

직류 전원 분할용 커패시터의 용량변화가 복공진형 고주파 인버터의 특성에 미치는 영향

원 재선*, 박 홍일*, 이 경호* · 조 규판*, 김 동희*
* : 영남대학교 전자정보공학부

An influence on Characteristic of double resonant type high frequency inverter according to the variable capatance of the DC voltage source separated capacitor

Jae-Sun Won*, Hong-Il Park*, Kyung-Ho Lee*, Gyu-Pan Cho*, Dong-Hee Kim*
Yeungnam University*

ABSTRACT

A half bridge type double resonant high frequency resonant inverter using PFM is described. This proposed inverter can reduce distribution of the switching current because of using the current of the serial resonant circuit to the input current of the parallel one. In the case of variable capacitance of the DC voltage source separated capacitor, the analysis of inverter circuit has generally described by using normalized parameter and operating characteristics has been evaluated in terms of switching frequency and parameters. Based on the characteristics value, a method of the circuit design is proposed. The theoretical results are in good agreement with the experimental ones. In the future, this proposed circuit is considered to be useful for induction heating and discharge lamp.

1. 서 론

최근, 고내압, 고출력 및 고속동작으로 각광받고 있는 Power-MOSFET, IGBT, SIT 등을 이용한 공진형 전력변환장치에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다.^[1]

공진형 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 추가하여야 하므로 기동시간이 늦어지는 것이 문제점으로 지적된다.^{[2][3]}

따라서, 본 논문에서는 상기와 같은 문제점을 보완할 수 있는 회로로서, 종래의 직렬 공진회로에 병렬 공진회로를 추가하여, 직렬공진회로의 전류를 병렬공진회로의 주입전류로 작용하게 하여 스위치의 전류부담을 감소시키는 효과를 갖는 복공진형 고주파 공진 인버터를 연구대상으로 하여 직류 전

원 분할용 커패시터(C_1, C_2)의 용량변화에 따른 동작원리 및 특성해석에 관해 기술하고 있다.

회로해석은 무차원화 파라미터를 도입하여 범용성 있게 기술하였고 특성평가를 기초로 한 회로설계법의 일례도 제시하고 있으며, 이론해석의 정당성을 입증하기 위하여 스위칭 소자로 Power-MOSFET를 사용하여 실험을 통해서 본 특성해석의 정당성을 입증하고 있다.

2. 복공진형 고주파 공진 인버터

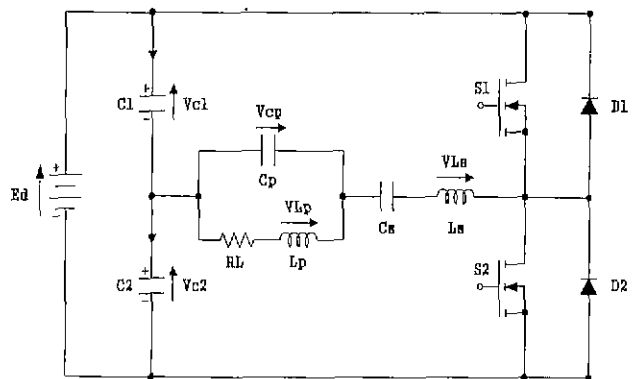


그림 1. 복공진형 고주파 인버터

그림 1은 종래의 HB형 직렬 공진 회로에 병렬 공진 회로를 추가하고 직류 전원 분할용 커패시터(C_1, C_2)의 용량변화에 따른 해석을 행하기 위한 복공진형 고주파 공진 인버터의 회로구성을 나타내고 있다.

