

## Phase-Shift를 이용한 복공진형 고주파 인버터의 특성에 관한 연구

(A study on characteristic of a double resonant type high frequency inverter using Phase-Shift)

조규판\* · 김종해\*\* · 남승식\*\*\* · 김동희\*\*\*\* · 노채균\*\*\*\* · 배영호\*\*\*\*\*

(Gyu-Pan Cho · Jong-Hae Kim · Sung-Sik Nam · Dong-Hee Kim  
· Chae-Gyun Ro · Young-Ho Bae)

### 요 약

본 논문은 고주파 유도가열용 전원에 사용되는 인버터에 VVVF 기능을 부여한 풀-브릿지형 복공진 고주파 인버터회로를 제시하였다.

제안한 인버터는 직렬공진회로의 전류를 병렬공진회로의 주입전류로 사용하기 때문에 스위치의 전류 분담을 감소시킬 수 있으며, 또한 본 논문은 Phase-shift를 이용하여 스위칭 주파수와는 무관한 독립 출력 제어를 행하였다.

회로의 해석은 정규화 파라메타를 도입하여 범용성 있게 기술하였고, 인버터 특성을 스위칭 주파수, Phase-shift의 위상차각( $\varphi$ ) 변화와 제 파라메타에 따라 특성평가를 행하였다.

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

첨가해서, 실험을 통해 이론 해석의 타당성을 검증하였으며, 향후 유도가열 응용, DC-DC 컨버터 등의 전원 시스템에 응용 가능성을 보여주고 있다.

### Abstract

A full bridge type double resonant high frequency resonant inverter to give VVVF function in the inverter used as power source of induction heating at high frequency is presented in this paper. This proposed inverter can reduce distribution of the switching current because of using the current of serial resonant circuit to the input current of the parallel one and this paper also realize the output control of independence irrespective of the switching frequency using Phase-shift. 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, the variation of phase angle ( $\varphi$ ) of Phase-shift.

\* 정회원 : 영남대 전기공학과 박사과정  
\*\*정회원 : 안동 정보대 전기과 겸임교수  
\*\*\*정회원 : 구미 1대학 전기과 겸임교수

\*\*\*\*정회원 : 영남대 전기·전자공학부 교수  
\*\*\*\*\*정회원 : 경일대 전기공학과 교수  
접수일자 : 1999년 11월 10일

Also, according to the calculated characteristics value, a method of the circuit design and operating characteristics of the inverter is proposed.

In addition, 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.

Key Words : double resonant, Normalized parameter, Phase-shift, Circuit design

## 1. 서 론

고주파 공진 인버터는 부하의 종류나 응용목적에 따라서 수십 ~ 수백 kHz에서 고속 동작하는 GTO, MOSFET, 그리고 SIT, SIThy, IGBT등과 같은 전력용 반도체 스위칭 소자를 이용한 회로 기술이 필요하다.[1, 2, 3, 4]

공진형 인버터는 스위치 온·오프시 전압 또는 전류 파형이 정현파 상으로 나타나므로 영전압 또는 영전류 스위칭 동작이 가능하므로 고주파 운전을 실현 할 수 있는 특징을 갖는다.

공진형의 회로 방식으로는 직렬 공진과 병렬 공진 회로로 대별 될 수 있는데, 직렬 공진 회로를 이용하여, 최대 전력변환점에서 운전할 경우, 스위칭 전류가 과다하게 흐르는 단점이 있고, 병렬 공진 회로를 이용할 경우, 직류 리액터를 전원단에 부가하여야 하므로 기동 시간이 늦어지는 것이 문제점으로 지적된다. 따라서, 본 논문에서는 상기와 같은 문제점을 보완할 수 있는 회로로서, 종래의 직렬 공진 회로에 병렬 공진 회로를 부가하여, 직렬 공진회로의 전류를 병렬 공진회로의 주입전류로 작용하게 하여 스위치의 전류 부담을 감소시키는 효과를 갖는 복공진형 고주파 인버터를 연구의 대상으로 하였다.[5]

회로의 해석은 정규화 파라메타를 도입하여 범용성 있게 기술하였고, 운전 특성은 스위칭 주파수, 인버터 내부에서 고주파 출력을 연속적으로 제어하기 위한 구동신호의 위상차각( $\phi$ ) 변화와 제 파라메타에 따라 특성평가를 하였다. 이론해석에서 얻은 특성값을 기초로한 회로 설계 기법의 일 예도 제시하였다.

이론해석의 타당성을 검증하기 위해 Power-MOSFET에 의한 실험을 통해 본 특성해석의 타당성을 검증하였다.

## 2. Phase-shift를 이용한 복공진형 고주파 인버터

### 2.1 주회로 구성 및 동작원리

그림 1은 본 논문에서 연구대상회로로 선정된 Phase Shift를 이용한[6, 7, 8] 복공진형 고주파 인버터의 회로 구성을 나타내고 있다.

