

# Half-Bridge형 시분할방식 고주파 공진 인버터의 특성해석에 관한 연구

조규판\*, 신금향\*, 원재선\*, 김동희\*, 노채균\*, 심광렬\*\*, 배영호\*\*\*  
 영남대학교 전자정보공학부\*, 울산과학대학\*\*, 경일대학교\*\*\*

## A study on Characteristics analysis of time sharing type high frequency inverter consisting of half-bridge serial resonant inverter

G. P. Cho\*, G. H. Shin\*, J. S. Won\*, D. H. Kim\*, C. G. Ro\*, K. Y. Sim\*\*, Y. H. Bae\*\*\*  
 Yeungnam University\*, Ulsan College\*\*, Kyungil University\*\*\*

### 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, time-sharing gate control method is applied. The analysis of the proposed circuit is generally described by using the normalized parameters. 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 experiment. This proposed inverter show that it can be practically used in future as power source system for induction heating application, DC-DC converter etc.

### 1. 서론

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

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 기본으로하고 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 파라메타를 도입하여 범용성 있게 기술하였고, 운전특성은 스위칭 주파수와 부하저항의 변화 및 제 파라메타에 따라 특성평가를 하였다. 또한, 이론해석의 정당성을 입증하기 위해 실험을 통해 본 특성해석의 정당성을 검토하였다.

### 2. 회로구성 및 회로해석

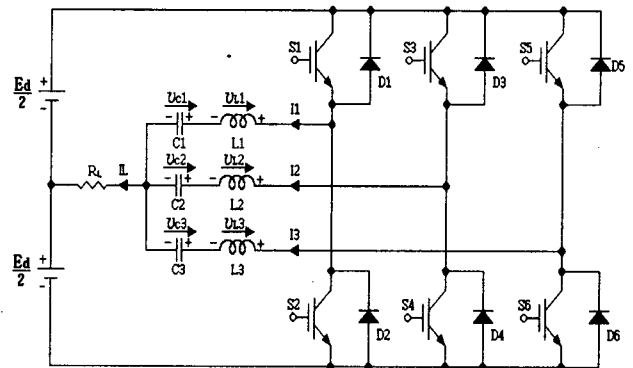


그림 1 Half-Bridge형 시분할 방식 고주파 인버터

그림 1은 본 논문에서 연구대상회로로 선정된 전압형 Half-Bridge형 직렬공진인버터를 단위인버터로 하여 직류전원에 병렬로 3개를 배치한 형태로 구성된 Half-Bridge형 시분할 방식 고주파 인버터의 회로구성을 나타내고 있다. 회로구성에서 알 수

있듯이, 인버터의 상단부에는 정(+)의 전류를 공급하는 스위치군( $S_1, S_3, S_5$ )과 하단부에는 부(-)의 전류를 공급하는 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. 따라서, 스위칭 소자간에 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 2는 그림 1의 인버터 회로에서 고주파 출력전력을 제어하기 위한 방법으로 스위칭 소자( $S_1 \sim S_6$ )에 인가되는 구동신호의 스위칭 패턴과 이에 따른 각 소자에 나타나는 정성적인 전압 및 전류파형을 나타내고 있다.

