

시분할 방식 VVVF형 고주파 공진 인버터의 특성해석

(Characteristics analysis of time sharing method VVVF type high frequency resonant inverter)

조규판* · 원재선 · 남승식 · 심광렬 · 배영호 · 김동희

(Gyu-Pan Cho · Jae-Sun Won · Seung-Sik Nam · Kwang-Yeal Sim · Young-Ho Bae · Dong-Hee Kim)

요 약

본 논문은 고주파 유도가열용 전원에 사용되는 VVVF 기능을 내장한 시분할 방식 고주파 공진 인버터 회로를 제시하였다. 제안한 인버터는 종래의 전압형 하프 브릿지 직렬 공진 인버터를 단위 인버터로 하여 이 단위 인버터 3개를 입력전원에 병렬로 접속하여 스위칭 주파수의 3배의 출력 주파수를 얻을 수 있으며, 또, 인버터 내부에 VVVF 기능을 부여하여 출력전압·주파수를 제어 할 수 있고 ZVS 기능도 가지고 있다는 특징을 가지고 있다. 회로의 해석은 정규화 파라메타를 도입하여 범용성 있게 기술하였고, 인버터 특성을 스위칭 주파수, Phase-Shift의 위상차각(φ) 변화와 제 파라메타에 따라 특성평가를 행하였다. 실험을 통해 이론해석의 타당성을 검증하였으며, 향후 유도가열 응용, DC-DC 컨버터 등의 전원 시스템에 응용 가능성을 보여주고 있다.

Abstract

This paper describes the time sharing type high frequency resonant inverter can be used as power source of induction heating. This proposed inverter can be obtained output frequency three times than switching frequency by composing three unit inverter of conventional Half-Bridge serial resonant inverter in parallel with input power source. also, this proposed inverter can not only realize the output control of independence irrespective of the switching frequency using Phase-shift but also reduce switching loss because it has ZVS function. 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 by the parameters such as switching frequency(μ), the variation of phase angle(φ) of Phase-shift. Experimental results are presented to verify theoretical discussion. This proposed inverter will be able to be practically used as a power supply in various fields as induction heating application, DC-DC converter etc.

Key Words : Time Sharing Method, VVVF Type, ZVS Function, Normalized Parameter

* 주저자 : 김천대학교 전기과 겸임교수
Tel : 053-810-2488, Fax : 053-813-8230
E-mail : kpcho21@hanmail.net
접수일자 : 2002년 2월 14일
1차심사 : 2002년 2월 26일
심사완료 : 2002년 5월 2일

1. 서 론

최근 반도체 제조기술의 비약적인 발전과 더불어

고속 스위칭이 가능한 자기 소호형 반도체 스위칭 소자(SIT, MOSFET, IGBT 등)가 각 나라마다 경쟁적으로 개발되어, 이를 이용한 수십[kHz]에서 수백 [kHz]대의 주파수를 중심으로 한 범위에서의 전력 변환과 제어에 관련한 전력용 공학 기술분야가 고주파 전력전자 기술분야로 주목받고 있다[1~3].

전력변환회로에 사용되는 스위칭 소자는 고내압·대전류이면서 저손실 고속 스위칭 특성을 필요로 하고 있다. 이러한 조건을 만족시키기 위해서는 소자 자체의 스위칭 주파수 특성이 빠른 것이 요구되지만 실용화된 반도체 스위칭 소자 중에 고내압·대전류에 유리하다고 알려진 IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)의 경우, 일반적으로 스위칭 주파수가 수십[kHz]이지만 구동회로가 간단하고 고속 스위칭이 가능한 장점과 소자의 정격이 Power-MOSFET와 같은 소자에 비해 높고, 고내압으로 저온 전압화가 용이하기 때문에 대전류화에 유리하다. 특히 종래에 온저항이 높은 Power-MOSFET를 다수 병렬로 접속하여 사용함에 따라 제품의 소형화나 고효율의 장해로 되기도 하고, 스위칭 주파수를 희생시키고 바이폴라 트랜지스터를 사용하여 불쾌한 소음을 줄일 수 있어 시분할 방식 고주파 인버터의 스위칭 소자로 사용하는 경우 경제적이고 효율적으로 고주파 출력을 공급할 수 있다[4~7].