스위칭 소자(S_1, S_2)는 MOSFET, SIT, IGBT 등의 고주파 전력용 자기소호형 소자가 사용가능하고, 역병렬 다이오드(D_1, D_2)는 회로 운전상태에 따라 나타나는 무효분의 전류를 흘려주기 위한 통로로 사용된다. L_s 및 C_s 는 스위칭 소자의 온·오프에 따라서 직렬 공진 회로를 구성하기 위한 공진용 리액터와 커패시터이고, C_p 는 유도가열 부하계(R_L-L_p)의 역을 보상용 커패시터이다. 실제 전체 시스템의 효율적인 면에서 역률보상용(병렬) 커패

시터에 의해 결정되며, C_s 와는 무관하다. 부하로는 유도 가열 부하계를 상정하였고, R_L 과 L_p 는 유도 가열 부하계의 등가저항과 등가리액턴스를 나타낸다.

3. 회로 해석

그림 1의 회로는 동작주파수(f_{sw})와 회로의 고유 주파수(f_r)와의 대소에 의해 회로동작을 용량성(I) 및 유도성(II) 또는 저항성(III) 동작 어느 것이나 선택적으로 운전 가능한 회로구성으로 되어 있다.

그림 1의 회로의 동작모드는 (S_1, S_2)와 (D_1, D_2)의 온·오프 동작상태에 따라 표 1과 같은 동작모드로 분류할 수 있다. 또한, 각 모드별 회로 상태 방정식을 회로해석의 범용성을 부여하기 위하여 표 2에 나타낸 정규화 제어변수를 도입하여 표현하였다

표 1. 동작 모드

Pattern	S_1	S_2	D_1	D_2	Total Mode
I	ON				Mode A
			ON		Mode A
		ON			Mode B
				ON	Mode B
II			ON		Mode A
	ON				Mode A
				ON	Mode B
		ON			Mode B
III	ON				Mode A
		ON			Mode B

표 2. 무차원화파라메타

	Reference Values	Normalized Values
Voltage	E_d	$V^*(z) = V_c(t)/E_d$
Current	$I_b = E_d/Z_b$	$i^*(z) = i(t)/I_b$
Time	$T_o = 1/f_{sw}$	$z = t/T_o$
Frequency	$f_r = 1/2\pi\sqrt{L_b C_b}$	$\mu = f_{sw}/f_r$
Impedance	$Z_b = 2\sqrt{L_b/C_b}$	$\lambda = R/Z_b$
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 $L_b = L_p, C_b = C_p, C_s = C_1 = C_2$ $\alpha = C_s/C_p, \beta = C/C_p, \delta = L/L_p$	

무차원화 파라메타를 도입한 무차원화 상태방정식은 다음과 같다.

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

$$Y^* = C^* \cdot X^*$$

여기서, $X^* = [i_{sw}^* \ i_L^* \ v_{cs}^* \ v_{cp}^* \ v_{c1}^* \ v_{c2}^*]^T$

$U^* = [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$ 이고 각 모드별 A^*, B^*, C^* 는 다음과 같다.]

Mode A:

$$A^* = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{4\pi}{\mu\delta} & -\frac{4\pi}{\mu\delta} & 0 & -\frac{4\pi}{\mu\delta} \\ 0 & -\frac{4\pi\lambda}{\mu} & 0 & \frac{4\pi}{\mu} & 0 & 0 \\ \frac{\pi}{\mu\beta} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\pi}{\mu} & -\frac{\pi}{\mu} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{\pi}{2\mu\alpha} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\pi}{2\mu\alpha} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B^* = [\frac{4\pi}{\mu\delta} \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$$

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

Mode B:

$$A^* = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{4\pi}{\mu\delta} & -\frac{4\pi}{\mu\delta} & \frac{4\pi}{\mu\delta} & 0 \\ 0 & -\frac{4\pi\lambda}{\mu} & 0 & \frac{4\pi}{\mu} & 0 & 0 \\ \frac{\pi}{\mu\beta} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\pi}{\mu} & -\frac{\pi}{\mu} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{\pi}{2\mu\alpha} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\pi}{2\mu\alpha} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B^* = [-\frac{4\pi}{\mu\delta} \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$$

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

그림 2는 $\mu = 1.04, \lambda = 0.07, \alpha = 1, \beta = 0.5$ 로 하였을 경우, 인버터 각 부분의 정상운전시 이론파형을 보여주고 있다