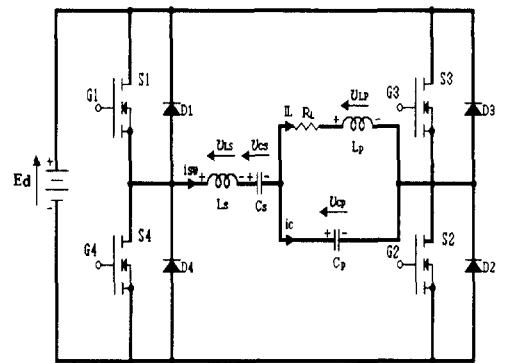


그림 1. Phase-shift를 이용한 복공진형 고주파 인버터

Fig. 1. Double resonant type high frequency inverter using Phase-shift

그림에서 알 수 있듯이, 기본 회로구성은 기준상 ( $S_1, S_4$ )와 제어상 ( $S_2, S_3$ )로 구성된 풀 브릿지로 구성되어 있으며, 직·병렬 공진을 이용하여 고주파 전력을 부하( $R_L$ )에 공급하도록 구성되어 있다.

스위칭 소자( $S_1 \sim S_4$ )는 Power-MOSFET, SIT, IGBT등의 자기 소호형 소자라면 어떤 소자라도 사용이 가능하며, 다이오드( $D_1 \sim D_4$ )는 회로의 운전상태에 따라 나타나는 무효 전류를 흘려주기 위한 통로로 사용된다.  $L_s$  및  $C_s$ 는 스위칭 소자의 온·오프에

따라 직렬 공진 회로를 구성시키기 위한 공진용 리액턴스와 커패시터이고,  $C_p$ 는 유도 가열 부하계 ( $R_L-L_p$ )의 역을 보상용 커패시터이다. 실제 전체 시스템의 효율적인 면에서 역을 보상용(병렬) 커패시터  $C_p$ 에 의해 결정되며,  $C_s$ 와는 무관하다.

그림 1의 회로 부하는 유도 가열 부하계를 상정하였고,  $R_L$ 과  $L_p$ 는 유도 가열 부하계의 등가저항과 등가 리액턴스를 나타낸다.

그림 2는 그림 1의 스위칭 소자( $S_1, S_2, S_3, S_4$ )의 구동신호 ( $G_1, G_2, G_3, G_4$ )의 스위칭 패턴을 나타내고 있다. 위상차각( $\varphi$ )이  $0^\circ$ 인 경우, 스위칭 주파수 ( $f_{sw}$ )와 공진 주파수( $f_r$ ) 대소 관계에 의해, 회로 동작 양식 I(용량성 부하상태), 회로 동작 양식 II(유도성 부하 상태), 회로 동작 양식III(저항성 부하 상태)으로 나타낼 수 있다. 출력전압 제어는 구동신호( $G_1, G_2, G_3, G_4$ )를 동기한 상태에서 상대적  $G_1(G_2)$ 에 대해서  $G_3(G_4)$ 의 위상차각( $\varphi$ )을  $0 \sim T/2$ 까지 연속적으로 Shift시켜 출력전압 제어를 실현시킬 수 있다.

따라서, 출력전압 제어는 스위치의 구동 펄스신호에 위상차각( $\varphi$ )을 부여하고 있으므로 스위칭 주파수와는 무관하게 되어 독립적으로 고주파 출력을 연속 제어 할 수 있다.

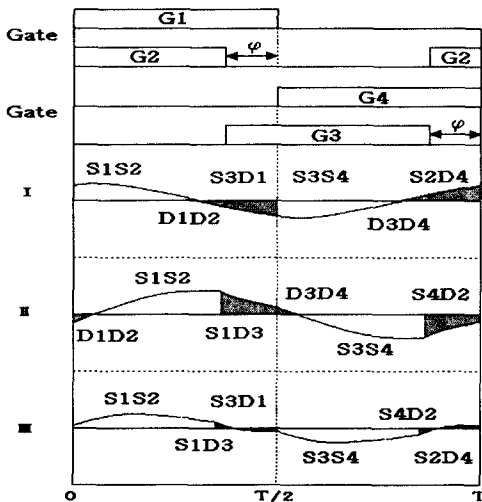


그림 2. 스위칭 패턴  
Fig. 2. Switching Pattern

## 2.2 회로해석

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	$f_r=1/2\pi\sqrt{L_bC_b}$	$\mu=f_{sw}/f_r$
Impedance	$Z_b=2\sqrt{L_b/C_b}$	$\lambda=R_L/Z_b$
Power	$P_b=E_d \cdot I_b$	$P'(z)=P(t)/P_b$
<b>&lt;Remarks&gt;</b>		
$f_{sw}$ : Operating Frequency of Inverter		
$T_{sw}$ : Operating Period of Inverter		
$L_b=L_p, C_b=C_p, C_s/C_p=\alpha, L_s/L_p=\beta$		

회로의 동작모드는 그림 1회로에서 스위치( $S_1 \sim S_4$ ) 및 다이오드( $D_1 \sim D_4$ )의 온·오프 동작과 위상차각( $\varphi$ )에 따라 회로 동작 원리상 3개의 회로 상태로 표현 할 수 있다. 각 모드별 회로 상태 방정식은 표 2에서 나타낸 정규화 제어변수를 도입하여 식(2)(3)(4)와 같이 3개의 모드로 정규화 회로 상태 방정식을 나타낼 수 있다.