본 논문은 전압형 하프 브리지 직렬 공진 인버터를 단위 인버터로 구성해, 이 단위 인버터 3개를 입력 전원에 병렬로 접속함으로써 각 단위 인버터 내의 공진용 커패시터 양단전압을 순시합성하여 부하에 합의 전력을 공급하고, 스위칭 주파수에 3배의 출력 주파수를 얻을 수 있는 VVVF(Variable Voltage Variable Frequency) 기능을 갖는 시분할 방식 고주파 공진 인버터 회로를 제안하고 있다. 제안회로의 출력주파수의 고주파를 위한 스위칭 소자의 구동신호 제어기법으로는 신호전송용으로 많이 사용되고 있는 TDM(Time Division Multiplexing) 방식을 응용한 시분할 방식 구동법을 사용하여 직·병렬회로 L과 C에 링크된 각 소자 그룹의 스위칭 구간을 순차적으로 제어하여 전원 단락이 일어나지 않도록 하였다[8~10]. 회로해석은 정규화 파라메타를 도입하여 범용성 있게 기술하여 특성값을 도식적으로 표현해 설계 전 단계의 기초자료로 제공하고 있다. 특성평가에 기초를 둔 설계값을 기초로 하여 제안회로에

IGBT를 스위칭 소자로 사용하여 실험을 통해 제안한 회로의 특성해석의 정당성과 고주파 전원으로서의 실용화 가능성을 확인하고 있다.

2. 시분할 방식 고주파 공진 인버터

2.1 주회로 구성 및 동작원리

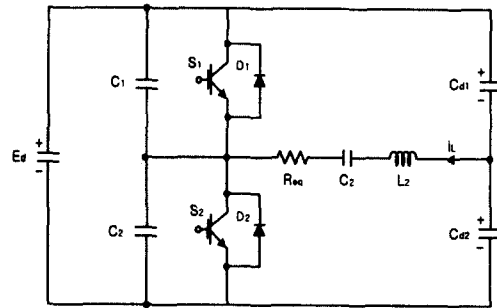


그림 1. 하프 브리지형 고주파 공진 인버터
Fig. 1. Half bridge type high frequency inverter

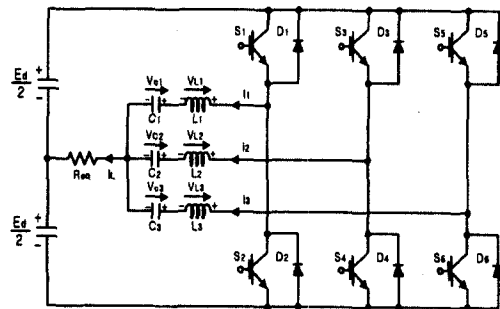


그림 2. 시분할 방식 고주파 공진 인버터
Fig. 2. Time sharing type high frequency inverter

그림 1은 종래부터 사용되고 있는 전원분할형 하프 브리지형 고주파 공진 인버터를 나타내고, 그림 2는 본 논문에서 연구대상회로로 제안한 가변전압·가변주파수(VVVF) 제어기능을 갖는 시분할 방식 고주파 공진 인버터의 회로구성을 나타내고 있다. 그림에서 알 수 있듯이, 제안 인버터는 전압형 하프 브리지 직렬 공진 인버터를 단위인버터로 하여, 직류전원에 병렬로 3조를 배치한 형태로 구성되어 있다. 종래의 하프 브리지 직렬 공진형 인버터는 VVVF 기능을 인버터 내부에 부여하는 것이 용이하지 않고, 스

위칭시 발생하는 손실을 줄이기 위하여 스위칭 소자 양단에 커패시터를 연결하여 ZVS 기법을 이용하기도 한다. 그러나, 제안하는 회로는 그림 2에서 S₁의 턴·오프 직후에 S1에 순방향전압이 인가되지 않으므로 ZVS 스위칭 동작과 같은 효과를 가지므로 스위칭 손실이 경감되는 특징을 갖는다. 또, 위상차 이동 기법에 의해 VVVF 기능을 갖고 있으며, 스위칭 주파수의 3배의 출력 주파수를 얻을 수 있을 뿐만 아니라, 공진용 커패시터(C₁~C₃) 및 공진용 리액터(L₁~L₃)가 3조의 인버터간에 링크되어 공진회로를 형성하여 부하에 고주파 전력을 공급하므로 부하측에서 보면 3개의 인버터로부터 전력을 공급하는 효과를 가지게 된다. 더욱이, 스위칭 소자 간에 부하분담이 이루어져 단위 스위칭 소자가 부담하는 전류용량이 경감되며 아울러 스위칭 동작에 따른 소자의 스위칭 손실이 줄어들게 되므로 상대적으로 소자가 공급할 수 있는 평균 전류용량이 증대되는 효과가 가질 수 있다.

그림 3은 그림 2의 인버터 회로에 있어서 도통각 60°일 때 스위칭 소자(S₁~S₆)에 인가되는 구동신호의 스위칭 패턴을 나타내고 있다. 출력전압제어는 기준상(S₁, S₃, S₅)과 제어상(S₆, S₂, S₄)을 동기한 상태에서 기준상에 대해서 제어상의 위상차각(φ)을 0~T/2까지 구동신호를 연속적으로 시프트 시켜 출력전압 제어를 실현시킬 수 있다.