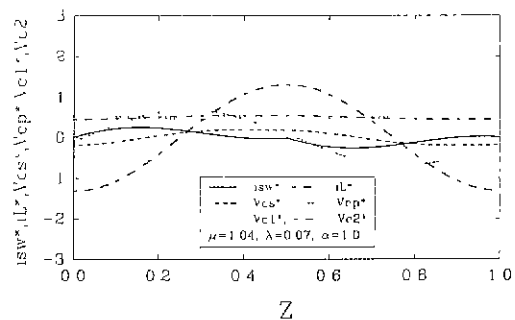


그림 2. 이론 파형

4. 특성 평가

그림 3은 $\lambda=0.07$ 로 고정하고, (α, μ) 를 파라미터로 하였을 경우의 전원 분할용 커패시터 전압 ($v_{cl} \cdot ripple$)의 리플특성을 나타내고 있다.

전원 분할용 커패시터 전압의 리플을 구하는 식은 다음과 같이 정의된다.

$$Ripple = \frac{\text{교류실효값}}{\text{직류값}} = \sqrt{\frac{V_{rms}^2 - V_{dc}^2}{V_{dc}^2}} \times 100[\%]$$

그림에서 알 수 있듯이, α 가 작을 경우, 전원에서 부하측을 보았을 때 C_s 는 전원 분할용 커패시터가 아닌 공진용 커패시터로 보이다가, α 가 커짐에 따라 전원 분할용 커패시터로 보여져 교류성분보다는 직류성분을 많이 포함하게 된다. 따라서 α 가 30이상 되었을 때에는 리플률이 0.1(%)이하로 되므로, C_s 는 $E_d/2$ 의 직류전압을 가하는 전원 분할용 커패시터로 볼 수 있다.

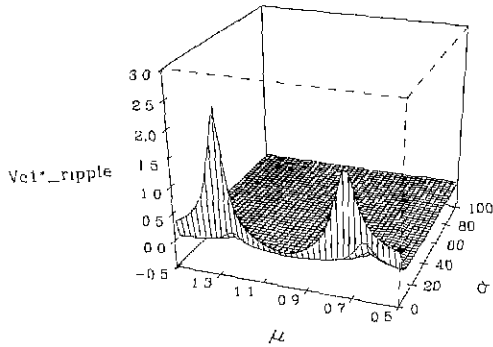


그림 3. 직류 전원 분할 커패시터의 리플특성

그리고 1.225부근에서 최대 출력 특성값을 나타내고 있는데, 이 특성치는 직렬 공진에 의한 최대 출력특성이며, 부하에는 유효전력성분이 아닌 무효전력성분을 많이 포함하기 때문에 실제 유도가열시에는 이 구간에서는 인버터를 운전하지 않는 것이 좋은 줄로 사료된다.

그림 5은 $\lambda=0.07$ 로 고정하고, (α, μ) 를 파라미터로 하였을 경우, 스위칭 전류의 최대치 특성 ($i_{sw} \cdot max$)를 나타내고 있다.

그림에서 알 수 있듯이, α 가 증가함에 따라 스위칭 전류의 최대값이 감소하고 있음을 알 수 있다.

또한, α 가 작아짐에 따라서 부하 임피던스가 작아져 스위치에 흐르는 전류는 증가하지만은 공진 주파수가 감소하게 되어 복공진형 인버터의 유도성 부하상태의 안전동작 영역이 감소하여지는 것을 알 수 있다. α 가 30미만 일 경우는 최대 공진점이 μ 가 0.7와 1.275와 형성되며, $\alpha \geq 30$ 이상이 되었을 경우에는 최대 공진점이 μ 가 0.65와 1.225에서 형성되는 것을 알 수 있다.