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

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

여기서  $X = [i_{sw}^*(z), i_L^*(z), v_{cs}^*(z), v_{cp}^*(z)]^T$ ,  $U = [0 \ 1 \ 0 \ 0]^T$ 이고 A, B, C는 다음과 같다.

Mode A

$$A^* = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{4\pi}{\mu\beta} & -\frac{4\pi}{\mu\beta} \\ 0 & -\frac{4\pi\lambda}{\mu} & 0 & \frac{4\pi}{\mu} \\ \frac{\pi}{\mu\alpha} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\pi}{\mu} & -\frac{\pi}{\mu} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B^* = \begin{bmatrix} \frac{4\pi}{\mu\beta} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{2}$$

**Mode B**

$$A' = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{4\pi}{\mu\beta} & -\frac{4\pi}{\mu\beta} \\ 0 & -\frac{4\pi\lambda}{\mu} & 0 & \frac{4\pi}{\mu} \\ \frac{\pi}{\mu\alpha} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\pi}{\mu} & -\frac{\pi}{\mu} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B' = [-\frac{4\pi}{\mu\beta} \ 0 \ 0 \ 0]^T$$

$$C = [0 \ 1 \ 0 \ 0]$$

(3)

**Mode C**

$$A' = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{4\pi}{\mu\beta} & -\frac{4\pi}{\mu\beta} \\ 0 & -\frac{4\pi\lambda}{\mu} & 0 & \frac{4\pi}{\mu} \\ \frac{\pi}{\mu\alpha} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\pi}{\mu} & -\frac{\pi}{\mu} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B' = [0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$$

$$C = [0 \ 1 \ 0 \ 0]$$

(4)

### 3. 특성 평가

그림 3은  $\lambda=0.07$ 로 고정하고  $\mu$ 를 파라메타로 하였을 경우 그림 1의 회로에서 직렬 공진회로와 제안 회로에 대한 스위치 최대 전류 특성을 나타내고 있다. 그림에서 알 수 있듯이, 직렬 공진 회로를 이용

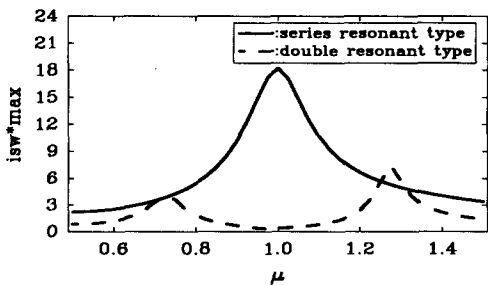


그림 3. 직렬 공진회로 와 제안 회로의 스위치 최대 전류 특성  
Fig. 3. The peak switch current characteristics of the series resonant circuit and the proposed circuit.

한 인버터는 최대 전력 변환점( $\mu=1.0$ )에서 스위칭 소자에 흐르는 전류가 최대가 됨을 알 수 있다.

그리고, 직렬 공진 회로에 병렬 공진 회로를 부가한 복 공진형 회로로 인버터를 운전하였을 경우 최대 전력 변환 점( $\mu=1.0$ )에서 스위치에 흐르는 전류가 최소가 됨을 알 수 있다. 이와 같이 직렬 공진 회로에 병렬 공진 회로를 부가함으로써 스위칭 소자의 전류 분담을 줄일 수 있다.

그림 4는  $\alpha=0.33$ ,  $\beta=3.44$ ,  $\lambda=0.07$ 로 고정하고, ( $\mu$ ,  $\varphi$ )에 따른 출력 전력 특성( $P^*_{max}$ )을 나타내고 있다. 그림에서 알 수 있듯이,  $\varphi$ 가  $0^\circ$  이고,  $\mu$ 가 0.75 및 1.27 그리고 1.02일 때의  $P^*_{max}$ 가 0.75 및 1.27부근은 최대가 되나 1.02부근은 최소가 된다는 것을 알 수 있다.  $\mu$ 가 0.75 및 1.27부근의 특성치는 직렬 공진에 의한 최대 출력특성이며, 부하에는 유효 전력성분은 감소하고 무효전력성분이 증가하기 때문에 고효율 출력전력을 얻을 수 없다.  $\mu$ 가 1.02부근에서는 출력 전력 특성의 크기가 최소가 되지만, 부하에는 무효전력 성분이 아닌 유효성분만을 포함하고 있기 때문에 고효율의 출력 전력을 얻을 수 있다.  $\varphi$ 가 커질수록  $P^*_{max}$ 가 급격히 감소하고있는데, 이와 같은  $P^*_{max}$ 의 특성이 나타나는 것은 최대 전력변환 공진점에서 운전하는 경우, 에너지의 수수가 전원과 부하사이에서 원활하게 일어나고 있다.  $\mu=0.75$ ,  $\mu=1.02$  및  $\mu=1.27$ 의 운전상태로부터  $\mu<0.75$ ,  $\mu>1.02$ ,  $\mu<1.27$  그리고  $\mu>0.75$ ,  $\mu<1.02$ ,  $\mu>1.27$ 로 운전할 경우, 스위칭 소자(S1, S2)의 듀티비를 T/2내에서 다이오드에 흐르는 전류가 (+) $\rightarrow$ (-) 혹은 (-) $\rightarrow$

