

이중 결합 Full-Bridge 방식 직렬 공진형 인버터

裴英鎬[†]

A Double Coupling Full-Bridge Configuration Series Resonant Inverter

Young-Ho Bae

요약

본 논문에서는 Power-MOSFET를 통해 L 및 C로 링크된 2조의 공진형 Full-bridge 인버터 회로를 다중 결합하여 대용량 전력변환장치의 소자에 인가되는 전압이나 부하전류를 분산 제어하는 기법을 제안하고 있다. 이 방식은 두 조의 인버터가 시분할로 구동되기 때문에 각 인버터의 독립된 출력이 부하단에서 합성되어 전력이 공급된다. 출력 제어 기법은 시분할 합성법을 사용하고 이에 따른 인버터의 회로동작 모드를 분석하고 해석하였으며, 시뮬레이션을 통한 이론적 해석결과를 검증하고 이를 실험을 통해 비교 고찰하였다.

ABSTRACT

This research proposes a high frequency resonant inverter for high power conversion apparatus, which is consist of two L-C linked full-bridge inverter using MOSFET in order to distribute voltage and current of the devices. As an output power control strategy, the time sharing control method is applied. From the computer simulation results, the inverters and devices can be shared properly voltage and current rating of the system. And also, theoretical characteristics of the proposed circuit are compared with experimental results.

Key Words : L-C linked full-bridge inverter, time sharing control

1. 서론

전력용 반도체 소자를 사용한 전력변환기기의 고주파 및 대용량화에 대응하기 위한 전력변환기술에서 스위칭 소자의 고주파 화에 따른 전력손실과 반도체 소자의 내압 및 전류용량 증가는 중요한 문제로 다루어지고 있다.^[1] 그러나 소자의 고유스위칭 속도에는 한계가 있으며 스위칭 소자를 고속으로 구동할때 스위

칭 주파수에 비례하여 발생하는 스위칭 전력손실과 이에 따른 소자의 발열에 의한 구동용량이 감소되며, 특히 저전압으로 구동하는 직렬공진 인버터인 경우 상대적으로 입력전류가 큰 값을 가지게됨으로서 소자의 고속스위칭 구동에 제약이 되고있다.^[2] 따라서 부하조건에 적합한 변환기법을 활용하여 고주파 스위칭에 적합한 주회로구성형식 및 제어방법과 주변기술들의 연구개발이 활발히 진행되고 있다. 고주파화에 따른 소자의 특성에는 장치의 근본적인 동작에 영향을 주는 스위칭속도와 제어특성에 따른 변환효율 및 열방산에 의한 전력손실 등이 있고 또한 소자의 전력손실은 정상시의 on전압 손실과 스위칭에 따른 Turn-on/off손실이

[†]교신저자 : 정희원, 경일대 전기공학과 교수

E-mail : yhbae@kiu.ac.kr

접수일자 : 2003. 10. 7

2차 심사 : 2003. 12. 27

1차 심사 : 2003. 11. 12

심사완료 : 2004. 1. 10

있으며, 이 손실들은 스위칭 주파수에 비례하기 때문에 소자의 동작주파수를 결정할 때 중요한 항목이 된다. 스위칭특성은 소자가 가지는 고유특성이지만 회로의 구동방법에 따라 어느 정도까지는 보완이 가능하다. 특히 직렬 공진회로에 의한 ZCS 동작모드는 항상 공진주파수 가까운 동작점에서 최대출력 정합이 되도록 인버터 회로를 설계하여 에너지 밀도를 높인다.^[3] 따라서 회로의 공진을 이용하여 Turn-on/off시 소자의 전압이나 전류가 제로로 되는 시점을 이용하는 공진 방식을 사용하면 소자의 스위칭 손실이 경감됨과 동시에 스위칭 스트레스가 줄어들므로 소자의 구동용량이 증가한다.^[4,5,6]

본 논문에서는 대용량 전력변환장치의 소자에 인가되는 전압과 부하전류를 분산 제어하기 위해 공진용 L 및 C로 링크된 2조의 Full-bridge 회로를 종속접속하고, 각 소자그룹별로 스위칭 구간을 분할하여 순차적으로 제어함으로써 각 인버터의 출력을 부하단에서 합성하는 시분할 게이트 구동법을 사용하고 있다.