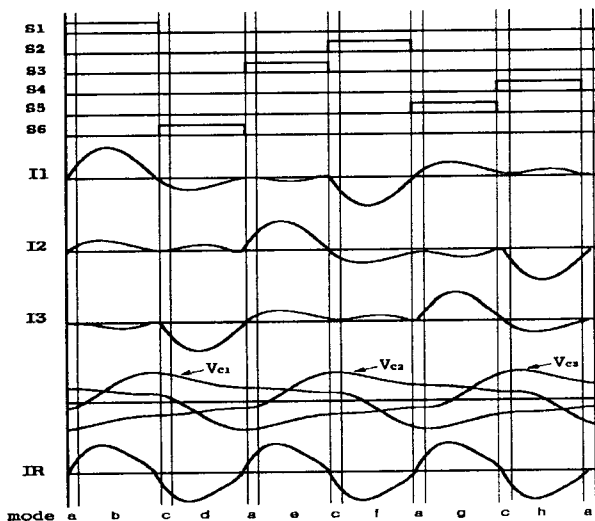


그림 2 구동신호 스위칭 패턴

표 1 무차원화 파라메타

	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	$T_o = 1/f_{sw}$	$z = t/T_{sw}$
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  
 $T_o$  : Operating Period of Inverter  
 $L_b = L_1 = L_2 = L_3, C_b = C_1 = C_2 = C_3,$   
 $K = -\frac{4\pi\lambda}{\mu}, L = -\frac{4\pi}{\mu}, N = \frac{2\pi}{\mu}, M = \frac{\pi}{\mu}$

연구대상회로의 동작모드는 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.

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

$$\frac{dX^*}{dz} = A^* \cdot X^* + B^* \cdot U^* \quad (1)$$

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  $A^*$ ,  $B^*$ 는 다음과 같다.

Mode a

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

$$B^* = [N \ -N \ N \ 0 \ 0 \ 0]^T \quad (2)$$

Mode b

$A^* =$  Mode a의  $A^*$ 와 동일함

$$B^* = [N \ -N \ -N \ 0 \ 0 \ 0]^T \quad (3)$$

Mode c

$A^* =$  Mode a의  $A^*$ 와 동일함

$$B^* = [N \ N \ N \ 0 \ 0 \ 0]^T \quad (4)$$

Mode d

$A^* =$  Mode a의  $A^*$ 와 동일함

$$B^* = [-N \ -N \ N \ 0 \ 0 \ 0]^T \quad (5)$$

Mode e

$A^* =$  Mode a의  $A^*$ 와 동일함

$$B^* = [-N \ -N \ -N \ 0 \ 0 \ 0]^T \quad (6)$$

Mode f

$A^* =$  Mode a의  $A^*$ 와 동일함

$$B^* = [-N \ N \ -N \ 0 \ 0 \ 0]^T \quad (7)$$

Mode g

$A^* =$  Mode a의  $A^*$ 와 동일함

$$B^* = [-N \ N \ N \ 0 \ 0 \ 0]^T \quad (8)$$

### 3. 특성평가

그림 3은  $(\lambda, \mu)$ 의 변화에 따른 스위치전류( $I_{sw}^*$ )에 대한 부하전류( $I_R^*$ )의 전류이득특성을 나타내고 있다. 전류이득은 식 (2)에 의해서 구하였다.

$$\text{Current Gain} = 20 \log \frac{I_R^*}{I_{sw}^*} [dB] \quad (9)$$

특성도에서 알 수 있듯이,  $\mu$ 가 1.0부근에서 최대전류이득특성을 나타내고 있고  $\mu$ 가 1.0을 벗어날수록 전류이득이 감소하고 있음을 알 수 있다.

또한, 임의의  $\mu$ 에 대하여  $\lambda$ 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  $\lambda$ 의 증가는 부하의 제동계수를 증가시켜 부하임피던스를 감소하게 하므로 스위치에 흐르는 전류( $I_{sw}^*$ )가 부하에 흐르는 전류( $I_L^*$ )보다 크게되어 전류이득은 부(-)의 값을 가지는 것으로 사료된다.