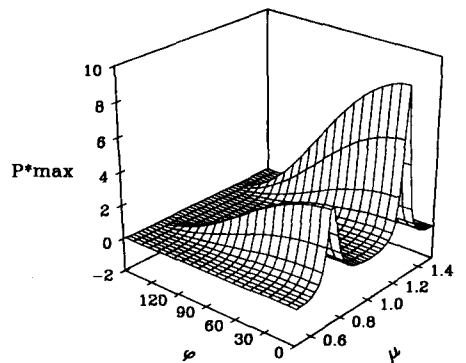
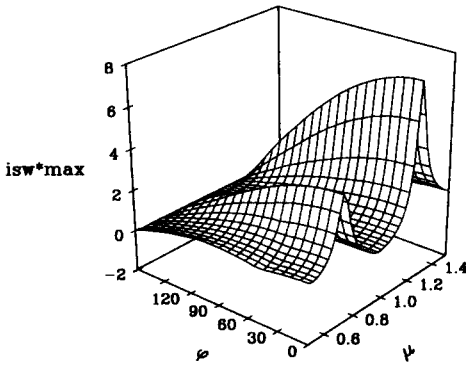


그림 4. 출력전력특성  
Fig. 4. Characteristics of the output power

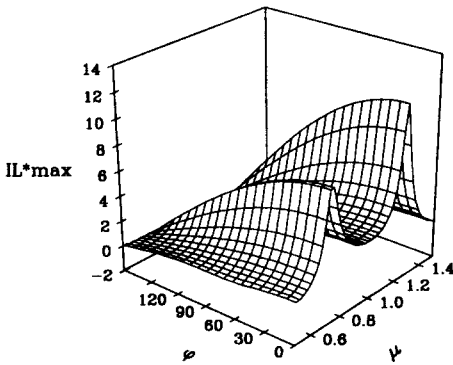
(+)로 바뀌는 시간축상의 점을 기준으로 해서 구동신호 위상차각( $\varphi$ )을 시간으로 환산한 값이 다이오드에 흐르는 전류값의 부호가 변하는 시간축상의 범위 내에 있으면 출력의 변화는 없다. 그러나 시간축상의 점을 벗어나는 시점부터  $I_{max}^*$ 는 급격히 감소하여 정상적인 출력을 얻을 수 없음을 알 수 있다. 또한, 실제 장치를 구현할 경우,  $\varphi$ 에 대한  $\mu$ 의 설정에 주의가 필요하다.

그림 5(a)(b)는  $\alpha=0.33$ ,  $\beta=3.44$ ,  $\lambda=0.07$ 로 고정하고, ( $\mu$ ,  $\varphi$ )에 따른 스위치 전류 최대치 특성( $i_{sw}^*max$ )



(a)

과 부하전류 최대치 특성( $I_L^*max$ )을 나타내고 있다.



(b)

그림 5. 스위치 전류와 부하 전류의 최대 특성  
Fig. 5. The peak characteristics of the switch and load current

그림에서 알 수 있듯이, 구동신호의 위상차각( $\varphi$ )이 증가할수록  $i_{sw}^*max$ 와  $I_L^*max$ 가 감소하고 있다는 것을 알 수 있다. 또한  $\varphi$ 가  $0^\circ$  이고,  $\mu$ 가 0.75 및 1.27 그리고 1.02일 때의  $i_{sw}^*max$ 와  $I_L^*max$ 는 0.75 및 1.27부근에서 형성되고 그리고 1.02부근에서는 최소가 됨을 알 수 있다. 더욱이,  $\varphi$ 의 증가는 입력전력이 부하로의 전달시간이 상대적으로 감소하므로  $\varphi$ 가 증가함에 따라 제동계수가 전원에서 보면 크게 보여져서 진동을 억제하기 때문이라 생각된다.