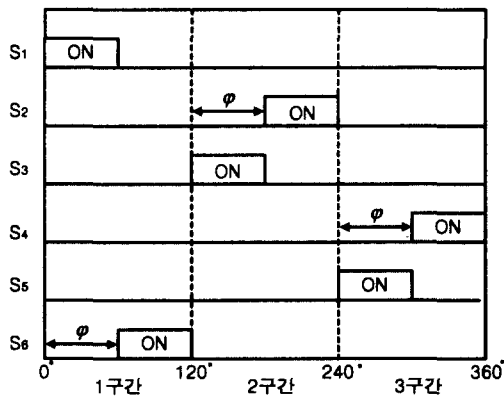


그림 3. 위상차 제어시 스위칭 패턴
Fig. 3. Switching pattern by phase shift

따라서, 출력전압제어는 스위칭 소자의 구동펄스 신호에 위상차각(φ)을 부여하고 있으므로 스위칭 주

파수는 무관하게 되어 독립적으로 고주파 출력을 연속제어 할 수 있다.

2.2 회로 해석

그림 2 회로에서 구동신호패턴에 따른 회로의 동작모드는 스위칭 소자(S₁~S₆) 및 다이오드(D₁~D₆)의 온·오프 동작과 위상차각(φ)에 따라 각 구간(1구간~3구간)에 대하여 각각 8개의 동작모드로 분류될 수 있으며 이러한 각 구간에 대한 모드천이를 동작모드로써 종합적으로 정리한 것이 그림 4이다.

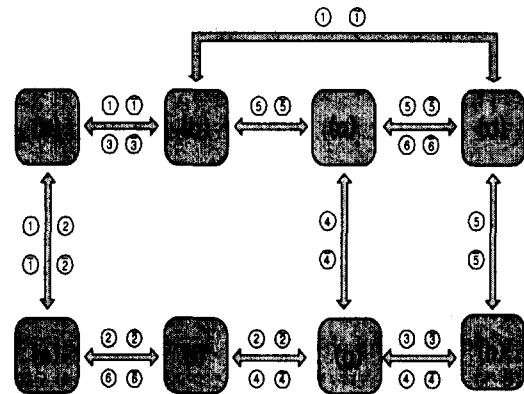


그림 4. 동작 모드
Fig. 4. Operating mode

그림 4에서 ①~⑥은 스위칭 소자가 ON되는 상태이고 ⑦~⑧은 다이오드가 ON되는 상태이다. 그림에서 알 수 있듯이, 회로의 동작에 따라 모드 a에서 모드 h까지 8개의 모드로 동작하고 있다는 것을 알 수 있다. 따라서 8개의 동작모드만 알면 상태변수의 해를 구할 수 있다.

각 모드별 회로 상태 방정식은 표 1에서 나타낸 정규화 제어변수를 도입하여 식 (2)~(9)와 같이 대표적으로 8개의 정규화 회로 상태 방정식으로 나타낼 수 있다.

$$\frac{dX^*}{dz} = A^* \cdot X^* + B^* \cdot U$$

$$Y^* = C \cdot X^* \tag{1}$$

여기서 X=[i1*(z), i2*(z), i3*(z), vc1*(z), vc2*(z), vc3*(z)]^T, U = [1 1 1 0 0 0]이고, 각 모드별 A*,

B*, C는 다음과 같다.

표 1. 정규화 파라메타
Table 1. Normalized parameter

	Reference Values	Normalized Values
Voltage	E_d	$v_c^*(z)=v_c(t)/E_d$
Current	$I_b=E_d/Z_b$	$i^*(z)=i(t)/I_b$
Time	$T_{sw}=1/f_{sw}$	$z=t/T_{sw}$
Frequency	$f_r=1/2\pi\sqrt{L_bC_b}$	$\mu=f_{sw}/f_r$
Impedance	$Z_b=2\sqrt{L_b/C_b}$	$\lambda=R_l/Z_b$
Power	$P_b=E_d \cdot I_b$	$P^*(z)=P(t)/P_b$
<Remarks> f_{sw} : Operating Frequency of Inverter T_{sw} : Operating Period of Inverter $L_b=L_1=L_2=L_3, C_b=C_1=C_2=C_3$ $K=-(4\pi \lambda/\mu), L=-(4\pi)/\mu, N=(2\pi/\mu)$ $M=(\pi/\mu), P=-(2\pi/\mu)$		

Mode a

$$A^* = \begin{bmatrix} K & K & K & L & 0 & 0 \\ K & K & K & 0 & L & 0 \\ K & K & K & 0 & 0 & L \\ M & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & M & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B^* = [NPN000]^T$$

