

Half-Bridge 직렬 공진형 인버터를 단위인버터로 한 시분할방식 고주파 인버터의 특성해석에 관한 연구

(A Study on Characteristics Analysis of Time Sharing Type High Frequency Inverter
Consisting of Three Unit Half-Bridge Serial Resonant Inverter)

조규판* · 원재선** · 서철식*** · 배영호* · 김동희** · 노채균**

(Gyu-Pan Cho · Jae-Sun Won · Cheol-Sik Seo · Young-Ho Bae
· Dong-Hee Kim · Chae-Gyun Ro)

요 약

본 논문은 고주파 유도가열용 전원에 사용되는 Half-Bridge 직렬 공진형 인버터를 단위인버터로 한 고주파 인버터 회로를 제시하였다.

제안한 인버터의 구동신호 제어기법으로는 아날로그와 디지털 통신에서 신호전송용으로 널리 사용되는 TDM(Time Division Multiplexing) 방식을 응용한 시분할 구동법을 사용하였다.

회로의 해석은 정규화 파라메타를 도입하여 범용성 있게 기술하였고, 인버터 특성은 스위칭 주파수와 제 파라메타에 따라 특성평가를 행하였다.

또한, 이론해석에서 얻은 특성값을 기초로 한 회로 설계 기법의 일 예도 제시하였다.

범용 시뮬레이션 툴인 Pspice를 통해 이론해석의 타당성을 검증하였으며, 향후 유도가열 응용, DC-DC 컨버터 등의 전원 시스템에 응용 가능성을 보여주고 있다.

Abstract

A high frequency resonant inverter consisting of three unit Half-Bridge serial resonant inverter used as power source of induction heating at high frequency is presented in this paper. As a output power control strategy, sequential time-sharing gate control method is applied. This method is TDM(Time Division Multiplexing), which is broadly used with digital and analog signals transmission in communication system. The analysis of the proposed circuit is generally described by using the normalized parameters. Also, the principle of basic operating and the its characteristics are estimated by the parameters such as switching frequency, load resistance

Also, according to the calculated characteristics value, a method of the circuit design and operating characteristics of the inverter is proposed. This paper proves the validity of theoretical analysis through the Pspice. This proposed inverter show that it can be practically used in future as power source system for induction heating application, DC-DC converter etc.

Key Words : Half-Bridge, Time sharing type, Normalized parameter, Circuit design

* 정회원 : 영남대 전기공학과 박사과정수료
** 정회원 : 영남대 전기공학과 박사과정
*** 정회원 : 구미1대학 전자과 겸임교수

※ 정회원 : 경일대 전기공학과 교수
※※ 정회원 : 영남대 전자·정보공학부 교수
접수일자 : 2000년 12월 5일

1. 서 론

최근, 전력변환장치의 고주파화 경향에 따라 고속 전력용 반도체 스위칭 소자를 사용하여 부하에 적합한 전력변환장치의 고주파화를 실현하기 위한 연구가 활발히 진행되고 있다[1][2][3].

스위칭 전원장치인 무정전 전원장치는 스위칭 주파수를 높게 하여 장치의 소형·경량화에 부담을 주는 변압기의 소형화를 위해서 회로 내에 고주파 공진을 이용한 고주파 링크방식이 많이 이용되고 있다. 한편, 스위칭 소자를 고속 구동할 때 스위칭 주파수에 비례하여 발생하는 스위칭 손실과 이에 따른 소자의 발열에 의한 구동용량 감소 등이 고속화에 문제점으로 지적되고 있다[4].

이러한 문제점을 해결하기 위해서 회로의 공진현상을 이용한 ZVS/ZCS 방식을 도입하여 스위칭 소자의 스위칭 손실을 경감시키기도 하지만 이러한 방식은 공진시에 공급전압의 수배에 달하는 공진용 콘덴서의 과도한 전압상승으로 인해 스위칭소자나 부하전류의 부담이 크므로 고내압·대전류 소자를 사용해야 하는 것이 문제점으로 지적되고 있다[5][6]. 또한, 스위칭 소자의 직·병렬 접속을 사용하여 스위칭 소자의 내압 및 전류용량을 분담시키는 방법을 이용하지만 이러한 방식은 소자간 전력의 불평형을 보완하기 위한 고려가 필요하다[7].