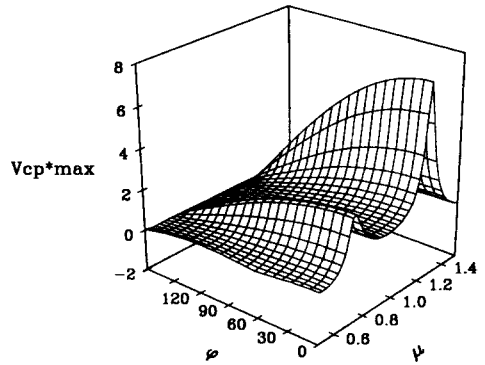


그림 6. 병렬 커패시터 전압의 최대치 특성  
Fig. 6. The peak characteristics of the parallel capacitor

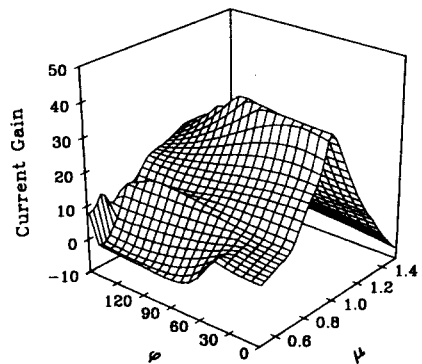


그림 7. 전류 이득 특성  
Fig. 7. Characteristics of the current gain

그림 6은  $\alpha=0.33$ ,  $\beta=3.44$ ,  $\lambda=0.07$ 로 고정하고,  $(\mu, \varphi)$ 에 따른 병렬 커패시터 최대치 특성( $u_{cp}^*_{max}$ )을 나타내고 있다.

그림에서 알 수 있듯이,  $\mu$ 가 0.75 및 1.27부근에서  $u_{cp}^*_{max}$ 가 최대, 1.02부근에서  $u_{cp}^*_{max}$ 가 최소됨을 알 수 있다. 본 논문에서 제안한 인버터의 회로 정수는 직렬 공진에 의한 부하 출력을 얻기보다는 병렬 공진에 의한 스위칭 주파수 변화에 의해서 출력을 제어하는 것이 바람직하다.

그러므로,  $\mu$ 가 1.02인 저항성 부하 상태에서 병렬 임피던스가 최소가 되므로(=병렬 어드미턴스는 최대) 전원에서 공급되는 스위치 전류와 병렬 커패시터 양단 전압은 최소가 되지만 입력전력에 대한 출력전력은 최대가 된다. 또한, 구동신호의 위상차각( $\varphi$ )이 증가할수록 입력측에 공급되는 에너지가 감소하므로  $u_{cp}^*_{max}$ 도 감소한다는 것을 알 수 있다.

병렬 공진 커패시터의 최대전압은  $(i_{sw}^* - I_L^*)$ 의 전류를 적분한 값으로 주어지며, 이들 특성치는 설계 시 병렬 공진용 커패시터의 내압을 결정하는 중요한 자료로 사용된다.

그림 7은  $\alpha=0.33$ ,  $\beta=3.44$ ,  $\lambda=0.07$ 로 고정하고,  $(\mu, \varphi)$ 에 따른 스위치 전류( $i_{sw}^*$ )에 대한 부하 전류( $I_L^*$ )의 전류 이득 특성(Current Gain)을 나타내고 있다. 그림에서 알 수 있듯이,  $\mu$ 가 1.02부근에서 전류 이득 특성 및 입력전력에 대한 출력전력의 변환효율이 최대가 됨을 알 수 있다.

$\mu$ 가 최대 전력 변환점인 1.02를 벗어나는 부분에서는 전류이득이 감소하고 있음을 알 수 있다.

$\mu$ 가 1.02부근에서는  $\varphi$ 가 증가할수록 스위치 전류에 대한 부하전류의 전류 이득 특성이 감소함을 알 수 있다. 그러나  $\mu$ 가 1.02부근을 벗어나는 부분에서는 전류 이득의 감소율이 급격하며  $\mu$ 가 1.02부근을 벗어난 임의의  $\mu$ 에서  $\varphi$ 가 증가하더라도 전류 이득 특성이 거의 일정함을 알 수 있는데, 이는 입력 공급에너지에 대한 출력에너지의 비가 일정하다는 의미이지 제안한 인버터의 출력이 일정하다는 것은 아니다.

그림 8은  $\alpha=0.33$ ,  $\beta=3.44$ ,  $\lambda=0.07$ 로 고정하고,  $(\mu, \varphi)$ 에 따른 스위치 전류의 초기치 ( $I_{sw0}^*$ ) 특성을 나타내고 있다. 그림에서 알 수 있듯이,  $\mu$ 가 0.75, 1.27 및 1.02의 부근에서 스위치에 흐르는 전류 초기치가 영인 저항성 상태,  $\mu < 0.75$ ,  $\mu < 1.27$  및

