

자려식 전류형 고주파 공진 인버터의 특성해석

송 진화*, 김 동희*, 노 채균*, 황 계호*, 이 봉섭**, 심 광열***, 정 성균****
 영남 대학교*, 삼척 대학교**, 울산과학기술대학***, 부성 ENG****

Characteristic analysis of self tuning controlled current fed high frequency resonant inverter

J.H.Song*, D.H.Kim*, C.K.Noh*, G.H.Hwang*, B.S.Lee**, K.Y.Sim***, S.K.Jung****
 University of Yeungnam*, Samchok National University**, Ulsan College***, Boosung ENG****

Abstract - This paper proposes a current-fed type high frequency inverter using a soft switching technology Zero-Voltage-Switching to reduce turn on and off loss at the switching. The analysis of the proposed circuit was described by using normalized parameter and operating characteristics have been evaluated as to switching frequency and parameters.

In the future, the proposed circuit is considered to be useful for induction heating applications.

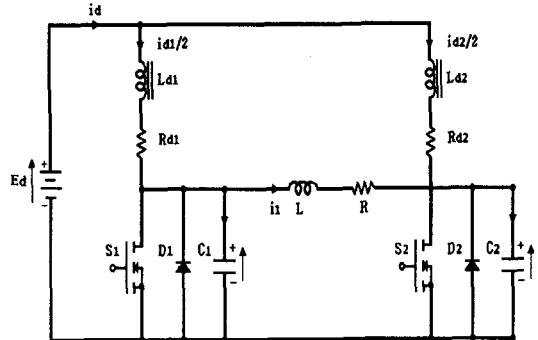


그림 1. 자려식 전류형 고주파 공진인버터

1. 서 론

최근, 대전력 고주파 유도가열용 전원, 정보통신용 전원장치 등 소형 경량화를 요하는 전력변환 제어장치 등에 Power-MOSFET, IGBT 및 SIT 등을 이용한 전력변환 회로기술이 연구·개발 되고 있다.

전력용 스위칭 반도체소자를 고속 스위칭함에 따른 문제점으로는 스위칭시에 발생하는 스위칭 손실의 증가를 들 수 있다.

이러한 스위칭 손실의 증가는 전력용 반도체 스위칭 소자에 발열을 유발시킬 뿐만 아니라, 장치전체의 효율을 저하하고 있으며, 냉각장치의 대형화가 필요불가결하므로 신뢰성 및 관리상의 문제가 따른다.

회로 출력 주파수의 고주파화에 따라 스위칭에 발생하는 dv/dt, di/dt의 스트레스 경감과 스위칭 손실의 최소화를 위해 ZVS(Zero-Voltage-Switching), ZCS(Zero-Current Switching) 및 E급 스위칭 등의 스위칭기법을 적극 도입한 전력변환회로에 관한 연구가 널리 행해지고 있다.[1][2]

따라서 본 논문에서 상기와 같은 기술적 배경을 기초로 하여 자려식 전류형 고주파 공진 인버터에 Sealing Wax를 유도가열 부하로 선정하여, ZVS기법을 도입한 부하공진방식의 고주파 인버터의 기본동작원리 및 특성에 관해 기술하고 있다.

또, 회로해석에 범용성을 부여하기 위한 무차원화 파라미터를 도입하여 수치해석과 Pspice를 이용하여 회로의 동작특성을 해석·평가하였고 상태변수에 따른 인버터의 동작특성을 도식적으로 제시하여 회로해석 결과를 기초로 한 회로 설계기법의 일 예도 제시하고 있다.

2. 자려식 전류형 고주파 공진 인버터

2.1 주회로 구성 및 동작원리

그림 1은 본 논문에서 제안하고 있는 자려식 전류형 고주파 공진 인버터의 스위치 양단에 공진용 커패시터(C1, C2)를 연결하여 스위칭시 발생하는 스위칭 손실을 최소화 시킬수 있는 인버터 회로구성을 나타내고 있다.

스위칭 소자(S1, S2)는 Power-MOSFET, Power-TR, MCT, IGBT, SIT 등의 고주파 전력용 자기소호형 소자가 사용되고, 역병렬 다이오드(D1, D2)는 회로운전 특성상 나타나는 무효전류를 흘려주기 위한 통로로 사용되고 있다. 회로는 L-R-(C1, C2)로 되는 공진루프를 구성하고 있으며 부하는 유도가열 부하를 상정하였다.

