

ZVS를 이용한 자제식 고주파 인버터의 특성해석

배기훈^o 심광열 김동희 노채균
 영남대학교 전기공학과

Characteristic analysis of self-tuning controlled high frequency inverter using ZVS

Ki-Hoon Bae^o Kwang-Yeal Sim Dong Hee Kim Chae-Cyun Ro
 Dept. of Electrical Eng. Yeungnam Univ.

<Abstract>

This paper describes characteristic analysis of high frequency inverter using zero voltage switching(ZVS) which is one of the methods to reduce switching loss.

This study is generally described by introducing normalized control variables. Moreover, many characteristics of analysis results offer important data for circuit design.

In addition, the result of its characteristic analysis is compared with that from PSpice's simulation.

1. 서론

최근 고주파 유도가열장치, 플라즈마 발생장치 등의 공업용 전력 제어기기를 비롯하여, 각종 전력용 스위칭 전압 및 방송용 고출력 증폭장치 등에 고내압, 고출력, 고속동작 스위치가 요구됨에 따라 이에 부응하는 새로운 전력변환회로 기술이 요구되고 있다.

상기 장치들의 주전력변환회로에 사용되는 전력용 스위칭 반도체 소자로서는 Power MOSFET, IGBT 및 SIT등이 있다.⁽¹⁾

전력용 스위칭 반도체 소자를 대전력, 고주파화 함에 따른 문제점으로서의 스위칭시 발생하는 스위칭손실의 증가를 들 수 있다. 이 손실의 증가는 장치 전체의 효율저하 및 발열에 의한 소자파괴를 유발 시킬 뿐만 아니라 냉각장치의 대형화가 필요불가결하므로 신뢰성 및 보수관리상의 문제가 있다.

회로 출력주파수의 고주파화에 따른 스위치의 손실을 저감시킬 수 있는 기술로는 E급스위칭, ZVS(Zero-Voltage Switching) 및 ZCS(Zero-Current Switching)등이 제안되고 있다.⁽²⁾⁽³⁾⁽⁴⁾⁽⁵⁾

이러한 관점에서 본 논문은 스위칭 손실을 저감할 수 있고, 유도가열계의 응용을 상정하여, 자기소호형 스위칭소자를 사용한 자제식 전류형 고주파 인버터를 제안하고 있다.

또 제안한 회로의 동작과 특징에 관해 기술하고 있으며, 회로의 특성해석을 무차원화 제어변수를 도입하여 범용성 있게 기술하였다.

2. 회로구성 및 동작양식

그림 1은 본 연구에서 제안하고 있는 자제식 전류형 고주파 인버터의 주회로 구성을 나타내고 있다.

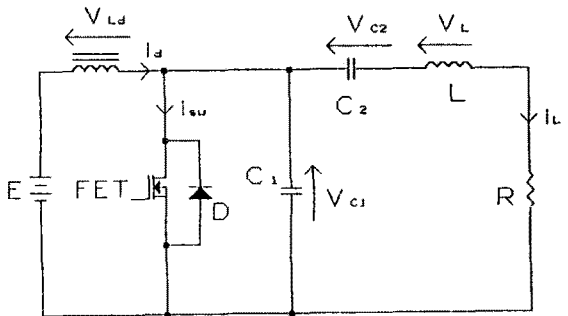


그림 1. 주 회로 구성

본 회로에서 사용 가능한 전력용 스위칭 소자로서는 자연소호형 소자는 사용 할 수 없으며, 자기소호형 소자만 사용할 수 있다.

자기소호 능력을 갖는 전력용 스위칭소자로는 Power Transistor, MOSFET, SIT 등이 있으며 그림 1에서 MOSFET로 표현한 것은 자기소호형 소자를 대표하여 도시한 것이다. 부하는 유도가열계를 상정하고 있으며, 만약 부하 탱크 회로에 최대전력이 주입되는 경우, 바꾸어 말하면, 탱크회로 공진시 인버터터측에서 보았을 때 등가적 순저항(R)으로 볼 수 있다.

스위치와 병렬로 연결된 콘덴서(C1)은 스위칭 손실을 저감시키는 회로동작을 실현시키기 위한 것이고, 콘덴서(C2)는 직렬공진용 및 부하전류의 직류분 제거용이다.

회로의 안정 동작을 위해 C1의 전압 영점 검출신호에 의해 ON신호를 발생 시켜주는, 자제식 여진방식을 채용할 필요가 있다.