$$C = [111000]$$

Mode b

$$A^* = \text{Mode a의 } A^* \text{와 동일함}$$

$$B^* = [NPP000]^T$$

$$C = [111000]$$

Mode c

$$A^* = \text{Mode a의 } A^* \text{와 동일함}$$

$$B^* = [NNN000]^T$$

$$C = [111000]$$

Mode d

$$A^* = \text{Mode a의 } A^* \text{와 동일함}$$

$$B^* = [PPN000]^T$$

$$C = [111000]$$

Mode e

$$A^* = \text{Mode a의 } A^* \text{와 동일함}$$

$$B^* = [PPP000]^T$$

$$C = [111000]$$

Mode f

$$A^* = \text{Mode a의 } A^* \text{와 동일함}$$

$$B^* = [PNP000]^T$$

$$C = [111000]$$

Mode g

$$A^* = \text{Mode a의 } A^* \text{와 동일함}$$

$$B^* = [PNN000]^T$$

$$C = [111000]$$

Mode h

$$A^* = \text{Mode a의 } A^* \text{와 동일함}$$

$$B^* = [PPN000]^T$$

$$C = [111000]$$

그림 5는 각각의 모드(Mode a - Mode h)의 판정을 통해서 이론파형과 특성평가를 산출하기 위한 순차해석의 플로차트를 나타내고 있다.

상태변수의 해를 구하기 위하여 Runge-Kutta법을 이용하였고, 회로운전의 정상상태판정은 전체상태변수의 초기치와 최종치의 절대값의 차가 각각 지정한 범위(10⁻⁴) 안으로 들면 정상상태로 인정하였다.

3. 제안된 인버터의 특성평가

그림 6(a)은 위상각(φ)을 0°로 고정하고 (λ, μ)를 변화하였을 경우, 그림 6(b)은 $\lambda=0.1$ 로 고정하고 (μ, φ)를 변화하였을 경우 스위치 전류(i_{sw}^*)에 대한 부하 전류(i_L^*)의 전류이득특성율(Current Gain)을 나타내고 있다. 그림 6(b)의 특성도에서 알 수 있듯이, μ 가 1.0이고 $\varphi=60^\circ$ 에서 전류이득이 최대로 나타나고 $\varphi=60^\circ$ 를 벗어나면 전류이득이 감소하고 있음을 알 수 있다.