따라서, 본 연구에서는 자기 소호형 소자로서 비교적 주파수 특성이 우수한 IGBT를 사용하여 구성된 Half-Bridge 직렬공진형 인버터 회로를 기본으로 하고 구동신호 제어기법으로는 통신회로에서 신호전송용으로 많이 사용되고 있는 TDM(Time Division Multiplexing)방식을 응용한 시분할 구동법을 사용한 시분할 방식의 인버터를 제안하고 있다[8].

회로의 해석은 정규화 파라미터를 도입하여 범용성 있게 기술하였고, 운전특성은 스위칭 주파수와 부하저항의 변화 및 제 파라미터에 따라 특성평가를 하였다. 이론해석에서 얻은 특성평가를 기초로 한 회로설계법의 일례도 제시하고 있으며, 이론해석의 정당성을 입증하기 위해 범용 시뮬레이션 툴인 Pspice를 사용하여 본 특성해석의 정당성을 검토하였다.

2.1 주회로 구성 및 동작원리

그림 1은 본 논문에서 연구대상회로로 선정한 전압형 Half-Bridge 직렬공진형 인버터를 단위인버터로 하여 직류전원에 병렬로 3개를 배치한 형태로 구성된 시분할방식 고주파 인버터의 회로 구성을 나타내고 있다.

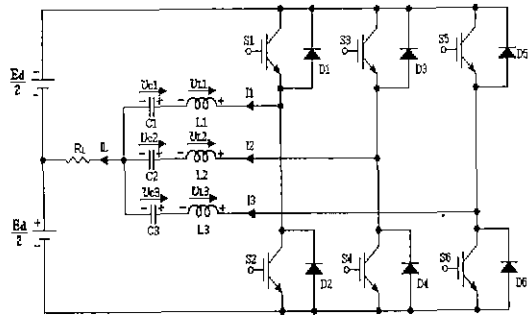


그림 1. 시분할방식 고주파 인버터
Fig. 1. Time sharing type high frequency inverter

회로구성에서 알 수 있듯이, 상단부에는 정(+)의 전류를 공급하는 Positive 스위치군(S_1, S_2, S_3)과 하단부에는 부(-)의 전류를 공급하는 Negative 스위치군(S_2, S_4, S_6)의 조합으로 구성되어 있다. 3조의 상단 및 하단 스위치군으로 구성된 제안회로는 주회로 소자 그룹 간에 게이트신호를 순차적으로 인가하여 각 소자간의 독립된 출력을 합성하여 고주파 전력을 부하(R_L)에 공급하도록 구성되어 있다.

제안회로의 특징을 살펴보면 공진용 콘덴서($C_1 \sim C_3$) 및 공진용 리액터($L_1 \sim L_3$)가 3조의 인버터 간에 링크되어 공진회로를 형성하여 부하에 전력을 공급하므로 부하측에서 보면 3개의 인버터로부터 전력을 공급하는 효과를 가지게 된다. 따라서, 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 평균전류용량이 증대되는 효과를 가질 수 있다.

그림 1 회로의 기본적인 동작상태는 3개의 출력이 부하단에서 합성되므로 부하회로에 나타나는 출력주파수(f)는 소자의 스위칭 주파수(f_{sw})의 3배가 된다.

그림 2는 그림 1의 인버터 회로에서 고주파 출력 전력을 제어하기 위한 방법으로 스위칭 소자($S_1 \sim S_6$)