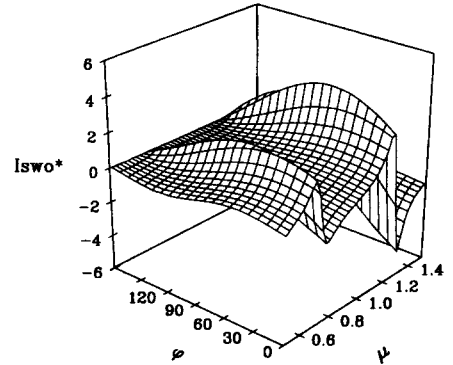


그림 8. 스위치 전류의 초기치 특성  
Fig. 8. The initial characteristics of the switch current

$\mu > 1.02$ 인 경우는 스위치 전류의 초기치 상태가 (+)인 용량성 상태,  $\mu > 0.75$ ,  $\mu > 1.27$  및  $\mu < 1.02$ 인 경우는 스위치 전류의 초기치 상태가 (-)인 유도성 상태를 나타내고 있다.  $\varphi$ 가 증가함에 따라  $\mu$ 가 0.75, 1.27 및 1.02의 부근에서 스위치에 흐르는 전류 초기치 상태가 용량성 부하 상태로 감을 알 수 있는데, 이는  $\varphi$ 가 증가함에 따라  $\varphi$ 만큼의 불연속 에너지 모드 동안 입력에서 공급되는 에너지가 부하에 원활하게 전달이 되지 않으며, 다른 루프를 통해서 부하 공진 전류가 급격하게 감소하기 때문에 제안한 인버터의 부하가 용량성 상태로 된다고 생각된다.

만약, 용량성 부하 상태에서 제안한 인버터를 운전하였을 경우, 제안한 인버터는 스위치 턴·온 시 다이오드의 역회복 시간에 따른 전원단락 현상을 초래해 스위칭 소자에 심한 스트레스가 나타나는 문제점이 있다.

#### 4. 회로 설계

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

**Step 1** ( $\mu, \lambda, \alpha, \beta, P^*_{max}$ )를 결정(그림 4 참조)

Step 2 기준 임피던스 산출

$$P^*(z) = \frac{P(t)}{P_b} = \frac{P(t)}{E_d^2 / Z_b}, \quad \alpha = \frac{C_s}{C_p}$$

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

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  $L_p, C_p, L_s, C_s$  선정

Step 5 커패시터 전압 및 전류 산출

$i_{swmax}, I_{Lmax}$  : 그림 5 참조  
 $V_{cpmax}$  : 그림 6 참조

< 설계 예 >

$$E_d=50(V), P=800(W), f_{sw}=125.5(kHz)$$

Step 1  $\mu = 1.02, \lambda = 0.07, \alpha = 0.33, \beta = 3.44$ 로 선정

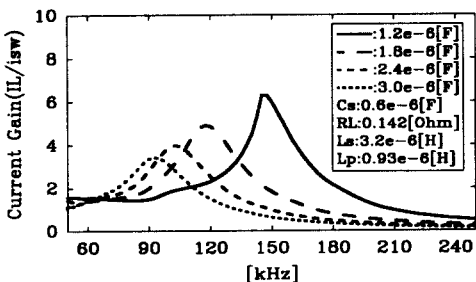
Step 2 그림 4에서  $P^*_{max} = 0.457$

$$Step 3 \quad Z_s = \frac{50^2 \times 0.457}{800} = 1.43$$

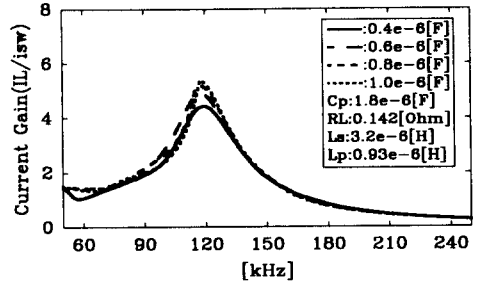
$$Step 4 \quad f_r = \frac{125.5}{1.02} = 123(kHz)$$

$$\sqrt{L_b C_b} = 1.293 \times 10^{-6}$$

Step 5 Step 1 ~ Step 4에서  
 $L_p = 0.93[\mu H], L_s = 3.2[\mu H]$   
 $C_p = 1.8[\mu F], C_s = 0.6[\mu F]$



(a)



(b)

그림 9. Cs와 Cp 비에 따른 전류이득 특성  
 Fig. 9. The current gain characteristics according to Cs and Cp ratio

표 2. 실험 정수

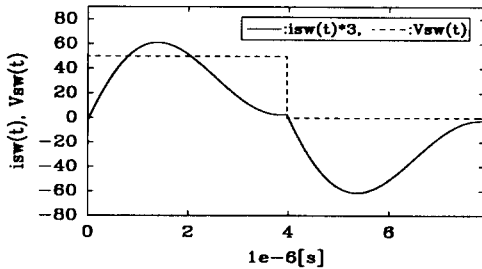
Table 2. Experimental parameters

Circuit parameter	Rating	Circuit Parameter	Rating
Input Voltage	50(V)	Serial Capacitor(Cs)	0.6(μF)
Power-MOSFET (IRF 250)	200(V) 32(A)	Parallel Capacitor(Cp)	1.8(μF)
Serial Reactor(Ls)	3.2(μH)	Parallel Reactor(Lp)	0.93(μH)
$i_{swmax}$	22(A)	$I_{Lmax}$	90(A)
		$V_{cpmax}$	70(V)