이와 같은 시분할 제어기법은 종래의 사이리스터와 같은 강제전류형 소자의 turn-off 시간을 확보하기 위해 사용하던 기법으로서 이 때 소자간에 접속된 L, C는 전류(轉流)회로용으로 사용되었다.^[7,8] 이와 같은 사이리스터 계열 소자는 소자의 내압과 전류용량이 큰 장점이 있지만 반면에 고주파화가 어려운 단점이 있다.

본 회로에서 소자간에 결합된 L, C는 공진용으로 활용되고 부하단에서 저항부하와 결합되어 직렬부하공진 회로를 구성하게 된다. 소자의 스위칭 손실을 최소화하기 위해 전류의 제로점에서 스위칭 하여 회로의 공진 주파수가 일치하는 임계동작 상태를 기준으로 해석하고 실험을 원활하게 하기 위해 입력전압을 조정하여 부하전류의 크기를 제어하는 것으로 하였다. 이론적 해석의 타당성을 입증하기 위해 회로의 동작모드 분석에 따른 상태방정식을 구하고 이를 시뮬레이션을 통해 수치해석을 하였으며, 회로를 제작하여 동작실험을 수행하였다. 소자에 인가되는 게이트 신호를 원활하게 제어하기 위해 80C196KC를 사용하였으며, 실제 부하전류 파형과 시뮬레이션 결과가 거의 일치하고 있음을 확인하였다.

2. 회로 구성 및 동작상태

그림 1은 4개의 MOSFET 스위치에 공진용 L-C로 링크된 2조의 풀 브리지 인버터가 전원 분할 커패시터를 통해 결합된 회로이다. 이 회로는 전원전압 E_d 가

전원 분할 커패시터에 의해 분압되어 V_{c1} 및 V_{c2} 는 각각 $E_d/2$ 의 등가 전압원으로 동작되며, 기능적으로 볼 때 상단부에서 정(+)의 전류를 공급하는 Positive 스위치군과 하단부에서 부(-)의 전류를 공급하는 Negative 스위치군의 조합으로 구성되어 있다.

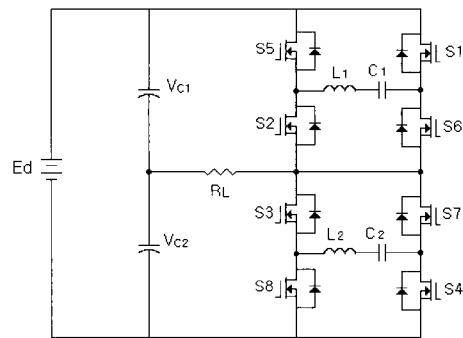


그림 1 이중 결합 인버터 회로
Fig. 1 Configuration of double full bridge inverter

이와 같이 L-C로 결합된 Full-bridge 인버터가 1개의 스위치 요소로 등가화 되어 전체적으로는 Half-bridge 형태로 구성된다. 따라서 각 소자그룹간의 게이트 신호를 순차적으로 인가하여 출력의 구동 주기를 제어할 수 있으며, 상단 및 하단부 소자 그룹간의 독립된 출력이 부하단에서 합성되는 시분할 게이트 제어 인버터 회로가 구성이 된다. 이 회로의 기본적인 동작상태는 각 인버터의 공진 요소 L-C 와 부하가 직렬공진 회로를 형성하여 부하전력을 공급하므로 소자간에 시분할에 의한 부하분담이 이루어져 단위 스위칭소자가 부담하는 전류용량이 경감되며, 공진시 이루어지는 두개의 소자가 직렬로 구성되므로 전압분담 효과를 가진다. 또한 상 하 인버터 간의 출력이 부하단에서 합성되므로 각 소자의 스위칭 주파수 f_{sw} 은 부하단에 나타나는 출력주파수 f_r 의 1/2배가 된다. 회로 해석을 위해 게이트 구동 순서에 따라 모드별 각 스위치 단의 동작상태를 구분하면 다음 표 1과 같이 된다.