2. Half-Bridge 직렬공진형 인버터를 단위 인버터로 한 시분할방식 고주파 인버터

에 인가되는 구동신호의 스위칭 패턴과 이에 따른 각 소자에 나타나는 정상적인 전압 및 전류파형을 나타내고 있다. 그림에서 알 수 있듯이 제안회로의 동작은 스위칭 주기의 1/3씩 위상차를 설정한 전압형 Half-Bridge 직렬형 인버터 회로구성의 동작을 합성한 것으로 나타난다. 스위칭 주기를 360°로 고려하고 편의상 시간축을 θ 라고 설정한다면, $\theta=0^\circ$ 는 S_1 이 온, $\theta=120^\circ$ 는 S_3 가 온, $\theta=240^\circ$ 에서는 S_5 가 온된다. 즉, $0^\circ \leq \theta < 120^\circ$ 을 기간 I, $120^\circ \leq \theta < 240^\circ$ 를 기간 II, $240^\circ \leq \theta < 360^\circ$ 을 기간 III이라고 말할 수 있다. $\theta=0^\circ$ 에서 S_1 이 온 되면 $L_1-C_1-R_L$ 의 공진링크로 전원전압 $E_d/2$ 가 인가되고, 공진전류 I_1 이 정방향으로 흐른다. 그다음에 C_1 의 충전전압에 의해서 I_1 은 정방향에서 부방향으로 변하여 D_1 을 통해서 흐른다. 또한, $\theta=60^\circ$ 에서 S_3 이 온되면 $L_3-C_3-R_L$ 의 공진링크로 전원전압 $-E_d/2$ 가 인가되고, 공진전류 I_3 가 부방향으로 흐른다. 이러한 시점에서 I_1 은 부방향으로 반전되고 I_1 과 I_3 의 합의 전류가 부하로 흐른다. 그 다음 I_3 도 C_3 의 충전전압에 의해서 I_3 도 반전된다. 이상은 기간 I에 있어서 제안회로의 동작이고 기간 II에 있어서 S_3 와 S_2 가 기간 I에 있어서 S_1 와 S_6 과 같이 동작하고 또한, 기간 III에 있어서도 S_5 와 S_4 가 기간 I에 있어서의 S_1 와 S_6 과 같이 동작한다.

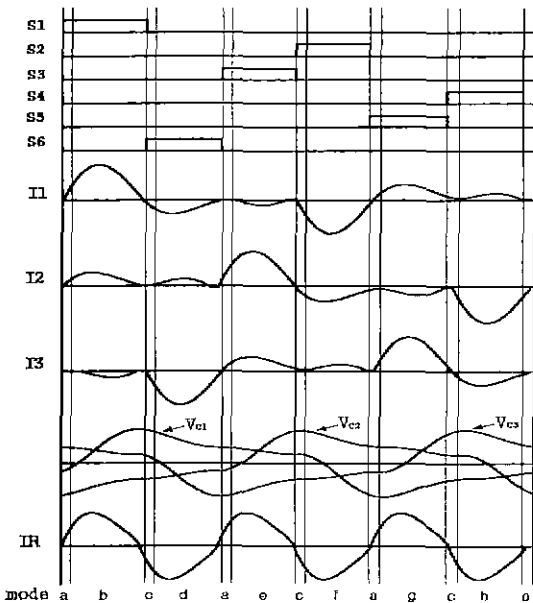


그림 2. 스위칭 패턴
Fig. 2. Switching Pattern

2.2 회로해석

구동신호패턴에 따른 제안회로의 동작모드는 그림 1 회로에서 스위치($S_1 \sim S_6$) 및 다이오드($D_1 \sim D_6$)의 온·오프 동작에 따라서 회로 동작 원리상 8개의 동작모드로 표현할 수 있다.

표 1. 정규화 파라미터
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	$f_r = 1/2\pi\sqrt{L_b C_b}$	$\mu = f_{sw}/f_r$
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
 $L_b = L_1 = L_2 = L_3, C_b = C_1 = C_2 = C_3$

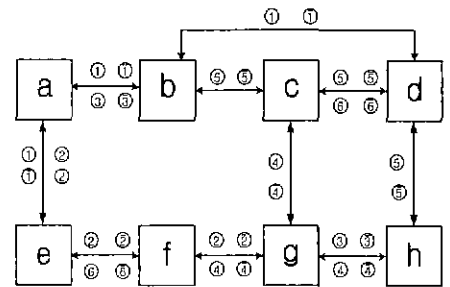


그림 3. 동작 모드
Fig. 3. Operating mode

각 모드별 회로 상태 방정식은 표 1에서 나타난 정규화 제어변수를 도입하여 식 (2)~(9)와 같이 대표적으로 8개의 정규화 회로 상태 방정식으로 나타낼 수 있다. 또한, 각각의 모드천이는 그림 3과 같다. 그림 3에서 ①~⑥은 스위치 소자가 ON되는 상태이고 ①~⑥은 다이오드가 ON되는 상태이다.