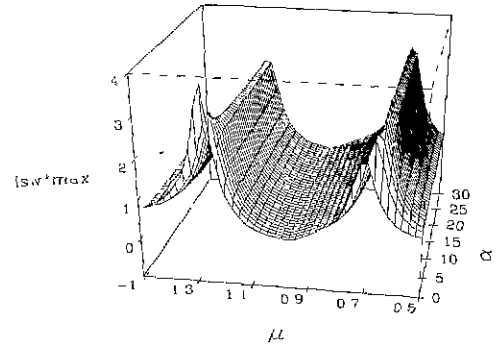


그림 5. 스위치 최대전류 특성

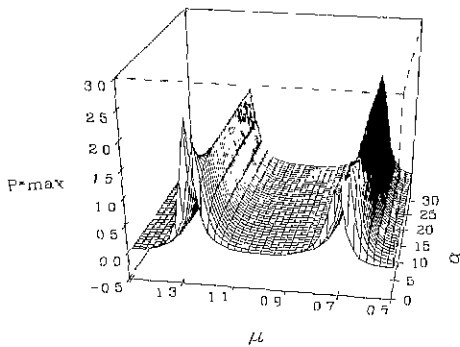


그림 4. 출력 전력 특성

그림 4는 $\lambda=0.07$ 로 고정하고, (α, μ) 에 따른 출력전력($P \cdot max$)특성을 나타내고 있다. 그림에서 알 수 있듯이, α 가 감소함에 따라 출력이 증가하고 최대전력 변환점도 상당히 변화하고 있다는 것을 알 수 있다. 이는 α 가 작아짐에 따라 부하임피던스가 감소하여 스위치에 흐르는 전류가 증가하였기 때문이다. 또한, α 가 증가함에 따라 μ 가 0.65

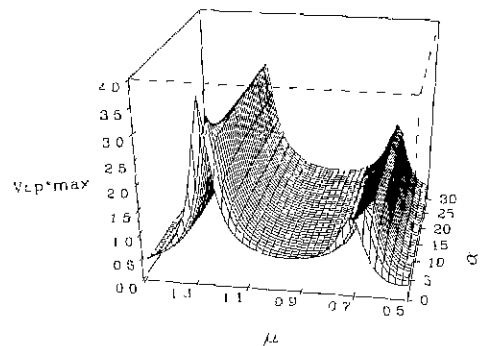


그림 6. 병렬 커패시터 전압의 최대치 특성

그림 6은 $\lambda=0.07$ 로 고정하고, (α, μ) 에 따른 병렬 공진용 커패시터의 최대치 특성 ($V_{cp} \cdot max$)을 나타내고 있다. 공진용 커패시터의 최대전압은 인버터의 최대전류를 적분한 것이므로 스위칭 소자에 흐르는 전류의 적분한 값으로 주어진다. 이 특성치는 설계시 공진용 커패시터의 내압을 결정하는 중요한 자료로 사용된다.

4. 회로설계 및 실험

회로 특성평가에서 얻은 결과를 기초로 하여 입력 전압 $E_d(V)$, 출력전력 $P(kw)$, 출력주파수 $f_{sw}(kHz)$ 가 설계 사양으로 주어진 경우 회로 설계법의 일 예는 다음과 같다.

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

Step. 2. 기준 임피던스 산출

$$P^*(Z) = \frac{P}{P_b} = \frac{P}{E_d^2 / Z_b} \text{에서}$$

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

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. 커패시터 전압 및 부하전류 산출

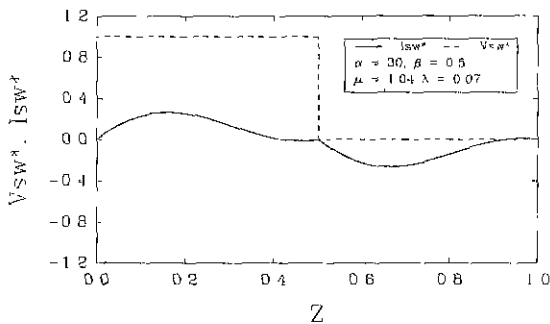
$i_{sw}^*_{max}$: [그림 5 참조]