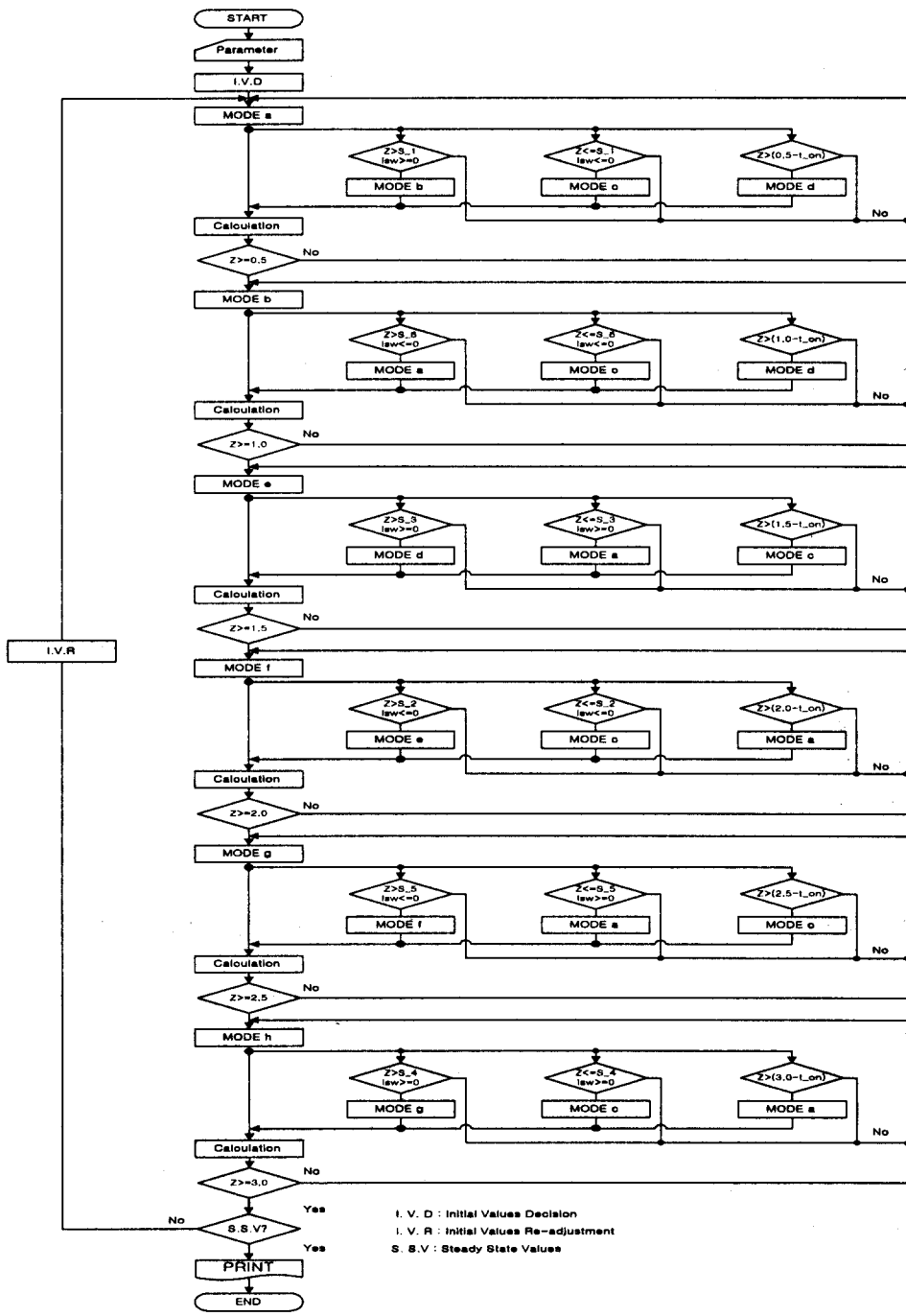


그림 5. 회로해석 플로차트
 Fig. 5. Flow chart for circuit analysis

또, 임의의 φ 에 대하여 μ 가 1.0부근에서 최대 전류 이득 특성을 나타내고 μ 가 공진점인 1.0을 벗어나는 부분에서는 전류이득이 감소하고 있음을 알 수 있다.

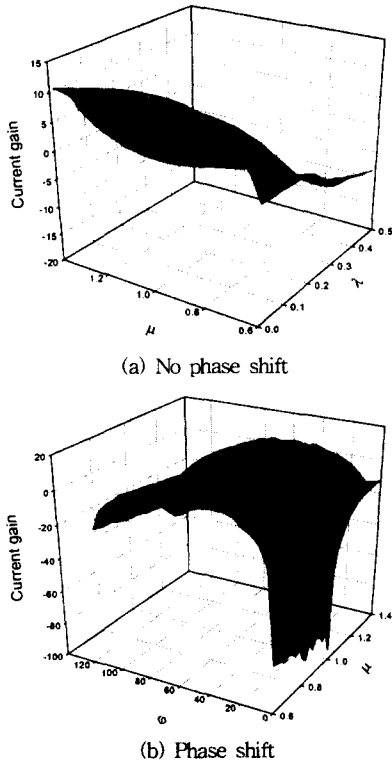


그림 6. 전류 이득 특성
Fig. 6. Characteristics of current gain

그림 7은 $\lambda=0.1$ 로 고정하고, (μ, φ) 의 변화에 따른 출력전력특성(P_{max}^*)을 나타내고 있다. 위상각이 $\varphi=0^\circ$ 에서 출력이 영이 되고, $\varphi=60^\circ$ 에서 출력이 최대로 되고 $\varphi=120^\circ$ 에서는 다시 출력이 영이 되는 것을 알 수 있다. 또한 $\mu=1.0$ 부근에서 출력전력이 최대가 되고 $\mu=1.0$ 을 벗어나에 따라 출력전력이 감소하고 있음을 알 수 있다. 유도 가열 부하계에 적용할 경우 위상각(φ)과 구동신호의 주파수를 가변함으로써 출력전력의 제어를 실현시킬 수 있으며, 부하상태의 변화에 대응한 구동 주파수 즉 출력 주파수 추종 제어에 의해 최대 전력을 얻을 수 있다.

그림 8은 (μ, φ) 의 변화에 따른 공진용 커패시터의 최대전압특성($V_c^*_{max}$)을 나타내고 있다. 그림에서 알 수 있듯이, $\mu \approx 1.0$, $\varphi \approx 60^\circ$ 에서 $V_c^*_{max}$ 가 최소가

됨을 알 수 있다. 공진용 커패시터의 최대전압은 시분할방식 고주파 공진 인버터의 스위치(i_{sw}^*)의 전류를 적분한 값으로 주어지며, 이러한 특성치는 설계시 공진용 커패시터의 내압을 결정하는데 중요한 자료로 사용된다.

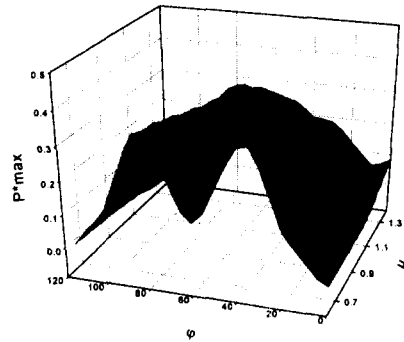


그림 7. 출력전력특성
Fig. 7. Characteristics of output power

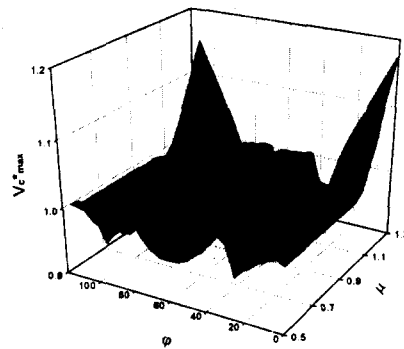


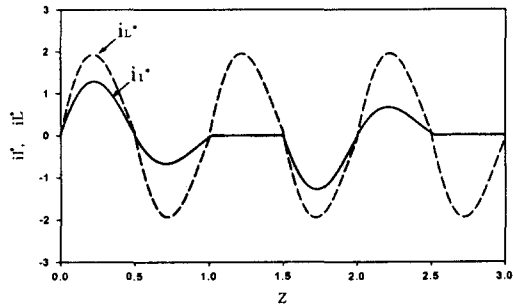
그림 8. 공진용 커패시터의 최대전압특성
Fig. 8. Characteristics of peak resonant capacitor voltage