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

$$Y^* = C^* \cdot X^* \quad (1)$$

여기서 $X=[I_1^*(z), I_2^*(z), I_3^*(z), v_{c1}^*(z), v_{c2}^*(z), v_{c3}^*(z)]^T$, $U = [1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0]$ 이고, 각 모드별 A^* , B^* , C 는 다음과 같다.

$$K = -\frac{4\pi\lambda}{\mu}, \quad L = -\frac{4\pi}{\mu}$$

$$N = \frac{2\pi}{\mu}, \quad M = \frac{\pi}{\mu}, \quad P = -\frac{2\pi}{\mu}$$

Mode a

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

$$B^* = [N \ P \ N \ 0 \ 0 \ 0]^T$$

$$C = [1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0]^T \quad (2)$$

Mode b

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

$$B^* = [N \ P \ P \ 0 \ 0 \ 0]^T$$

$$C = [1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0]^T \quad (3)$$

Mode c

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

$$B^* = [N \ N \ N \ 0 \ 0 \ 0]^T$$

$$C = [1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0]^T \quad (4)$$

Mode d

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

$$B^* = [P \ P \ N \ 0 \ 0 \ 0]^T$$

$$C = [1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0]^T \quad (5)$$

Mode e

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

$$B^* = [P \ P \ P \ 0 \ 0 \ 0]^T$$

$$C = [1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0]^T \quad (6)$$

Mode f

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

$$B^* = [P \ N \ P \ 0 \ 0 \ 0]^T$$

$$C = [1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0]^T \quad (7)$$

Mode g

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

$$B^* = [P \ N \ N \ 0 \ 0 \ 0]^T$$

$$C = [1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0]^T \quad (8)$$

Mode h

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

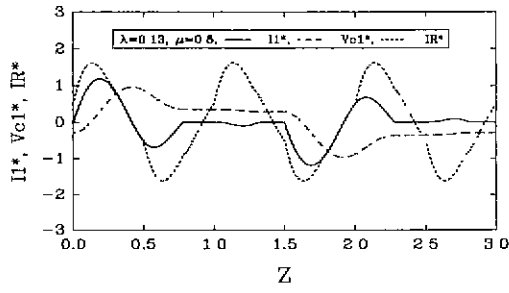
$$B^* = [P \ P \ N \ 0 \ 0 \ 0]^T$$

$$C = [1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0]^T \quad (9)$$

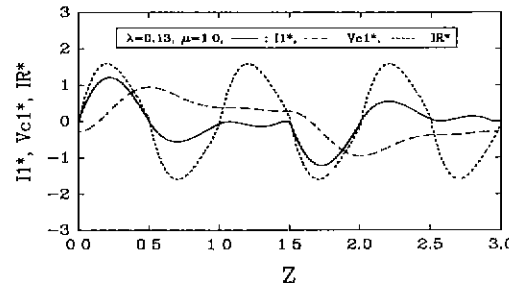
각각의 모드(Mode a - Mode h)의 상태변수의 해를 구하기 위하여 Runge-Kutta법을 이용하였고, 회로운전의 정상상태판정은 전체상태변수의 초기치와 최종치의 절대값의 차가 각각 지정한 범위(10^{-4}) 안으로 들면 정상상태로 인정하였다.

그림 4(a)(b) 및 (c)는 λ 를 0.1로 고정하고 μ (0.6, 1.0, 1.4)를 파라미터로 하였을 경우 인버터의 각 부분에 나타나는 정상운전상태 시의 이론파형을 나타내고 있다. 그림에서 알 수 있듯이, μ 가 변화하여도 부하전류(I_R^*)는 스위치에 흐르는 전류(I_{sw}^*)보다 크게 나타나고 있으며, 출력파형도 정현파상으로 나타나고 있음을 알 수 있다. 그림 5(a)(b) 및 (c)는 이론 해석의 정당성을 검증하기 위해서 범용 시뮬레이션 툴인 Pspice를 사용한 시뮬레이션 파형을 보여주고 있다.