$V_{cp}^*_{max}$: [그림 6 참조]

그림 7(a)는 $\alpha=30, \beta=0.5, \mu=1.04, \lambda=0.07$ 로 고정시키고 무차원화 제어주파수(μ)를 파라미터로 하여 상기의 설계값을 가지고 수치해석을 통해 시뮬레이션을 하였을 경우, 스위칭 전류(i_{sw}^*)와 스위칭 양단 전압(V_{sw}^*) 파형의 정상동작 파형을 나타내고 있고, 그림 7(b)는 이론 해석의 정당성을 검증하기 위해서 실험을 통한 스위칭 전류(i_{sw}) 스위칭 양단 전압(V_{sw})의 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 Power-MOSFET (IRF460)를 스위칭 소자로 사용하고, $E_d=50[V]$, $C_1=C_2=54[\mu F]$, $L_s=3.2[\mu H]$, $C_s=0.6[\mu F]$, $L_p=0.93[\mu H]$, $C_p=1.8[\mu F]$ 로 회로를 구성하였다.



(a)

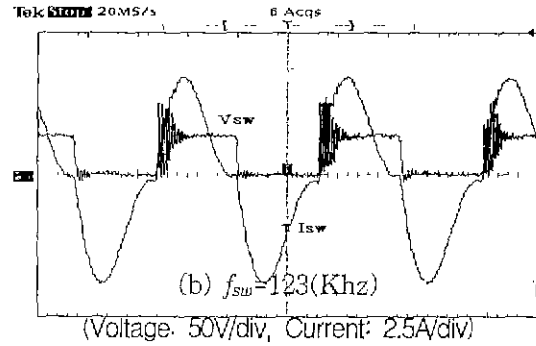


그림 7. 스위칭 양단전압(V_{sw})과 스위칭 전류(i_{sw})

5. 결론

본 논문은 HB형 복공진형 고주파 인버터에 있어서 전원분할용 커패시터의 용량 변화에 따른 회로 동작 및 제 특성에 관해 무차원화 파라미터를 도입하여 범용성 있게 기술하였다.

전원 분할용 커패시터와 공진용 커패시터의 비(α)를 변화시켰을 경우, α 가 30미만에서는 최대전력변환점이 0.7와 1.275에서 형성되며, $\alpha \geq 30$ 이상이 되었을 경우에는 최대전력변환점이 $\mu \approx 0.65$ 와 1.225에서 형성될 뿐만 아니라 리플률의 0.1(%)이하로 되어 $E_d/2$ 전압을 전원분할용 커패시터로 볼 수 있다. 또한 α 가 작아짐에 따라서 전원 분할용 커패시터의 용량이 소형화, 경량화 그리고 저코스트화를 이룰 수 있다.

더욱이, 이론해석에서 얻은 특성값을 기초로 한 회로 설계 기법의 일 예를 제시하였고 Power-MOSFET를 사용하여 실험을 행한 결과 실측파형과 이론파형이 거의 동일한 경향을 나타내고 있음을 확인하였다.

향후, 본 회로는 유도가열 응용을 비롯하여 고주파 발전을 이용한 DC-DC 컨버터 및 중·소용량의 전력변환장치에 그 응용 가능성을 확인하였다.

[참고문헌]

- [1] B.K Bose, "Evaluation of modern power semiconductor devices and future trends of converts", IEE Trans. Vol. 28, No. 2, pp. 403-413, March/april, 1992.
- [2] M. Kamli, S.Yamamoto and M.Abe, "A 50-150KHz Half-Bridge Inverter for Induction Heating Applications", IEEE Trans. Ind. Electron, Vol. 43, No.1, pp.163-171, Feb. 1996
- [3] 조 규관, 김 중해, 김 동희외 3명, "Phase-Shift를 이용한 복공진형 고주파 인버터의 특성에 관한 연구", 한국조명설비학회논문지, Vol. 14, No. 1, pp.109~117, 1, 2000