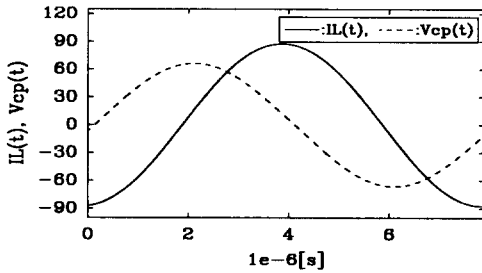
그림 9(a)(b)는 상기의 설계 값을 가지고,  $\varphi$ 가 0°일 때  $C_s$ 와  $C_p$ 의 변화에 따른 전류 이득 특성을 나타내고 있다.  $C_p$ 를 고정하고  $C_s$ 를 변화시켰을 경우, 전류 이득값이 최대인 최대 전력변환점의 변화가 거의 없으나,  $C_s$ 를 고정하고  $C_p$ 를 변화시켰을 경우는 전류이득값이 최대인 최대 전력변환점이 변하고 있음을 알 수 있다. 이는  $C_s$ 값을 변화시켰을 경우에는 전류이득의 크기만 변할 뿐이지 실제 회로 고유 주파수에는 영향을 끼치지 않으며,  $C_p$ 를 변화시켰을 경우는 회로 고유주파수에 영향을 끼쳐 전류이득값이 최대인 최대 전력변환점이 변할 뿐만 아니라  $C_p$ 값이 증가함에 따라 전류이득의 최대치도 감소하고 있다는 것을 알 수 있다. 그러므로 전류이득은  $C_p$ 에 의해서 큰 영향을 받지만  $C_s$ 와는 거의 무관하다고 할 수 있다. 그림 10(a)(b)(c)는 상기의 설계 값을 가지고, 수치해석을 통해 시뮬레이션을 하였을 경우,  $\varphi$ 가 0°일 때 인버터 각 부분의 정상 운전시 스위치 전류( $i_{sw}$ ), 스위치 양단 전압( $V_{sw}$ ), 병렬 커패시터 양

단 전압( $v_{cp}$ ), 그리고 부하전류( $I_L$ )의 이론파형과  $\varphi$ 가  $135^\circ$ 일 때 병렬 커패시터 양단 전압( $v_{cp}$ ), 부하전류( $I_L$ )의 이론 파형을 나타내고 있다.

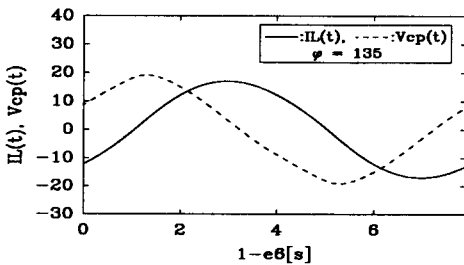
그림 11(a)(b)(c)는 이론 해석의 정당성을 검증하기 위해서 실험을 통한 스위치 전류( $i_{sw}$ ), 스위치 양단 전압( $V_{sw}$ ), 병렬 커패시터 양단 전압( $v_{cp}$ ), 그리고 부하전류( $I_L$ )의 실측 파형을 보여 주고 있다.



(a)



(b)

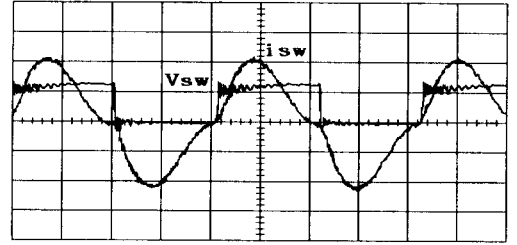


(c)

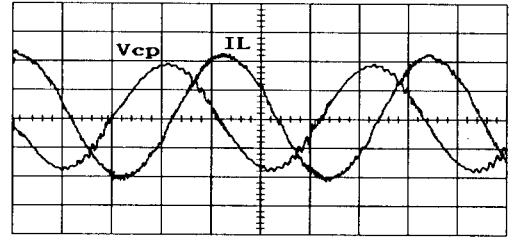
그림 10. 이론 파형  
Fig. 10. Current and Voltage waveforms by Simulation Results

그림에서 알 수 있듯이, 이론 파형과 실측 파형의 결과가 거의 일치함을 볼 수 있다. 이론 파형과 실측 파형의 오차는 스위칭 소자의 손실 및 배선 손실 등에 의한 것이라 사료된다.

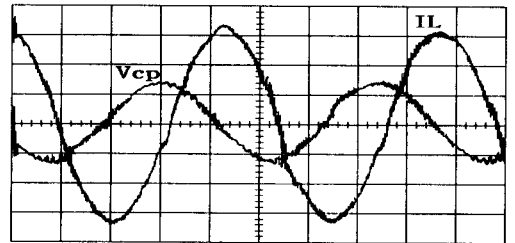
실험에서 사용한 실험 정수는 표 2와 같다.