이론파형과 Pspice 파형의 결과가 거의 일치함을 볼 수 있다. 이론 파형과 실측파형의 오차는 스위칭 소자의 손실 및 배선 손실 등에 의한 것이라 사료된다. 그림 6(a)(b) 및 (c)는 스위치전압(V_{swi}^* , V_{sw3}^* , V_{sw5}^*)과 부하전류(I_R^*)의 파형을 나타내고 있다.



(a)



(b)

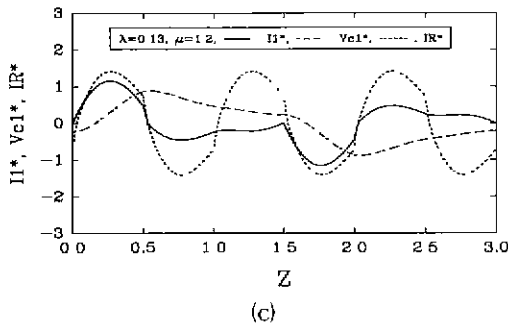


그림 4. 이론 파형 (I)
Fig. 4. Waveforms by simulation results (I)

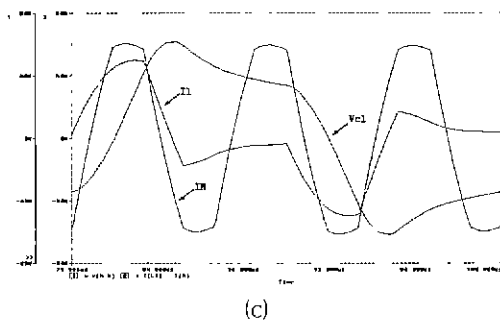
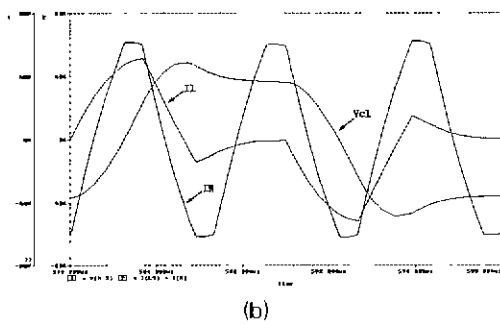
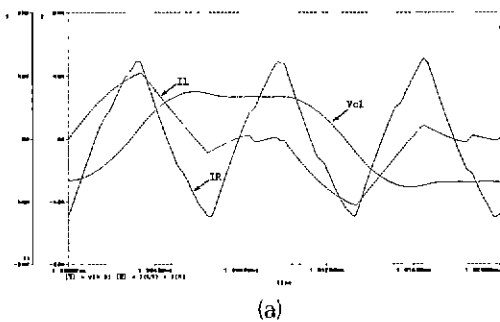


그림 5. Pspice 파형
Fig. 5. Waveforms by Pspice results

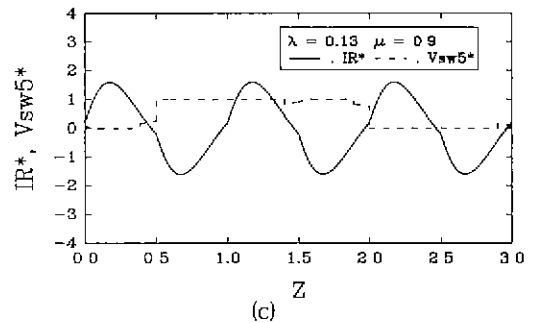
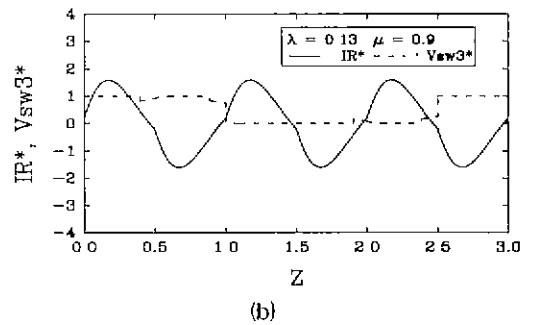
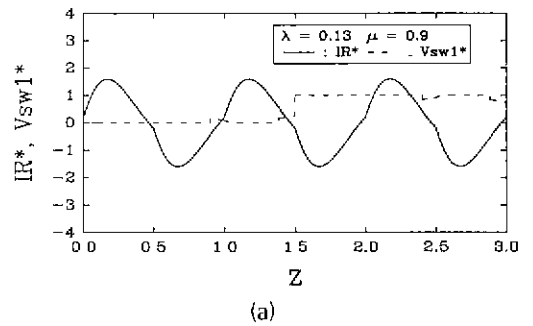