여기서 Mode 0는 그림 2와 같이 최초에 모든 회로 정수의 초기 값이 제로인 상태에서 스위치 S1-S2가

on 되는 경우이며, 구간 $0 < t < \frac{T}{2}$ 동안 스위칭 소자와 공진용 인덕턴스 L 및 커패시터 C를 통해 전원의 에너지가 부하저항으로 공급되는 전력전달 상태이며, 동작 구간 $\frac{T}{2} < t < T$ 동안은 다이오드

D1-D2가 순방향으로 통전 하면서 에너지가 전원 측으로 반환되는 상태가 된다.

표 1 모드별 스위치 동작상태
Table 1 Operation mode and switching patten

상태	S1	D1	S2	D2	S3	D3	S4	D4	S5	D5	S6	D6	S7	D7	S8	D8
Mode 0	on		on													
Mode 1	on		on											on		on
Mode 2		on		on	on		on									
Mode 3						on		on	on		on					
Mode 4										on		on	on			on

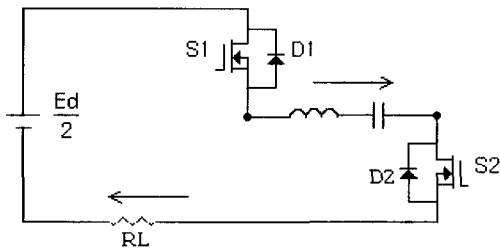


그림 2 동작모드 0 (스위치 S1-S2 도통상태)
Fig. 2 Mode 0 (Switch S1-S2 turn-on)

이러한 모드 0 상태는 인버터의 최초 기동시에 일어나는 현상으로서 기본적인 L-C-R직렬 공진회로가 구성된다. 여기서 소자에 인가하는 스위칭 주파수를 ω_r , 부하 공진주파수를 ω_r 라고 하면 스위칭주기 $T = \frac{2\pi}{\omega_r}$ 이며, 소자 S1-S2가 스위칭 될 때 인덕턴스 내부에 흐르는 전류는 다음과 같이 된다.

$$i_{s1}(t) = P e^{-\zeta \omega_o t} \left[\frac{Ed/2 - V_c}{X_L} \sin(\beta \omega_o t) + I_o \cos(\beta \omega_o t + \phi) \right] \quad (1)$$

여기서 $P = \frac{\omega_o}{\omega_r}$ 이다.

이때 커패시터 양단의 전압은 다음 식과 같이 된다.

$$V_{c_{s1}}(t) = \frac{Ed}{2} - L \frac{di_{s1}(t)}{dt} - R i_{s1}(t) \quad (2)$$

$$V_{c_{s1}}(t) = \frac{Ed}{2} - P e^{-\zeta \omega_o t} \left[\left\{ \frac{Ed}{2} - V_c \right\} \times \cos(\beta \omega_o t - \phi) - \frac{I_o}{\omega_o C} \sin(\beta \omega_o t) \right] \quad (3)$$

$$\omega_r = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2} \quad (4)$$

$$\zeta = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (5)$$

여기서 $\beta = \frac{\omega_r}{\omega_o} = \sqrt{1 - \zeta^2}$ 로 둔다.

$\omega_r = \omega_o$ 이 되는 임계동작인 경우나 스위치의 동작이 불연속적으로 이루어지는 경우에는 항상 초기전류 $i(o^+) = 0$ 이 되고 커패시터에는 $V_c(o^+) = V_c$ 로 되는 초기 충전전압이 존재하게 되므로 인덕턴스 내부에 흐르는 전류 및 커패시터의 전압은 다음과 같이 된다.

$$i_1(t) = \frac{Ed/2 - V_c}{L} \frac{1}{\omega_r} e^{-\zeta \omega_o t} \sin(\omega_r t) \quad (6)$$

$$V_{c1}(t) = \frac{Ed}{2} - P \left(\frac{Ed}{2} - V_c \right) e^{-\zeta \omega_o t} \cos(\omega_r t - \phi) \quad (7)$$

이때 $T = \frac{2\pi}{\omega_r}$ 인 시점에서 한주기의 공진이 완료된

다. 따라서 커패시터의 전압 V_c 가 회로정수에 의해 결정되는 값으로 충전되어 다음 $T/2$ 주기 후에 스위치 S3-S4가 on 될 때 커패시터의 초기전압이 된다.