회로구성에서 알 수 있듯이 i) 스위칭 손실이 저감되며 ii) 출력 전류의 파형 왜율이 적어 유도장해 등의 문제가 비교적 발생하지 않고 iii) di/dt, dv/dt가 적다는 등의 특징을 갖는다.

3. 제한회로 해석

그림 1에서 보여준 인버터스위치(FET와 D)의 on/off 동작에 따라 두개의 동작모드로 분류되며, 표 1에 나타난 무차원화 제어변수를 도입하여 표시하면 다음과 같다.

<모드1>

FET, D가 OFF 상태일 때, $C_1 - C_2 - L$ - 부하로 되는 공진 loop에 의해 부하에 진동 전류가 흐른다. 이 진동전류와 입력전류와의 차가 C_1 에 유입되어 V_{C1} 은 영전위에서부터 서서히 충전되어 최대치에 달한 후 방전이 시작되어 강하한다. 이 기간 동안은 DCL에 축적된 에너지가 인버터터측으로 이동된다.

$$\frac{d}{dz} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_L^* \\ V_{C1}^* \\ V_{C2}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-4\pi}{a\mu} & 0 \\ 0 & \frac{-4\pi\lambda}{\mu} & \frac{4\pi}{\mu} & \frac{-4\pi}{\mu} \\ \frac{b_1\pi}{\mu} & \frac{-b_1\pi}{\mu} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{b_2\pi}{\mu} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_L^* \\ V_{C1}^* \\ V_{C2}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{4\pi}{a\mu} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

<모드2>

V_{C1} 이 방전하여 영전위로 되는 시점에서 D가 턴-온하여 $D - C_2 - L$ - 부하로 구성되는 직렬공진 루프에 진동전류와 입력전류와의 차가 D에 흐른다. 더우기 V_{C1} 의 영점검출에 의해 FET에 ON신호가 인가되므로, FET - $C_2 - L$ - 부하의 직렬공진 루프에 의한 진동전류와 입력전류와의 차가 FET에 흐른다.

이 경우 FET의 전류는 영에서 출발하여 OFF신호가 인가되는 것에 의해 FET, D가 OFF된다.

이 기간은 전원으로부터 DCL에 에너지가 축적된다.

$$\frac{d}{dz} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_L^* \\ V_{C1}^* \\ V_{C2}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-4\pi\lambda}{\mu} & 0 & \frac{-4\pi}{\mu} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{b_2\pi}{\mu} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_L^* \\ V_{C1}^* \\ V_{C2}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{4\pi}{a\mu} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

정상주기해를 구하기 위하여 필요한 조건은 다음과 같다.

- i) $i_L \textcircled{1}(Z_1) = i_L \textcircled{2}^{*0}, \quad i_L \textcircled{2}^*(Z_2) = i_L \textcircled{1}^{*0}$
- ii) $V_{C2} \textcircled{1}(Z_1) = V_{C2} \textcircled{2}^{*0}, \quad V_{C2} \textcircled{2}^*(Z_2) = V_{C2} \textcircled{1}^{*0}$

여기서, $\textcircled{1}, \textcircled{2}$ 는 모드 1, 모드 2의 값을 나타내고 있으며, Z_1 는 모드 1의 시간이며, $Z_1 + Z_2 = 1$ 로 된다. 여기서 *는 무차원화된 양을 의미한다.

또 인버터 입력측에서는 전압평형조건이 성립하여

$$\int_0^{Z_1} V_{C1}^*(Z) dz = 1 \quad \text{로 되고}$$

자재식 인버터이므로 $V_{C1}^*(Z_1) = 0$, 즉 $V_{C1}^*(Z)$ 의 모드 변이 조건이다.

상기의 정상주기 조건을 고려하여 회로상태방정식을 Runge-Kutta법을 이용해 제한회로를 시뮬레이션 하였다.

4. 특성 평가

그림 2와 3은 스위치(FET)의 전압과 전류 파형을 나타내며 그림에서 보듯이 Turn-on/off시 거의 손실이 발생하지 않음을 나타낸다.

그림 4는 $b_1=0.5$ 의 경우 기본 안정동작 조건을 보여주고 있다. 그림 4에서 이는 $V_{C1}^*(Z_1)=0$ 을 만족하는 Z_1 이 존재하는 μ 와 λ 와의 관계이다. 안정동작 영역은 μ 축 및 반타원상의 곡선으로 둘러싸인 영역이다.

안정동작 parameter영역은 μ 가 1보다 작은 곳에서만 존재하는데 이는 인버터 동작주파수가 C_1, C_2, L 및 부하의 공진 루프의 공진주파수보다 낮다는 것을 의미한다.