4. 실험 및 고찰

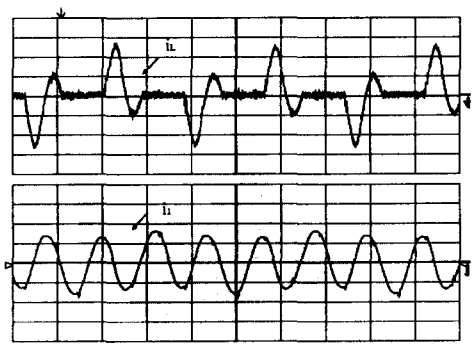
제안한 인버터의 회로 특성해석에서 얻은 결과를 기초로 한 회로 설계법에 의해서 설계된 회로정수에 스위칭 소자로 IGBT를 사용하여 실험을 행하였다. 실험에 사용된 실험정수는 IGBT(GA100TS120U)를 스위칭소자로 사용하고, $E_d=50[V]$, $C_1=C_2=C_3=0.99[\mu F]$, $L_1=L_2=L_3=90[\mu H]$ 로하여 회로를 구성하였다.

그림 9, 10, 11(a)은 $\varphi=60^\circ$, $\lambda=0.1$, $\mu=1.0$ 으로 고정시키고 수치해석을 통해 시뮬레이션을 하였을

경우, 스위치 전류(i_1^* , i_2^* , i_3^*), 부하 전류(i_L^*), 그리고 커패시터 양단전압(V_{c1}^* , V_{c2}^* , V_{c3}^*)의 이론파형을 나타내고 있고, 그림 9, 10, 11(b)은 이론해석의 정당성을 입증하기 위하여 실험을 통해서 얻어진 스위치 전류(i_1 , i_2 , i_3)와 부하전류(i_L), 그리고 커패시터 양단 전압(V_{c1} , V_{c2} , V_{c3})의 실측파형을 나타내고 있다.