그림 2의 Mode 0에 의해 인버터가 기동된 후 다음 번 스위칭 순서에 의해 S3-S4가 구동되면서 Mode 2 동작 상태로 전환된다. 이때 다이오드 D1-D2를 흐르는 순환전류는 부하를 통해 S3-S4의 전류와 합성된다. 이와 같이 인버터의 동작이 일순환 되어 한 주기의 과도기가 지난 후에는 Mode 1 → Mode 2 → Mode 3 → Mode 4를 순환하는 정상상태로 구동된다.

3. 모드별 상태해석 및 시뮬레이션

다음 그림 3은 표 1에 따라 구성되는 각 Mode별 회로의 동작상태를 나타낸 것이다.

따라서 그림 3에서와 같이 인버터가 정상상태에 들

입하여 전체적으로 4주기 동안 일순환 하는 경우에 대한 회로동작 모드를 분석하기 위해, 스위치의 내부에 흐르는 전류 및 커패시터 전압을 각각 $i_{L1}, i_{L2}, V_{c1}, V_{c2}$ 로 하여 회로정수에 대한 Mode 별 상태 방정식을 나타내면 다음 식과 같이 된다.

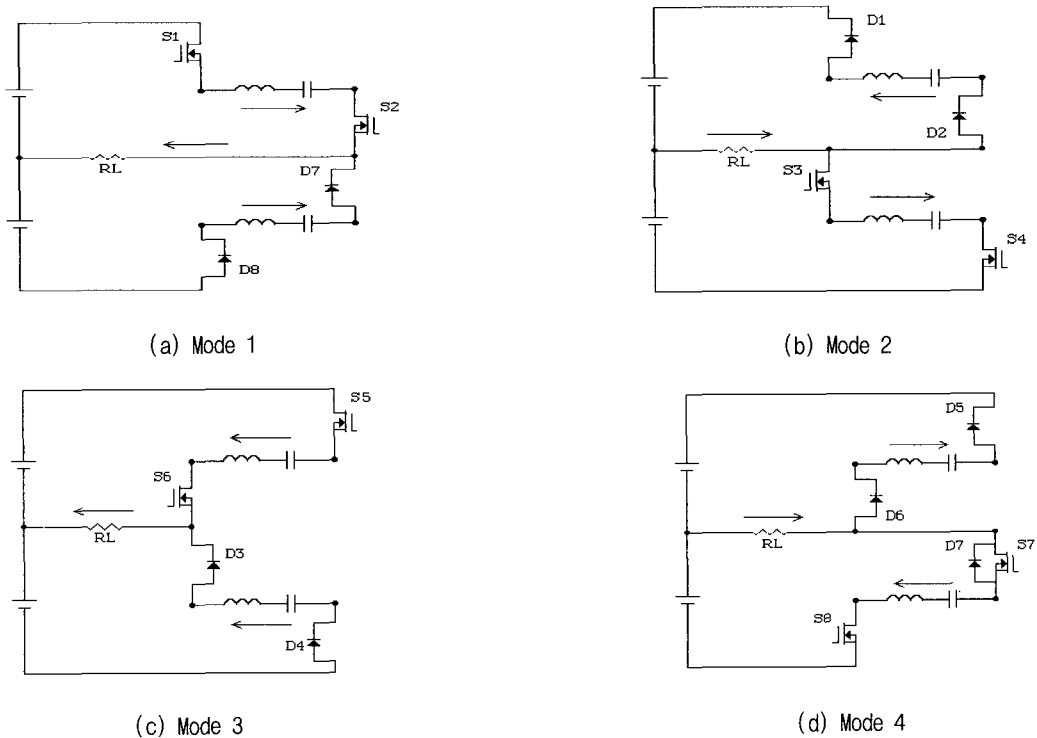


그림 3 정상상태 동작 모드
Fig. 3 Operating mode for steady state

< MODE 1 >

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ V_{c1} \\ i_{L2} \\ V_{c2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{1}{L} & \frac{R}{L} & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{R}{L} & 0 & -\frac{R}{L} & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ V_{c1} \\ i_{L2} \\ V_{c2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{Ed}{2L} \\ 0 \\ \frac{Ed}{2L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