그림 5는 $b_1=0.5, \mu=0.8$ 의 경우, Diode Turn-on 시간 Z_1 과 스위칭소자의 Turn-on 시간 Z_2 의 λ 에 대한 변화를 보여주고 있다.

그림에서 알 수 있듯이 λ 의 증가에 대하여 Z_1 은 단조증가, Z_2 는 단조감소하는 경향을 나타내며, 안정동작 한계 λ_{lim} 점에서 양자가 일치한다.

그림 6은 λ 를 변화시켰을 경우의 무차원화 출력전력 P^* 특성을 보여주고 있다. λ 가 일정할 경우, μ 가 감소함에 따라 P^* 는 급격히 증가하는 경향을 나타내고 있으며, b_1 의 감소에 따라서도 P^* 는 급격히 증가하고 있다. 이는 μ 혹은 b_1 의 감소는 모드 1의 기간(Z_1)이 감소를 의미한다.

제한회로에서는 $P^* = i_d^* \cdot (P_{in}^*)$ 이므로 직류전류 i_d^* 는 C_2 의 동작에 따라 직접 부하측에 전달되지 않고, 일단 C_1 에 축적되어 이것이 교류 에너지로 변환하여 부하에 전달되기 때문이다.

그림 7은 스위치의 최대전류를 $b_1=0.5$ 의 경우, λ 에 대한 변화를 μ 를 파라메타로 하여 나타낸것이다.

스위치에 흐르는 전류특성은 입력력 전력비안스에 의해 결정되나, 그림에서 알 수 있듯이 λ 가 증가함에 따라 전류최무도 증대하는 경향을 보여주고 있다.

그림 8은 $b_1=0.5, \mu=0.8$ 그리고 $\lambda=0.03$ 의 경우 출력전류의 고조파 함유율을 나타내고 있다. 고조파 함유율은 h_n 은 $(i_{Ln}^*)_{rms} / (i_L^*)_{rms}$ 로 정의하여 계산하였다.

단 $(i_{Ln}^*)_{rms}$ 는 i_L^* 의 제 n조파 성분 실효치이다. h_n 의 스펙트럼에서 알 수 있듯이 고조파 함유가 거의 없는 출력전류를 발생하고 있음을 보여주고 있다.

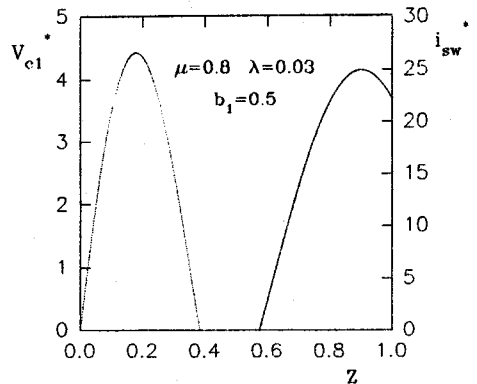


그림 2. 스위치의 전압과 전류 파형

표 1. 기준량과 무차원화 파라메타

Unit Inductance	$L=L$	Normalized Inductance	$a=L_d/L$
Unit Capacitance	$1/C=1/C_1+1/C_2$	Normalized Capacitance	$b_1=C/C_1, b_2=C/C_2$
Unit Impedance	$Z_s=2\sqrt{L/C}$	Normalized Resistance	$\lambda=R/Z_s$
Unit Frequency	$f_s=1/2\pi\sqrt{LC}$	Normalized Frequency	$\mu=f_0/f_s=2\pi f_0\sqrt{LC}$
Unit Time	$T_0=1/f_0$	Normalized Time	$Z=t/T_0=f_0t$
Unit Voltage	$E=E$	Normalized Voltage	$V^*(Z)=V(t)/E$
Unit Current	$I=E/Z_s$	Normalized Current	$i^*(Z)=i(t)/I$
Unit Power	$P_s=EI$	Normalized Power	$P^*(Z)=P(t)/P_s$
Note		f_0 : operating frequency of Inverter T_0 : operating period of Inverter	