회로구성에서 알 수 있듯이 제한 인버터는 전류형이면서 ZVS동작이 가능하고, 또한 스너버용 커패시터를 공진용 커패시터로 사용이 가능하다. 더욱이, 1석형 전류형 인버터에 비해 스위치의 전류부담이 적다는 특징을 가지고 있다.

2.2 회로해석

표 1. 동작모드

| MODE | S1 | S2 | D1 | D2 | Remarks | Total Mode |
|------|-----|-----|-----|-----|---------|------------|
| 1 | OFF | OFF | OFF | ON | C1 충전 | Mode 1 |
| 2 | OFF | ON | OFF | OFF | C1 방전 | Mode 2 |
| 3 | OFF | ON | ON | OFF | | Mode 3 |
| 4 | OFF | OFF | ON | OFF | C2 충전 | Mode 4 |
| 5 | ON | OFF | OFF | OFF | C2 방전 | Mode 5 |
| 6 | ON | OFF | OFF | ON | | Mode 6 |

그림 1의 S1, S2와 D1, D2의 온·오프 동작과 C1, C2의 충·방전에 의해서 표 1과 같이 6개의 모드로 분류할 수 있다.

또, 회로해석의 범용성을 부여하기 위하여 각 모드에 따른 회로 상태방정식은 표 2에 나타난 무차원화 제어변수를 도입하여 표현하였다.

표 2. 무차원화 파라미터

| | Reference Values | Normalized Values |
|-----------|---|--|
| Voltage | E_d | $V^*(z)=V(t)/E_d$ |
| Current | $I=E_d/Z_s$ | $i^*(z)=i(t)/I$ |
| Time | $T_o=1/f_{sw}$ | $Z=t/T_o$ |
| Frequency | $f_r=1/2\pi\sqrt{L_s C_s}$ | $\mu=f_{sw}/f_r$ |
| Impedance | $Z_s=2\sqrt{L_s/C_s}$ | $\lambda=R/Z_s$ $\lambda_1=R_{d1}/Z_s=R_{d2}/Z_s$ |
| Power | $P_s=E_d \cdot I$ | $P^*(z)=P(t)/P_s$ |
| Remarks | f_{sw} : Operating Frequency of Inverter T_o : Operating Period of Inverter $L_s = L_1, C_s = C_1 = C_2$ $\frac{L_{d1}}{L} = \frac{L_{d2}}{L} = a$ | |

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

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

여기서, $X^* = [i_{d1}^* \ i_{d2}^* \ I_L^* \ v_{c1}^* \ v_{c2}^*]^T$

$$U^* = [1 \ 1 \ 0 \ 0]^T \text{ 이고}$$

A^*, B^*, C^* 는 다음과 같다.

Mode 5

$$A^* = \begin{bmatrix} -\frac{4\pi\lambda_1}{a\mu} & 0 & 0 & -\frac{8\pi}{a\mu} & 0 \\ 0 & -\frac{4\pi(\lambda+\lambda_1)}{\mu(a+1)} & 0 & -\frac{8\pi}{\mu(a+1)} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{4\pi\lambda}{\mu} & \frac{4\pi}{\mu} & 0 \\ \frac{\pi}{2\mu} & 0 & -\frac{\pi}{\mu} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B^* = \begin{bmatrix} \frac{8\pi}{a\mu} & \frac{8\pi}{\mu(a+1)} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$C^* = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Mode 2

$$A^* = \begin{bmatrix} -\frac{4\pi\lambda_1}{a\mu} & 0 & 0 & -\frac{8\pi}{a\mu} & 0 \\ 0 & -\frac{4\pi\lambda_1}{a\mu} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{4\pi\lambda}{\mu} & \frac{4\pi}{\mu} & 0 \\ \frac{\pi}{2\mu} & 0 & -\frac{\pi}{\mu} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B^* = \begin{bmatrix} \frac{8\pi}{a\mu} & \frac{8\pi}{\mu(a+1)} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$C^* = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Mode 3

$$A^* = \begin{bmatrix} -\frac{4\pi(\lambda+\lambda_1)}{\mu(a+1)} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{4\pi\lambda_1}{a\mu} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{4\pi\lambda}{\mu} & \frac{4\pi}{\mu} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B^* = \begin{bmatrix} \frac{8\pi}{\mu(a+1)} & \frac{8\pi}{a\mu} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$C^* = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Mode 4