< MODE 2 >

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ V_{c1} \\ i_{L2} \\ V_{c2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{1}{L} & -\frac{R}{L} & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{R}{L} & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ V_{c1} \\ i_{L2} \\ V_{c2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{Ed}{2L} \\ 0 \\ \frac{Ed}{2L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (9)$$

< MODE 3 >

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ V_{c1} \\ i_{L2} \\ V_{c2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{1}{L} & \frac{R}{L} & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{R}{L} & 0 & -\frac{R}{L} & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ V_{c1} \\ i_{L2} \\ V_{c2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{Ed}{2L} \\ 0 \\ -\frac{Ed}{2L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (10)$$

< MODE 4 >

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ V_{c1} \\ i_{L2} \\ V_{c2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{1}{L} & -\frac{R}{L} & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{R}{L} & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ V_{c1} \\ i_{L2} \\ V_{c2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{Ed}{2L} \\ 0 \\ -\frac{Ed}{2L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (11)$$

다음 그림 4는 이 상태 방정식을 시뮬레이션 한 결과 파형이며, 그림 1에서 인버터 상단부 스위치의 S1 - S2가 도통 되어 구성되는 기간 $0 < t < \frac{T}{2}$ 와 하단 스위치부의 S3 - S4가 도통 되어 구성되는 기간 $\frac{T}{2} < t < T$ 에서 각 스위치와 내부 다이오드 통해 한주기 동안 흐르는 전류 파형을 나타내고 있다.

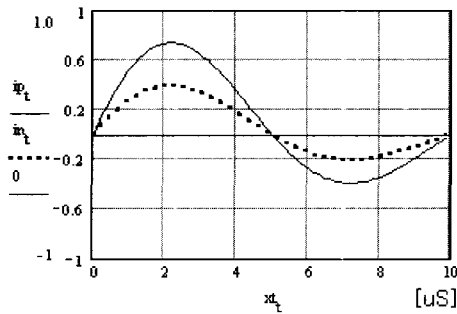
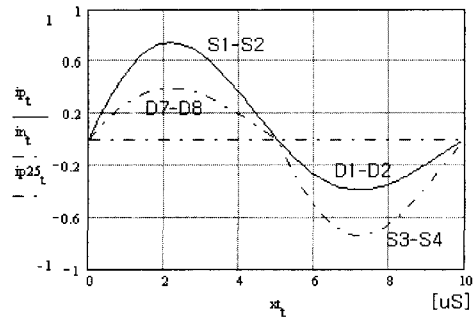


그림 4 스위치단의 전류파형
Fig. 4 waveforms of switch

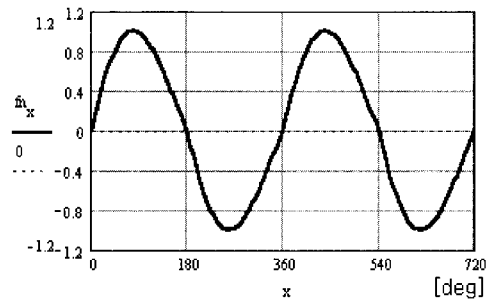
그림 5의 (a) 및 (b)에 각 스위치와 다이오드의 전류가 부하단에서 합성된 부하전류 파형을 나타내었다.

먼저 그림 (a)의 전류 파형은 인버터의 회로 동작이 일 주기를 순환하여 파도 상태를 지나 정상 상태로 된 경우를 나타내는 것으로 먼저 반주기 $0 < t < \frac{T}{2}$ 동안의 실선 부분은 스위치 S1 - S2가 도통 되어 흐르는 전류이며 점선 부분은 회로가 일순환하여 스위치 S7 - S8이 도통된 후 내부 다이오드 D7-D8을 통해 부

하로 흐르는 전류를 나타낸다. 마찬가지로 $\frac{T}{2} < t < T$ 기간 동안의 점선은 하단 스위치의 S3 - S4가 도통 되어 흐르는 전류이고 실선 부분은 스위치 S1 - S2가 도통된 후 연속적으로 내부 다이오드 D1-D2을 통해 부하로 흐르는 전류 파형이다.