그림 6. 이론 파형 (II)
Fig. 6. Waveforms by simulation results (II)

3. 제안된 인버터의 특성평가

그림 7은 (λ, μ) 의 변화에 따른 스위치전류(I_{sw}^*)에 대한 부하전류(I_R^*)의 전류이득특성을 나타내고 있다. 전류이득은 식 (10)에 의해서 구하였다.

$$Current\ Gain = 20 \log \frac{I_R^*}{I_{sw}^*} [dB] \quad (10)$$

특성도에서 알 수 있듯이, μ 가 1.0부근에서 최대

전류이득특성을 나타내고 있고 μ 가 1.0을 벗어날수록 전류이득이 감소하고 있음을 알 수 있다.

또한, 임의의 μ 에 대하여 λ 가 증가함에 따라서 전류이득이 점점 감소하고 $\lambda \geq 0.14$ 일 경우에 전류이득은 부(-)의 값으로 가고 있음을 알 수 있는데, 이러한 현상이 일어나는 것은 λ 의 증가는 부하의 계동계수를 증가시켜 부하임피던스를 감소하게 하므로 스위치에 흐르는 전류(I_{sw}^*)가 부하에 흐르는 전류(I_R)보다 크게되어 전류이득은 부(-)의 값을 가지는 것으로 사료된다.

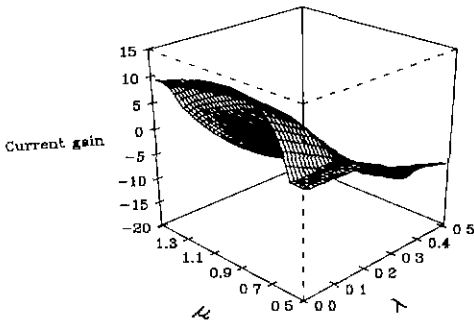


그림 7. 전류이득특성
Fig. 7. Characteristics of current gain

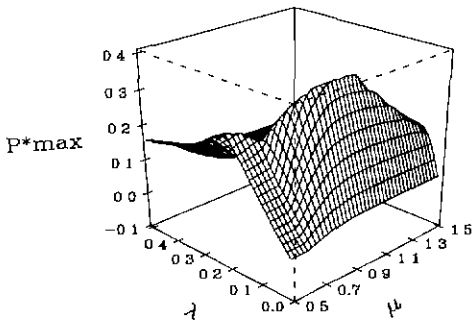


그림 8. 출력전력특성
Fig. 8. characteristics of output power

그림 8은 (μ , λ)의 변화에 따른 출력 전력 특성 (P^*_{max})을 나타내고 있다. 그림에서 알 수 있듯이, $\mu \approx 1.0$, $\lambda \approx 0.1$ 부근에서 최대출력을 얻을 수 있다.

λ 가 증가할수록 P^*_{max} 는 급격히 감소하고 있는데 이러한 현상은 계동계수가 전원에서 보면 크게 보여져서 진동을 억제하기 때문이라 생각된다. 따라서 제안한 인버터는 λ 가 적을수록 큰 전력을 얻을 수 있으나 스위치에 흐르는 전류가 증가하므로 하드웨어

적으로 실제 적용시 주의를 요한다. 따라서 유도가열 부하계에 적용할 경우, λ 와 μ 를 가변시킴으로서 출력전력의 제어를 실현할 수 있으며 부하상태의 변화에 대응하는 구동주파수 즉, 출력주파수의 추종제어에 의해 최대전력을 얻을 수 있다.