$$A^* = \begin{bmatrix} -\frac{4\pi(\lambda+\lambda_1)}{\mu(a+1)} & 0 & 0 & 0 & -\frac{8\pi}{\mu(a+1)} \\ 0 & -\frac{4\pi\lambda_1}{a\mu} & 0 & 0 & -\frac{8\pi}{a\mu} \\ 0 & 0 & -\frac{4\pi\lambda}{\mu} & \frac{4\pi}{\mu} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\pi}{2\mu} & \frac{\pi}{\mu} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B^* = \begin{bmatrix} -\frac{8\pi}{\mu(a+1)} & \frac{8\pi}{a\mu} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$C^* = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Mode 5

$$A^* = \begin{bmatrix} -\frac{4\pi\lambda_1}{a\mu} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{4\pi\lambda_1}{a\mu} & 0 & 0 & -\frac{8\pi}{a\mu} \\ 0 & 0 & -\frac{4\pi\lambda}{\mu} & 0 & -\frac{4\pi}{\mu} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\pi}{2\mu} & \frac{\pi}{\mu} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B^* = \begin{bmatrix} \frac{8\pi}{a\mu} & \frac{8\pi}{a\mu} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$C^* = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Mode 6

$$A^* = \begin{bmatrix} -\frac{4\pi\lambda_1}{a\mu} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{4\pi(\lambda+\lambda_1)}{\mu(a+1)} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{4\pi\lambda}{\mu} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B^* = \begin{bmatrix} \frac{8\pi}{a\mu} & \frac{8\pi}{\mu(a+1)} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$C^* = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

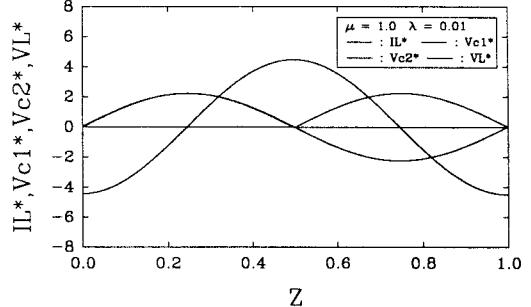


그림 2. 이론파형

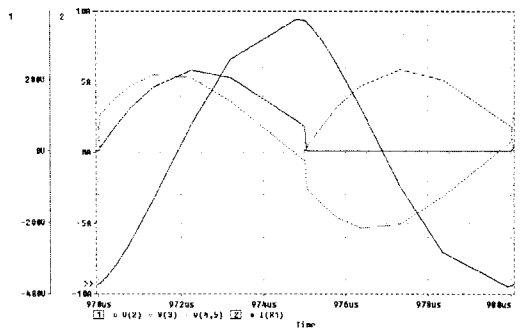


그림 3. Pspice 파형

그림 2와 그림 3은 자력식 전류형 고주파 인버터의 각 부 이론파형과 범용시뮬레이터 툴인 Pspice를 사용한 시뮬레이션 파형을 보여주고 있다.

Pspice파형은 수치해석한 이론파형과 거의 동일한 경향을 가지고 있어 이론해석의 정당성을 뒷받침하고 있다.

3. 특성평가

그림 4는 μ 와 λ 를 파라미터로 하였을 경우 최대 출력 전력특성(P_{max})을 나타내고 있다. 특성도에서 보는 바와 같이, λ 가 일정할 경우 μ 가 감소함에 따라 P_{max} 는 증가하는 경향을 나타내고 있다.