(a)



(b)

그림 5 부하단 합성전류 파형
Fig. 5 Synthesized current waveforms on the load

4. 실험 및 파형분석

다음 그림 6에 나타난 실험장치는 그림 1에 제시된 회로구성에 따라 스위칭 소자를 Power-MOSFET 모듈로 대체한 회로이다. 본 연구에서는 출력 주파수 100[KHz]의 고주파 전력변환을 위해 주파수 특성이 우수한 MOSFET를 사용하였으며 사용된 소자는 SanRex FBA50BA50이며, 정격 500[V], 50[A]의 용량인 2개의 소자가 모듈화(dual power MOSFET)되어 있고 고속 스위칭 회생 다이오드가 내장되어 있다.

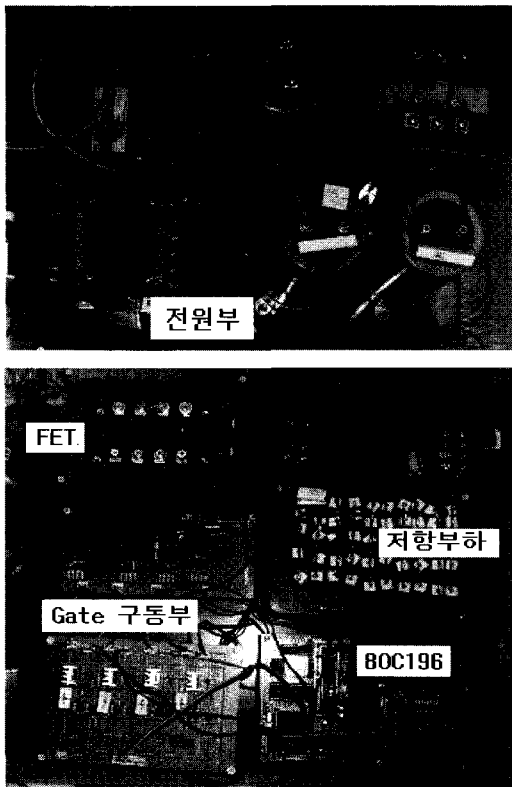


그림 6 제작된 인버터 장치 시제품
Fig. 6 Prototype of Inverter

스위칭시 Turn-on 지연시간 $t_d(on)$ 및 상승시간 t_r 이 각각 60[nS] 이며 Turn-off 지연시간 $t_d(off)$ 가 650[nS] 이고 하강시간 t_f 가 130[nS]로서 Turn-off에 걸리는 시간이 780[nS]가 되며 소자의 전체 Turn-on/off에 소요되는 시간이 약 1[μ S]가 된다. 따라서 본 회로에서 적용하는 출력 주파수인 100[KHz]의 1/2 주기가 5[μ S]이므로 충분히 적용 가능하다.

인버터 입력단 전원회로의 전압 분할용 콘덴서에

4700[μ F]를 사용하였다. 실험용 부하로서 무유도 저항 200[W] 5[Ohm]을 사용하였고 이때 회로 댐핑비 $\zeta = 0.2$ 로 설정하여 식 (4), 식 (5)로 계산하면 공진용 커패시터 및 인덕터의 값은 각각 0.125[μ F], 19.8[μ H]가 된다. 여기서 공진용 커패시터는 PP 콘덴서를 사용하고 공진용 리액터는 TDK H7C1 페라이트 코어에 1.2[mm] 에나멜 동선을 감고 LCR 메타로 측정하여 설계값에 맞도록 설정한 결과 18[Turn]이 되었다.

그림 6에서 공진용 L 및 C는 이중구조로 되어있는 저항부하 하단에 위치하고 있으며, 구동신호를 소프트웨어적으로 실현하기 위해 외부에서 5[V]전원을 통해 가변저항으로 설정된 기준전압 V_{ref} 의 아나로그 신호가 80C196 프로세서의 입력 Port P0.0 에 인가된다.

출력단 Port P1.0 ~ P1.3에서 출력되는 게이트 구동회로 신호 파형에서 그림 7의 상단에 있는 파형은 각각 P1.0 및 P1.1의 출력 신호이며 그림 8의 상단 파형은 P1.2 및 P1.3의 출력신호로서 전체적으로 4개의 신호가 순차적으로 발생되고 있다. 출력 펄스폭은 5[μ S]이며 따라서 각 Port의 출력주기는 20[μ S]가 되어 펄스의 Duty cycle은 25[%]가 된다.