(a) (Voltage : 40V/div, Current : 10A/div, Time : 2.17  $\mu$ s/div)



(b) (Voltage : 40V/div, Current : 40A/div, Time : 2.17  $\mu$ s/div)



(b) (Voltage : 15V/div, Current : 5A/div, Time : 1.87  $\mu$ s/div)

그림 11. 실험 파형  
Fig. 11. Current and Voltage waveforms by Experimental Results



## 5. 결 론

본 논문은 고주파 인버터 내부에 출력 전력과 출력주파수를 독립적으로 제어할 수 있는 한 방식으로 서 구동 신호에 위상차각( $\varphi$ )을 부여함과 동시에 직렬 공진회로의 전류를 병렬 공진회로의 주입전류로 작용하게 한 복공진형 고주파 인버터를 연구 대상으로 하여 그 동작 특성을 도식적으로 명확하게 표현하였다.

연구를 통해 얻은 결과를 요약하면 다음과 같다.

1. 직렬 공진 회로에 병렬 공진 회로를 부가함으로써 스위치의 전류 부담을 줄일 수 있었다.
2.  $\mu$ 가 1.02부근에서 전류 이득 특성 및 입력전력에 대한 출력전력의 변환효율이 최대가 되며,  $\mu$ 가 최대 전력 변환점인 1.02를 벗어나는 부분에서는 전류이득이 감소하고 있음을 알 수 있었다.
3. 전류이득과 회로 주파수는  $C_p$ 에 의해서 큰 영향을 받지만  $C_s$ 와는 거의 무관하다고 할 수 있다.
4. 이론 해석에서 얻은 특성값을 기초로 한 회로 설계 기법의 일 예를 제시하였으며, 더욱이 Power-MOSFET를 사용하여 실험을 행한 결과 실험 파형과 이론 파형이 거의 일치함을 확인하였다.

향후 제안한 인버터는 유도가열 응용을 비롯하여 고주파 발전을 이용한 DC-DC 컨버터 및 중·대용량의 전력변환장치에 그 응용이 기대되는 바이다.

## 참 고 문 헌

- (1) B.K. Bose, "Evaluation of modern power semiconductor devices and future trends of converters", IEEE Trans. Vol. 28, No. 2, 403~413, March/April, 1992.
- (2) 日本電氣學會, "新型パワーデバイス 應用電源システム技術の動向", 電氣學會技術報告(II部)제350호.
- (3) Kh.Liu and F. C. Lee, "Zero-Voltage Switching techniques in DC/DC converters", IEEE. Trans. Vol. 5, 3, pp.293~304, July, 1990.
- (4) H. Ogiwara and M. Nakaoka, "Induction-heating high frequency inverters using static induction heating", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 31, no. 1, pp. 34-36, Feb. 1984.
- (5) M.Kamli, S.Yamamoto and Mabe, "A 50-150KHz Half-Bridge Inverter for Induction Heating Applications", IEEE Trans. Ind. Electron, Vol.43, No.1, pp 163-171,

Feb.1996.

- (6) Dong-Hee Kim, Chae-Gyan Ro, Jong-Hae Kim and Won-Young Jung, " Drive Signal Phasor Control-Based High frequency resonant inverter using Power-SIT," Trans. KIEE, Vol. 12, No. 1, pp. 51~57, 12, 1998.
- (7) 김 종해, 원 재선, 김 동희외 3명, " 복 공진형 고주파 인버터의 특성해석과 설계", '98년도 대한 전기학회 하계학술 대회 논문집(PEP94), pp. 2100~2102, 7, 1998..
- (8) da Silva e Sousa, J. C, Pereira, A. A etc " A Full-Bridge SR-PWM Converter Operating at reduced conduction and commutation losses using Phase-shift control", EPE'97 Proceedings, Vol. 4, pp, 4397~4402, 9, 1997.

## ◇ 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 박사과정. 현재 구미 1대학 겸임교수.

### 김 종 해 (金鍾海)

1968년 3월 11일생. 1994년 경일 대 공대 전기공학과 졸업. 1996년 영남대 공대 전기공학과 졸업(석사). 1999년 영남대 공대 전기공학과 졸업(박사). 현재 안동정보대학 겸임교수.

### 남 승 식 (南承植)

1964년 11월 20일생. 1990년 경일 대 공대 전기공학과 졸업. 1992년 영남대 공대 전기공학과 졸업(석사). 1997년 영남대 공대 전기공학과 졸업(공학박). 현재 구미 1대학 겸임교수.

### 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. 현재 영남대 공대 전기·전자공학부 교수.

### 노 채 균 (盧采均)

1938년 10월 7일생. 1961년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1975년 영남대 공대 전기공학과 졸업(석사). 1978년 영남대 공대 전기공학과 졸업(박사). 1982~1983년 미국 켄터키 주립대학 교환교수. 현재 영남대 공대 전기·전자공학부 교수.

### 배 영 호 (裴英鎬)

1953년 9월 11일생. 1978년 영남대 공대 전기공학과 졸업. 1981년 영남대 공대 전기공학과 졸업(석사). 1994년 영남대 공대 전기공학과 졸업(박사). 현재 경일대 공대 전기공학과 교수.