그림 9는 (μ , λ)의 변화에 따른 스위치 전류의 최대치특성($I_{sw}^*_{max}$)을 나타내고 있다. 그림에서 알 수 있듯이, $\mu \approx 1.0$ 부근에서 최대 공진전류를 나타내고 있는데 이는 전원에서 부하측의 전체임피던스를 보았을 때 저항성 부하상태로 보이고 이러한 상태에서는 부하측의 임피던스가 감소하여 스위치에 흐르는 전류가 상승하게 된다. 또한, $\mu \approx 1.0$ 부근을 제외한 임의의 μ 에 대해서 λ 가 감소할수록 스위치 전류가 조금씩 증가하는데 이러한 현상은 λ 가 증가하면 부하의 계동계수가 증가하게 되어 부하 임피던스가 감소하기 때문이다.

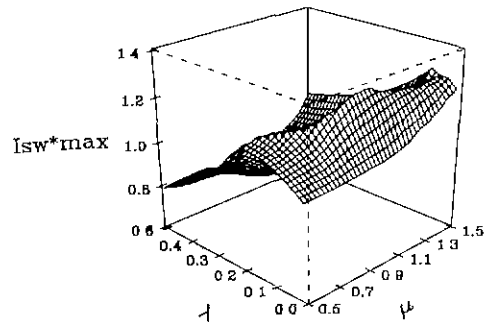


그림 9. 스위치 전류의 최대 특성
Fig. 9. Peak characteristics of switch current

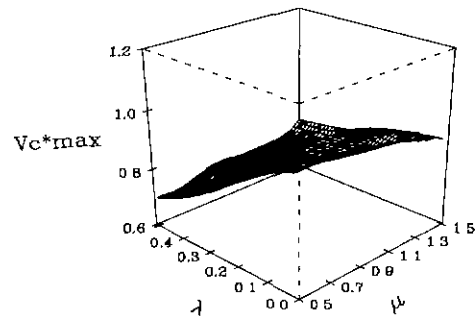


그림 10. 공진용 커패시터의 최대전압특성
Fig. 10. Peak characteristics of resonant capacitor

그림 10은 (μ , λ)의 변화에 따른 공진용 커패시터의 최대전압특성($V_c^*_{max}$)을 나타내고 있다.

그림에서 알 수 있듯이, 직렬공진에 의한 최대공진점인 μ 가 1.0부근에서 $v_c^*_{max}$ 가 최대가 됨을 알 수 있다. 공진용 커패시터의 최대전압은 시분할방식 고주파 공진 인버터의 I_{sw}^* 의 전류를 적분한 값으로 주어지며, 이러한 특징치는 설계시 공진용 커패시터의 내압을 결정하는데 중요한 자료로 사용된다.

4. 회로 설계

제안한 인버터의 회로 특성해석에서 얻은 결과를 기초로 하여 입력전압 $E_d(V)$, 출력전력 $P(kW)$, 출력주파수 $f_{sw}(kHz)$ 가 설계값으로 주어진 경우 회로 설계법의 일 예는 다음과 같다.

Step 1 (μ, λ, P^*_{max})를 결정 : 그림 8 참조

Step 2 기준 임피던스 산출

$$P^*(z) = \frac{P(t)}{P_b} = \frac{P(t)}{E_d^2 / Z_b}$$

$$Z_s = \frac{E_d^2 \cdot P^*(z)}{P(t)} = 2\sqrt{\frac{L_b}{C_b}},$$

Step 3 회로 고유 주파수 $f_r(kHz)$ 산출

$$f_r = \frac{f_{sw}}{\mu} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_b C_b}}$$