본 실험에서는 그림 6에서 보는 바와 같이 제어회로와 주회로 간의 절연 및 구동회로의 간략화를 위해 마이크로 프로세서 시스템 및 TTL 74LS07 버퍼를 위한 5[V] 단일 전원과 전력 증폭을 위한 15[V] 단일 전원을 사용하여 펄스 트랜스 1차측에 구성된 4조의 구동회로에 공통적으로 공급하고 있으며 펄스 트랜스 2차측에서 독립된 8개의 출력을 발생시키고 있다.

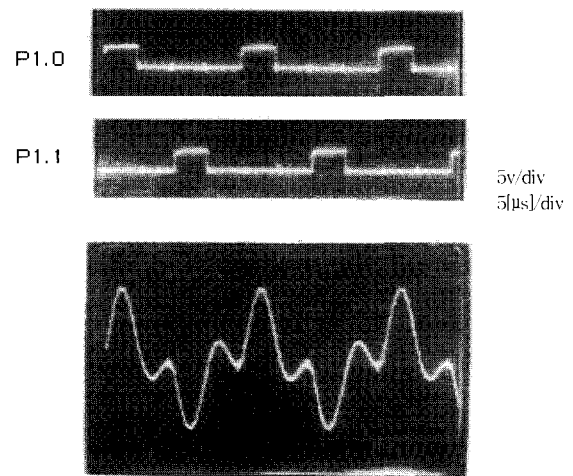


그림 7 게이트 신호 및 L_p-C_p 전류파형(2A/div, 5[μ s]/div)
Fig. 7 Gate signals and current waveforms of L_p-C_p

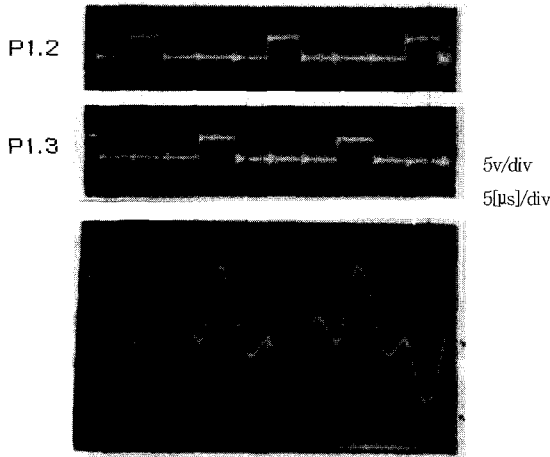


그림 8 게이트 신호 및 Ln-Cn 전류파형(2A/div, 5[μ s]/div)
Fig. 8 Gate signals and current waveforms of Ln-Cn

그림 7은 소자 S1-S2의 게이트 신호 및 S5-S6의 게이트 신호에 의해 상단부 인버터가 구동되는 경우 공진용 Lp 및 Cp를 통해 흐르는 전류 파형이며, 그림 8은 소자 S3-S4의 게이트 신호 및 S7-S8의 게이트 신호에 의해 하단부 인버터가 구동되는 경우 공진용 Ln 및 Cn을 통해 흐르는 전류 파형이다.

그림 7 및 8의 전류 파형에서 보는바와 같이 각 게이트 신호의 on구간에 동기되어 나타나는 전류파형은 MOSFET의 드레인(D)-소오스(S)간을 흐르는 전류이며 off구간에서 나타나는 전류파형은 소자내부의 다이오드를 통해 흐르는 전류가 된다. 따라서 각각의 인버터는 서로간에 1/2주기의 위상차를 가지면서 동작되고 있음을 알 수 있다.

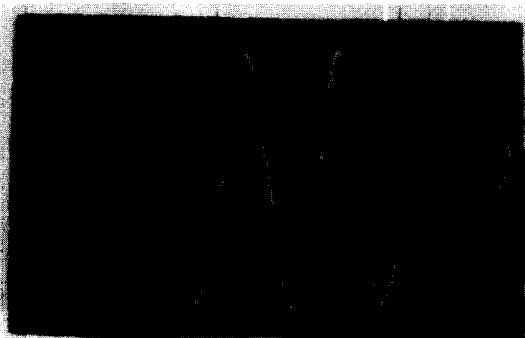


그림 9 인버터 부하단 출력전류파형 (2A/div, 5[μ s]/div)
Fig. 9 Load current waveforms of Inverter

그림 9는 게이트 신호(P0~P3)가 순차적으로 일순환하는 경우 그림 7의 Lp-Cp 및 그림 8의 Ln-Cn을 통

해 흐르는 전류가 부하단에서 합성되어 흐르고 있는 부하전류 파형으로서 정현파에 근접한 파형을 나타내고 있으며 그림 5 (b)의 시뮬레이션 결과 파형과 거의 일치하고 있음을 알 수 있다.