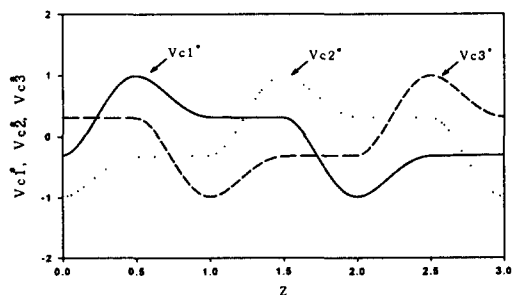
(a) 이론 파형



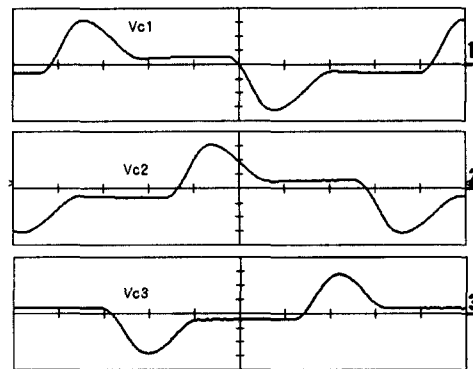
Current : 2[A]/div, Time : 6[μs]/div

(b) 실측 파형

그림 9. 스위치 전류와 부하 전류 파형
Fig. 9. Waveforms of switch and load current



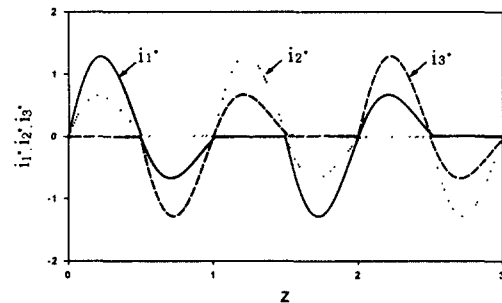
(a) 이론 파형



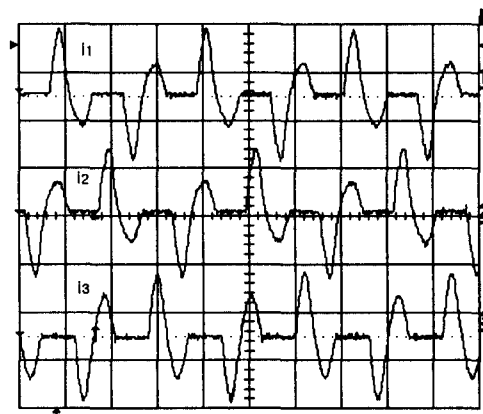
Voltage : 20[V]/div, Time : 6[μs]/div

(b) 실측 파형

그림 10. 커패시터 양단전압 파형
Fig. 10. Waveforms of voltage across capacitor



(a) 이론 파형



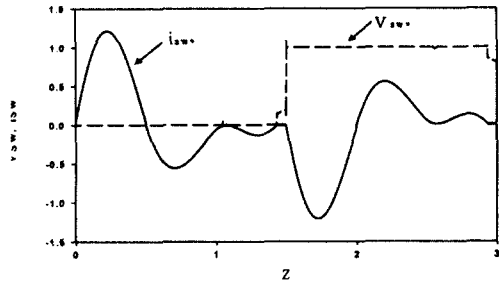
Current : 15[A]/div, Time : 6[μs]/div

(b) 실측 파형

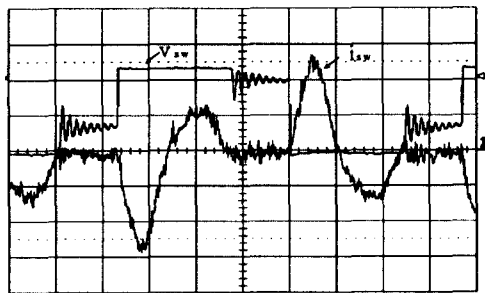
그림 11. 스위치 전류파형
Fig. 11. Waveforms of switch current

이론파형과 실측파형에서 알 수 있듯이, 부하전류

는 약간의 불평형이 발생하지만은 스위치 전류의 합
의 형태로 나타나고 정현적으로 진동하고 있음을 알
수 있다. 이러한 현상은 제안 인버터의 공진회로 L과
C가 독립적으로 분리되어 동작하기 때문에 회로정수
의 오차로 인한 것이라고 사료된다. 또한, 커패시터
의 양단전압은 스위칭 동작에 따라 각각의 커패시터
는 1/3의 주기의 위상차를 가지고 충·방전이 이루어
지는 것을 알 수 있다. 이러한 것은 각 인버터 회로
에 부하 공급전력을 각각 1/3씩 분담하고 있다는 것
을 의미하는 것으로 이는 단위 인버터 3개가 독립적
으로 병렬운전되는 효과를 가진다. 이론 파형과 실측
파형의 결과가 거의 일치함을 볼 수 있고 이론파형
과 실측파형의 오차는 스위칭 소자의 손실 및 배선
손실 등의 요인에 의한 것으로 사료된다.



(a) 이론파형



Voltage : 20[V]/div, Current : 5[A]/div, Time : 6[μs]/div

(b) 실측파형

그림 12. 스위치 전류와 전압 파형

Fig. 12. Waveforms of switch current and voltage

그림 12(a)는 $\phi=60^\circ$, $\lambda=0.1$, $\mu=1.0$ 으로 고정시
키고 수치해석을 통해 시뮬레이션을 하였을 경우 스
위치 전류(i_{sw}^*)와 스위치 양단전압(V_{sw}^*)의 이론
파형을 나타내고 있으며, 그림 12(b)는 실험을 통해

서 얻어진 스위치 전류(i_{sw})와 스위치 양단전압
(V_{sw})의 실측 파형을 나타내고 있다. 그림에서 알
수 있듯이, 부가적인 ZVS용 커패시터를 사용하지 않
고도 스위치 양단전압이 영인 상태에서 스위치 전류
가 턴·온, 턴·오프 하므로 ZVS용 커패시터를 사용
하지 않고도 ZVS 기능을 갖는 인버터로 동작한다는
것을 알 수 있다.

5. 결 론

본 논문은 고주파 인버터 내부에 출력 전력과 출
력 주파수를 독립적으로 제어할 수 있는 한 방식으
로서 구동신호에 위상차각(ϕ)을 부여함과 동시에 스
위칭 주파수의 3배의 출력 주파수를 가지고, ZVS 기
능도 있어 스위칭 손실도 저감할 수 있는 시분할 방
식 VVVF형 고주파 공진 인버터를 연구 대상으로로
하여 그 동작 특성을 도식적으로 명확하게 표현하였
다.

연구를 통해 얻은 결과를 요약하면 다음과 같다.

1. 출력전류는 3조의 하프 브리지 내부의 L, C 링
크 회로로부터 분할 공진되어 부하에 합성으로 나
타나고, 공진의 반주기마다 3개의 소자가 직 렬로 형
성되므로 각 소자의 순방향 전압은 전원 전압의 1/3
로 억제되고 역방향 전압도 역병렬 다이오드의 전압
강하분으로 제한된다.

2. 시분할 동작을 하고 있으므로 출력주파수는 스
위칭 주파수의 3배가 되며, 소자의 휴지기간이 충
분히 확보되어 소자의 열적 스트레스로 인한 평
균전류감소율이 작아지므로 소자효율이 증가하고 소자의
전류부담을 경감시킴으로서 부하용량을 증대할 수
있는 이점이 있다.