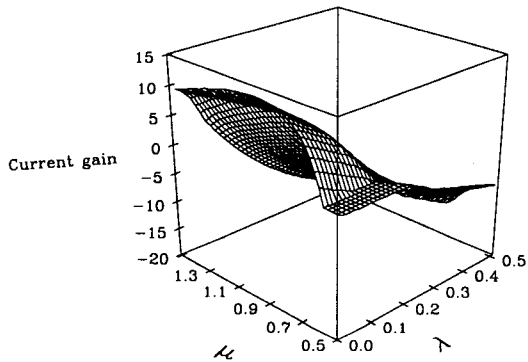


그림 3 전류이득 특성

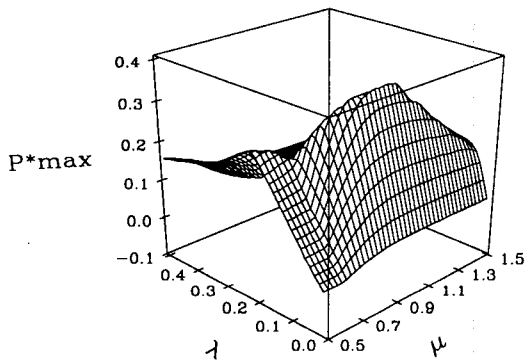


그림 4 출력전력 특성

그림 4는  $(\mu, \lambda)$ 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.  $\lambda$ 가 증가할수록  $P^*_{max}$ 는 급격히 감소하고 있는데 이러한 현상은 제동계수가 전원에서 보면 크게 보여져서 진동을 억제하기 때문이라 생각된다. 따라서 제안한 인버터는  $\lambda$ 가 적을수록 큰 전력을 얻을 수 있으나 스위치에 흐르는 전류가 증가하므로 하드웨어적으로 실제 적용시 주의를 요한다. 따라서 유도가열부하계에 적용할 경우,  $\lambda$ 와  $\mu$ 를 가변시킴으로서 출력전력의 제어를 실현할 수 있으며 부하상태의 변화에 대응하는 구동주파수 즉, 출력주파수의 추종제어에 의해 최대전력을 얻을 수 있다.

그림 5은  $(\mu, \lambda)$ 의 변화에 따른 스위치 전류의 최대치특성( $I_{sw}^*_{max}$ )을 나타내고 있다. 그림에서 알 수 있듯이,  $\mu \approx 1.0$  부근에서 최대 공진점을 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  $\mu$ 에 대해서  $\lambda$ 가 감소할수록 스위치 전류가 조금씩 증가하는데 이러한 현상은  $\lambda$ 가 증가하면 부하의 제동계수가 증가하게 되어 부하 임피던스가 감소하기 때문이다.

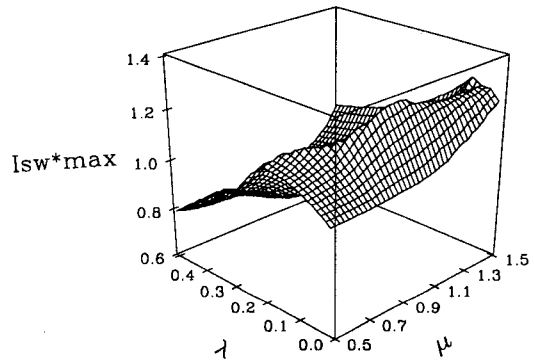


그림 5 스위치 전류의 최대 특성

### 4. 실험 및 고찰

그림 6(a)(b)는  $\lambda=0.1, \mu=1.0$ 으로 고정시키고 수치해석을 통해 시뮬레이션을 하였을 경우, 스위치 전류( $i_i^*$ )와 부하전류( $i_L^*$ ) 및 커패시터전압( $V_{c1}^*, V_{c2}^*, V_{c3}^*$ )파형의 정상동작 파형을 나타내고 있고, 그림 7(a)(b)는 이론해석의 정당성을 검증하기 위해서 실험을 통한 스위치 전류( $i_i$ )와 부하전류( $i_L$ ) 및 커패시터전압( $V_{c1}, V_{c2}, V_{c3}$ )파형의 실측 파형을 보여 주고 있다. 그림에서 알 수 있듯이, 이론파형과 실측파형의 결과가 거의 일치함을 볼 수 있다. 이론파형과 실측파형의 오차는 스위칭 소자의 손실 및 배선손실 등에 의한 것이라고 사료된다.

실험에 사용된 실험정수는 IGBT를 스위칭 소자로 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.