5. 결 론

본 연구는 이중 결합 풀 브리지 고주파 공진 인버터 회로를 연구대상으로 하여 회로의 동작원리와 특성을 이론적으로 분석하고 시뮬레이션 및 실험을 통해 비교 고찰하였다. 회로의 스위칭 손실을 최소화 하기 위해 공진 임계 주파수에 맞추어 게이트 신호를 인가하는 조건으로 하였으며, 입력전압을 조정함으로써 부하전류의 크기를 조정하였다. 본 연구를 통해 대전력 부하인 경우 소자에서 발생하는 스위칭 손실과 스트레스를 줄이기 위해 이중 브리지 결합을 통한 시분할 게이트 제어를 함으로서 소자의 휴지시간을 확보하여 열방산 시간의 여유를 가질 수 있었으며, 부하 단락시에도 안정된 동작을 수행함을 알 수 있었다.

이 회로는 소자에 가해지는 위상차를 변화시키는 경우 출력전압과 함께 주파수가 제어됨을 알 수 있다.

따라서 향후 본 연구결과를 바탕으로 하여 L, C 및 스위칭 주파수가변과 부하 변화에 따른 파라메타 변화량을 정량적으로 해석함으로써 범용성을 위한 실용적 가치를 부여할 수 있을 것으로 사료된다.

본 연구는 경일대학교 학술연구 지원사업에 의하여 수행된 과제임.

참 고 문 헌

- [1] M.Kamli, S.Yamamoto and M.labe, "A 50-150KHz Half-Bridge Inverter for Induction Heating Applications," IEEE Trans. Ind. Electron, Vol. 43, No. 1, pp. 163~171, Feb. 1996.
- [2] 鄭龍采, 韓盛軫, "배터리 구동 전자레인지용 위한 직렬 공진형 풀브릿지 인버터," 전력전자학회 논문지, 제7권, 제2호, pp. 166~167, 2002.
- [3] 金龍柱, 金基桓, 申大澈, "직렬공진 PWM인버터를 이용한 전자간접유도가열 열유체 에너지 시스템과 그 성능평가," 전력전자학회 논문지, 제7권, 제1호, pp. 50~51, 2002.
- [4] Thomas A.Lipo, " High Frequency Series-Resonant dc Link Power Conversion," IEEE TRANS on IND APP., Vol. 28, NO.6, pp.1277~1285, 1992.

- [5] PHOIVOS D.ZIOGAS, "DEAD-BAND PWM SWITCHING PATTERNS," PESC'92., Vol.1, pp.427~434, 1992.
- [6] 徐喆植, 金東熙, 盧采均, 외 3인, "ZVS-LCC형 고주파 공진 인버터의 특성해석," *전력전자학회 논문지*, 제4권, 제4호, pp.311~312, 1999.
- [7] 裴英鎬, 金東熙, "SI-Thyristor를 이용한 時分割 高周波인버터," *대한전기학회 춘계전력전자연구회*, pp. 527~530, 1988.
- [8] Thomas M.Jahns, "Discrete Pulse Modulation Strategies for High-Frequency Inverter Systems," *IEEE Trans on P.E*, Vol. 8, NO. 3, pp. 279~287, 1993.

저 자 소 개



배영호(裴英鎬)

1953년 9월 11일생. 1978년 영남대 공대 전기공학과 졸업. 1981년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1994년 경남대 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1994년~1999년 한국조명전기설비학회 대구지회 총무. 1997년 Virginia Tech 방문교수. 1996년~1999년 대한전자공학회 전력전자연구회 전문위원. 1999년 대한전기학회 전력전자연구회 간사. 1981년~현재 경일대 컴퓨터제어·전기공학부 교수.