Step 4 L_b, C_b 산정

Step 5 스위치 전류, 커패시터 전압 산출

$i_{sw}^*_{max}$: 그림 9 참조

$v_c^*_{max}$: 그림 10 참조

< 설계 예 >

$$E_d=100(V), P= 2.0(W), f_{sw}= 100(kHz)$$

Step 1 $\mu = 1.0, \lambda = 0.1, P^*_{max} = 0.3803$ 로 선정

Step 2 $Z_s = \frac{100^2 \times 0.3803}{2.0 \times 10^3} = 1.90$

Step 3 $f_r = \frac{100}{1.0} = 100(kHz)$

$$\sqrt{L_b C_b} = 1.59 \times 10^{-6}$$

Step 4 Step 2 ~ Step 3에서

$$L_b = 1.27[\mu H], C_b = 20[\mu F], R = 0.2[\Omega]$$

Step 5 스위치 전류, 커패시터 전압 산출

$$i_{sw}^*_{max} : 61.391A$$

$$v_c^*_{max} : 26.675V$$

5. 결 론

본 논문에서는 Half-Bridge 직렬 공진형 고주파 인버터 회로를 기본으로 하여 스위칭 소자에 게이트 신호를 순차적으로 구동함으로써 출력주파수가 스위칭주파수의 3배로 되는 시분할방식 고주파 공진 인버터 회로구성을 제안하고 해석하였다.

제안된 인버터회로의 동작 및 회로해석을 통하여 다음과 같은 결과를 얻었다.

- (1) 출력전류는 3조의 half-bridge 내부의 L, C 링크 회로로부터 분할공진되어 흐르는 전류의 합성으로 나타난다.
- (2) 공진의 반주기 마다 2개의 소자가 직렬로 형성되므로 각 소자의 순방향 전압은 전원전압의 1/2로 억제되고 역방향 전압도 역병렬 다이오드의 전압 강하분으로 제한된다.
- (3) 시분할 동작을 하고 있으므로 출력주파수는 스위칭 주파수의 3배가 된다.
- (4) 시분할동작에 의해 소자의 휴지기간이 충분히 확보되어 소자의 열적 스트레스로 인한 평균전류감소율이 작아지므로 소자효율이 증가하고 소자의 전류부담을 경감시키는 효과가 있다.

향후, 현재 스위칭 소자로 널리 사용되고 있는 Power-Tr, Power-MOSFET, IGBT 등과 같은 자기소호형 소자에 시분할 구동기법을 사용하여 부하 회로의 출력주파수를 증가시킬 수 있어, 단위소자의 구동 스위칭 주파수 보다 높은 범위로 부하에 고주파 전력을 공급할 수 있음을 확인하였다. 향후 제안한 인버터는 유도가열 응용을 비롯하여 고주파 발진을 이용한 DC-DC 컨버터 및 중·대용량의 전력변환 장치에 그 응용이 기대되는 바이다.

참고문헌

[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] Birral 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 Sevens, "MOSPWER 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 Lator, "Static and Dynamic Behavior of Paralleled IGBTs", IEEE TRANS on IND APP, VOL.28, NO. 2, pp. 395~402, MAR/APR, 1992

[8] LOUISE. E. FRENZEL, "Communication electronics", McGR-AW-HILL, pp 172~185, 1989.

[9] 조규판, 노채균, 서철식, 배영호, 윤석호, "서분할방식 고주파 공진 인버터의 특성해석", 2000년도 대한전기학회 전력전자연구회 춘계학술대회 논문집, pp. III-A-43~III-A-47, 4, 2000.

서철식(徐喆植)

1967년 4월 19일생. 1991년 경북대 공대 전자공학과 졸업. 1998년 영남대 공대 전기공학과 졸업(석사) 1998년~현재 영남대 공대 전기공학과 박사 과정수료. 현재 구미1대학 전자과 겸임교수.

배영호(裴英鎬)

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

김동희(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. 현재 영남대 공대 전자·정보공학부 교수.

노채균(盧采均)

1938년 10월 7일생. 1961년 서울 대 공대 전기공학과 졸업. 1975년 영남대 공대 전기공학과 졸업(석사). 1978년 영남대 공대 전기공학과 졸업(공학박) 1982~1983년 미국 켄터키 주립대학 교환교수. 현재 영남대 공대 전자·정보 공학부 교수

◇ 저자소개 ◇

조 규 판(曹圭判)

1956년 12월 15일생. 1984년 영남대 공대 전기공학과 졸업. 1998년 영남대 공대 전기공학과 졸업(석사). 1998년~현재 영남대 공대 전기공학과 박사 과정수료.

원 재 선(元載善)

1973년 2월 20일생 1995년 삼척대 공대 제어계측공학과 졸업 1999년 영남대 공대 전기공학과 졸업(석사). 1999년~현재 영남대 공대 전기공학과 박사 과정