vol.2, pp. 1126~1131.

[6] F. C. Lee: "Constant-Frequency Phase Controlled Resonant Power Processor", IASAM, pp.617~622, (1986).

[7] CHUN T. RIM: "Phasor Transformation and its Application to the DC/AC Analysis of Frequency Phase-Controlled Series Resonant Converters", IEEE, Trans. on Power Electronics, Vol.5, No.2, 1990.

[8] Yu-Kang Lo: "A New On-Line Time Assignment Technique for Single-Phase PWM inverters", IEEE IECON'96, pp. 1112~1115.

◇ 저자소개 ◇

이 동 섭 (李奉燮)

1965년 9월 19일생. 1991년 영남대 공대 전기공학과 졸업. 1993년 영남대 공대 전기공학과 졸업(석사). 1996년 영남대 공대 전기공학과 졸업(공학박). 현재 삼척대 공대 컴퓨터응용제어공학과 부교수.

원 재 선 (元載善)

1973년 2월 20일생. 1995년 삼척대 공대 제어계측공학과 졸업. 1999년 영남대 공대 전기공학과 졸업(석사). 2001년 영남대 공대 전기공학과 박사과정 수료. 현재 삼척대 공대 컴퓨터응용제어공학과 겸임교수.

김 동 희 (金東熙)

1950년 11월 20일생. 1973년 영남대 공대 전기공학과 졸업. 1975년 영남대 공대 전기공학과 졸업(석사). 1987년 Kobe대학 졸업(공학박). 1987년~1989년 한국전기연구소 전력전자 연구부장. 1999년 5월~2000년 4월 대한전기학회 전력전자연구회 간사장. 2000년 9월~2001년 2월 국립 Kyushu대 교환교수. 한국조명·전기설비학회 학술위원, 현재 영남대 공대 전자·정보공학부 교수.