## 5. 결 론

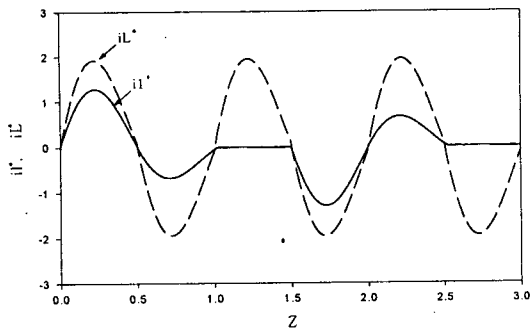
본 논문에서는 Half-Bridge 직렬 공진형 고주파 인버터 회로를 기본으로 하여 스위칭 소자에 게이트 신호를 순차적으로 구동함으로써 출력주파수가 스위칭주파수의 3배로 되는 시분할방식 고주파 공진 인버터 회로구성을 제안하고 해석하였다.

이론해석에서 얻은 특성값을 기초로 하여 스위칭 소자로 IGBT를 사용하여 실험을 행한 결과 실측파형과 이론파형이 거의 동일한 경향을 나타내고 있음을 확인하였다.

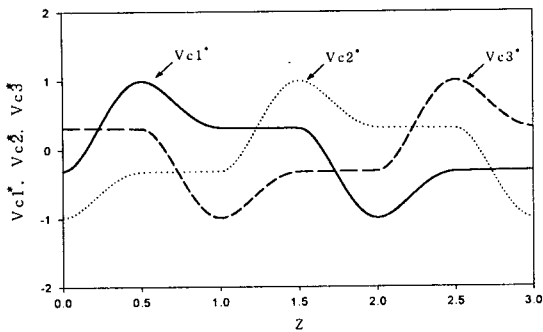
향후 제안한 인버터는 유도가열 응용을 비롯하여 고주파 발진을 이용한 DC-DC 컨버터 및 중·대용량의 전력 변환 장치에 그 응용이 기대되는 바이다.

## 참 고 문 헌

- [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 Severns, "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", McGR-AW-HILL, pp. 172~185, 1989.
- [9] 조규판, 노채균, 서철식, 배영호, 윤석호, "시분할방식 고주파 공진 인버터의 특성해석", 2000년도 대한전기학회 전력전자연구회 춘계학술대회 논문집, pp. III-A-43~III-A-47, 4, 2000.

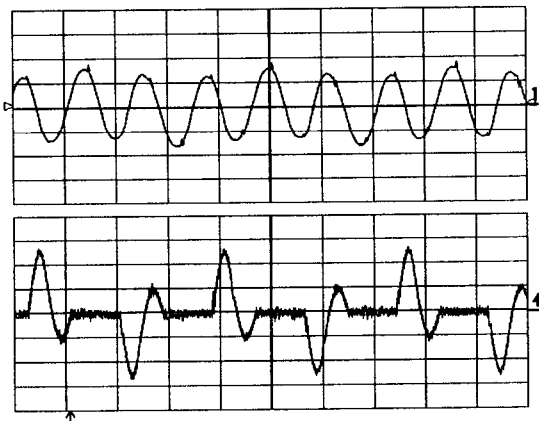


(a)

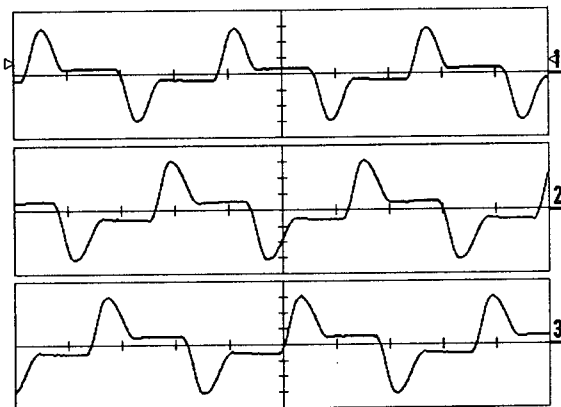


(b)

그림 6 이론 파형



(a) Current : 2/div, Time : 15ms/div



(b) Voltage : 8V/div, Time : 15ms/div

그림 7 실측 파형