3. 인버터 내부에 VVVF 기능이 내장되어 있어
출력 전압·출력주파수를 제어할 수 있고, 스위칭 소
자의 턴·오프 직후에 스위칭 소자에 순방향전압이
인가되지 않으므로 ZVS 스위칭 동작과 같은 효
과를 가지므로 스위칭 손실이 경감되는 특징을 갖는다.

향후, 현재 스위칭 소자로 널리 사용되고 있는
Power-Tr, Power-MOSFET, IGBT 등과 같은 자기
소호형 소자에 시분할 구동기법을 사용하여 부하 회
로의 출력주파수를 증가시킬 수 있어, 단위소자의 구
동 스위칭 주파수 보다 높은 범위로 부하에 고주파
전력을 공급할 수 있음을 확인하였다. 향후 제안한

인버터는 유도기열 응용을 비롯하여 고주파 발전을 이용한 DC-DC 컨버터 및 중·대용량의 전력변환 장치에 그 응용이 기대되는 바이다.

References

[1] Mustansir H. K, "Coaxially Wound Transformer for High-Power High-Frequency Applications," IEEE TRANS on PE, Vol. 7, pp. 54~62, JANUARY, 1992.
 [2] Bimal K. Bose, "Evaluation of Modern Power Semiconductor Devices and Future Trends of Converters," IEEE TRANS on IND APP, Vol. 28, pp. 403~413, APRIL, 1992.
 [3] Thomas A. Lipo, "High Frequency Series Resonant dc Link Power Conversion," IEEE TRANS on IND APP, Vol. 28, No. 6, pp. 1277~1285, Nov/Dec, 1992.
 [4] Rudy Severts, "MOSPOWER Applications Handbook," Siliconix, pp. 139~142, 1984.
 [5] Alan H. Weinberg, "A New Zero Voltage and Zero Current Power-Switching Technique," IEEE TRANS on PE, Vol. 7, NO. 4, pp. 655~665, Oct, 1992.
 [6] Richard Redl, "A Novel Soft-Switching Full-Bridge DC/DC Converter: Experimental Results at 1.5kW, 100kHz," IEEE TRANS on PE, Vol. 6, NO. 3, pp. 408~418, JULY, 1991.
 [7] Romeo Letor, "Static and Dynamic Behavior of Paralleled IGBT,s," IEEE TRANS on IND APP, Vol. 28, NO. 2, pp. 395~402, MAR/APR, 1992.
 [8] LOUISE. E. FRENZEL, "Communication electronics," McCRAW-HILL, pp. 172~185, 1989.
 [9] 조규판, 노재균, 서철식, 배영호, 윤석호, "시분할방식 고주파 공진 인버터의 특성해석," 2000년도 대한전기학회 전력전자연구회 춘계학술대회 논문집, pp. III-A-43~III-A-47, 4, 2000.
 [10] 조규판, 원재선, 서철식, 배영호, 김동희, 노재균, "Half-Bridge 직렬 공진형 인버터를 단위인버터로 한 시분할방식 고주파 인버터의 특성해석에 관한 연구," 한국조명·전기설비학회 논문지, Vol. 15, No. 1, pp. 90~97, 1, 2001.

남 승 식(南承植)

1964년 11월 20일생. 1990년 경일대 공대 전기공학과 졸업. 1992년 영남대 공대 전기공학과 졸업(석사). 1992년 2월~1994년 6월 (주)포스콘 근무. 1997년 영남대 공대 전기공학과 졸업(박사). 현재 경일대학교 전기공학과 초빙교수.

심 광 렬(沈光烈)

1961년 5월 27일생. 1983년 경남대 공대 전기공학과 졸업. 1985년 영남대 공대 전기공학과 졸업(석사). 1990년 (주)현대중공업 중전기연구소 선임연구원. 현재 울산과학기술대학 전기과 조교수.

배 영 호(裵英鎬)

1953년 9월 11일생. 1978년 영남대 공대 전기공학과 졸업. 1981년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1994년 경남대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1994년~1999년 한국조명전기설비학회 대구지회 총무. 1997년 버지니아 주립대학 방문교수. 1996년~1999년 대한전기학회 전력전자연구회 전문위원. 1999년 대한전기학회 전력전자연구회 간사. 1981년~현재 경일대학교 공대 전기공학과 교수.

김 동 희(金東熙)

1950년 11월 20일생. 1973년 영남대 공대 전기공학과 졸업. 1975년 영남대 공대 전기공학과 졸업(석사). 1987년 Kobe대학 졸업(박사). 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.

◇ 저자소개 ◇

조 규 판(曹圭判)

1956년 12월 15일생. 1984년 영남대 공대 전기공학과 졸업. 1998년 영남대 공대 전기공학과 졸업(석사). 2002년 영남대 공대 전기공학과 졸업(박사). 현재 김천대학 전기과 겸임교수.

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.