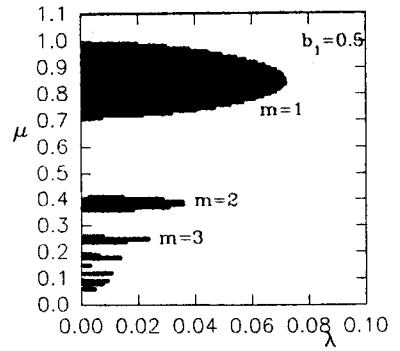


그림 4. 안정 동작 영역

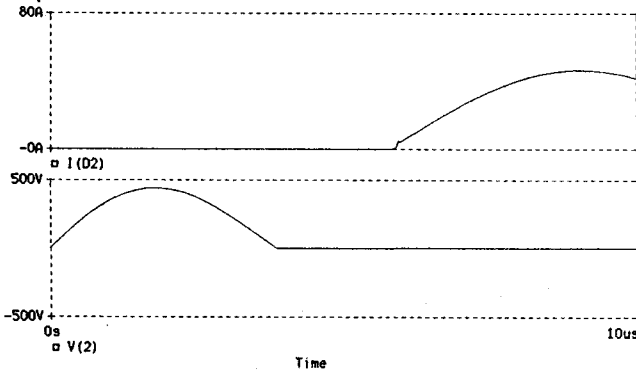


그림 3. 스위치의 전압과 전류 파형

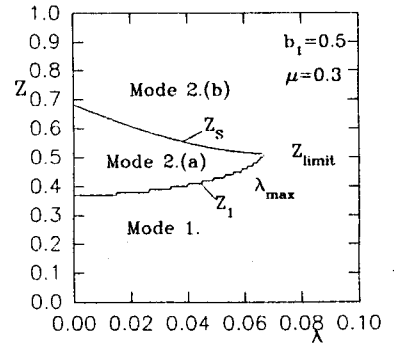


그림 5. λ에 대한 모드 천이점의 변화

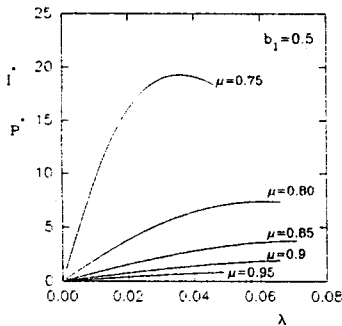


그림 6. λ에 대한 출력 특성

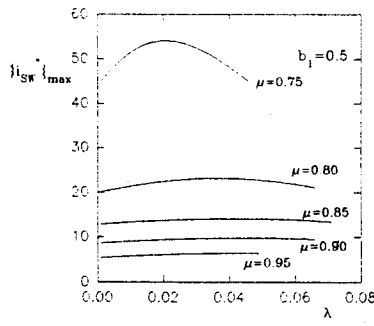


그림 7. 스위치 전류 최대값

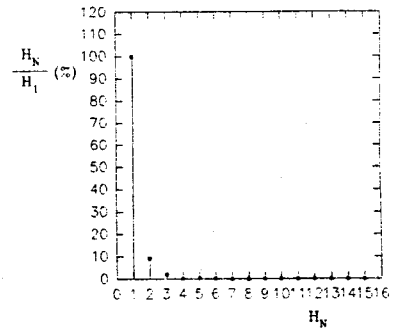


그림 8. 출력 전류 고주파 함유율

5. 결론

본 연구를 통해서 얻어진 결과를 요약하면 다음과 같다.

- i) 유도가열장치, 방출용 고출력장치 및 전자통신용 기기 등의 대전력, 고주파화에 따른 문제점으로 대두된 스위칭 손실을 대폭 저감 시킬 수 있는 전력용 고주파 인버터 회로의 한 형식을 제안해 회로동작과 특징에 대해 상술하였다.
- ii) 무차원화 파라메타를 도입하여 회로 해석을 범용성있게 행하였으며, 회로 파라메타에 대한 이론 파형을 제시하였다.
- iii) 콘덴서 C1의 전압 동작과 회로 파라메타 그리고 제어 주파수를 관련시켜 안정동작영역에 관해 도설하였다.
- iv) 제안 인버터의 설계전단계에 필요한 제특성을 도설하여 평가하였다.

참고 문헌

- (1) 正田英介 : "最新 파워-デバイス 活用讀本", 오ム社, (1990)
- (2) J.Jozwik : "Analysis and Design of class-E DC/DC Converter", IEEE, Industrial Elec., Vol.37, No.2, pp.173-183, (1990)
- (3) F.C.Lee : "High-Frequency Quasi-Resonant Converter Technologies", IEEE, proceedings June (1988)
- (4) Herman L.N.Wiegman : "A Resonant pulse Gate Drive for High-Frequency applications", APEC'92, pp.738-743 (1992)
- (5) R.Bonert : "Design of a resonant Inverter with variable voltage and constant frequency", IEEE, Industry Applications part I, pp.1003-1008 (1988)