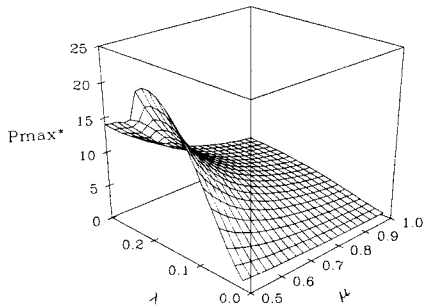


그림 4. P_{max}^* 특성

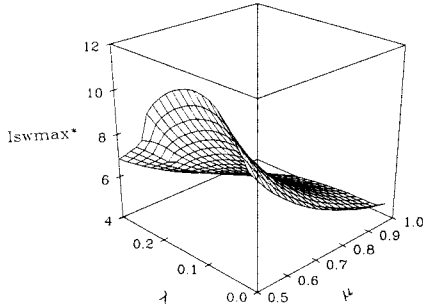


그림 5. i_{sum}^* 특성

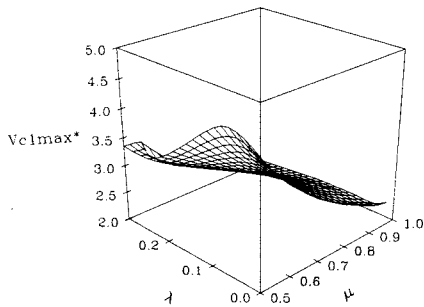


그림 6. V_{clmax}^* 특성

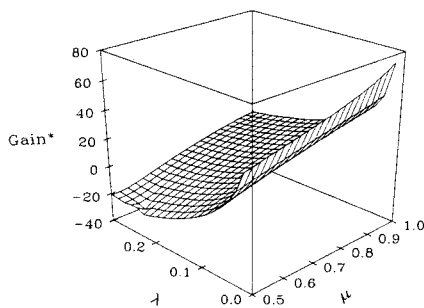


그림 7. $Gain^*$ 특성

μ 의 변화시, $\mu \approx 1.0$ 에서 출력특성의 크기가 가장 작게 나타났으며, $\mu \approx 1.0$ 을 벗어날수록 그 값이 점점 커짐을 알 수 있다. 이는 $\mu \approx 1.0$ 벗어나게 되면, 부하회로에 무효전력이 발생하므로 전원에서 이를 감당할 전원공급 전력이 증가하기 때문이다.

그림 5는 μ 와 λ 를 파라미터로 하였을 경우, 스위칭 소자에 흐르는 전류의 최대치(i_{sum}^*)특성을 나타내고 있다. 그림 6은 μ 와 λ 를 파라미터로 하였을 경우, 공진용 커패시터양단 전압의 최대치(V_{clmax}^*)특성을 나타내고 있다. 공진용 커패시터의 최대전압은 인버터 부하의 최대전류를

적분한 값으로 주어진다. 그림 5와 그림 6의 특성은 사용하는 스위칭 소자와 공진용 커패시터의 설계시 정격을 결정하는 중요한 자료로 사용된다.

그림 7은 μ 와 λ 를 파라미터로 하였을 경우 전류이득($Gain^*$)을 나타내고 있다. 전류이득은, $\mu \approx 1.0$ 에서 가장 크게 나타났으며, $\mu \approx 1.0$ 을 벗어날수록 감소함을 알 수 있다.

4. 회로 설계

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

Step 1 (μ, λ, P_{max}^*)를 결정 [그림 4참조]

Step 2 기준 임피던스 산출

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

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

Step 3 회로 고유 주파수 f_r (kHz) 산출

$$f_r = \frac{f_{sw}}{\mu} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}}$$

Step 4 L_s, C_s 산정

Step 5 커패시터 전압 및 부하전류 산출

i_{sum}^* : [그림 5참조]

V_{clmax}^* : [그림 6참조]

< 설계 예 >

STEP에 의해서 설계된 회로 설계 수치 예는 표 3과 같다.

표 3. 설계 수치 예

| Circuit Parameter | $E_d = 100[V], P = 1[kW]$ |
|-------------------|---------------------------|
| L_s | 36.229[μH] |
| C_s | 69 [nF] |
| i_{sum}^* | 7.593 [A] |
| V_{clmax}^* | 208.11[V] |

5. 결론

본 연구는 ZVS를 도입하여 출력주파수의 고주파화에 따른 스위칭 손실을 저감시킬수 있는 자력식 전류형 고주파 공진 인버터를 연구 대상으로 하여 회로동작과 특성을 이론적으로 검토하였다.

제안한 고주파 인버터에 Sealing Wax를 유도가열 부하로 선정하여, 설계 전 단계에 필요한 특성평가를 무차원화 파라미터(μ, λ)를 도입하여 범용성 있게 기술하였다.

본 연구는 99년도 영남대학교 정보통신

특성화연구 조성비에 의하여 연구되었음.

(참고 문헌)

- (1) K. Harade, H. Sakamoto and M. Shoyama, "Phase controlled DC-AC converter with high frequency switching", IEEE Trans. Power Electron. Vol. 3, No. 4, pp. 406-411, 1988.
- (2) 배기훈, 심광열, "ZVS를 이용한 자력식 고주파 인버터의 특성해석", 대한전기학회 하계학술대회 논문집, 1993.