ZVS를 이용한 LCC형 하프·브릿지 고주파 공진 인버터에 관한 연구

김 종 해*, 이 영 식*, 서 철 식*, 김 동 희*, 오 승 훈**, 안 항 목***
영남 대학교*, 동해 전문대학**, 안양 전문대학***

A Study on the LCC-HB Type Resonant Inverter Using ZVS

Jong-Hae Kim*, Yeung-Sik Lee*, Chul-Sik Seo*, Dong-Hee Kim*, Seung-Hun Oh**, Hang-Mok Ahn***
University of Yeungnam*, College of DongHae**, College of AhnYang***

Abstract - A class-D zero voltage switching (called soft-switching) inverter with only one capacitor in parallel with both FET, along with an approximate analysis and experimental results, is introduced. The inverter offers both zero turn-on and zero turn-off switching losses, yielding high efficiency at high frequencies.
In addition, soft switching reduces switching noise associated with the high frequency ringing at the swithching instants.

1. 서 론

펄스폭 변조(PWM)방식의 DC/DC, DC/AC의 모든 변환기 구조에서 제어가능형 스위치는 매 스위칭마다 전부하 전류로 온하고, 전부하 전류에서 오프하는 것이 요구되는 스위치 모드에서 동작하고 있다.

이러한 스위치 모드 동작에서의 스위치는 스위칭 스트레스가 높으며, PWM 스위칭 주파수에 비례하여 스위칭 전력손실이 증가한다.

스위치 모드 동작의 또 다른 중요한 단점은 스위처 모드 동작에 의해 발생되는 큰 di/dt, dv/dt에 의한 EMI 발생이다. 변환기 크기와 무게를 감소시키고, 전력밀도를 증가시키기 위해 스위칭 주파수를 증가시키면 스위치 모드 변환기의 이런 단점들은 더욱 심각해 진다.

그러므로, 변환기에서 높은 스위칭 주파수를 실현하는데 있어 변환기의 각 스위치에 걸린 전압 또는 스위치에 흐르는 전류가 영이되는 순간에 스위치의 턴온, 턴오프가 된다면 앞서 언급한 단점들이 최소화된다.

영전압 또는 영전류에서 스위칭되는 변환기 구조의 대부분은 LC공진의 형태를 필요로 하므로 공진형 인버터가 제안되고 있다.

본 논문에서는 상기와 같은 기술적 배경을 바탕으로 D급 하프 브릿지 전압형 고주파 공진인버터에 유도 가열 부하계를 모델로 선정하여, ZVS 기법에 의한 스위칭 손실을 저감할 수 있는 부하 공진형식의 고주파 인버터의 한 회로형식을 제안하고, 그 동작원리에 관해 명확히 하고자 한다.

종래의 전원분할 기능만을 가지는 전해 커패시터대신에 공진작용과 전원분할 기능을 동시에 가지도록한 커패시터 C_1, C_2로 회로 구성이 이루어져 있다.

2. ZVS를 이용한 LCC-HB형 고주파 공진 인버터

2.1 주회로

그림 1은 제안회로인 영전압 스위칭(ZVS)을 이용한 LCC-HB형 고주파 공진 인버터의 주회로 구성을 나타내고 있다.

스위치(Sw1,Sw2)는 양단에 커패시터를 병렬로 연결하여 스위칭시 소자에 발생하는 턴오프 손실을 영전압 스위칭(ZVS) 기법을 이용하여 저감하는 회로구성으로 되어있다.

스위치(Sw1, Sw2)의 각 구동신호는 충분한 데드타임을 가지고 교대로 인가되고, 각 구동신호의 ON duty cycle은 0.5보다 적다.

ZVS용 커패시터의 용량은 부하 공진용 커패시터의 1/50배로 산정했으며, 공진주파수에는 거의 영향을 미치지 못한다. ZVS 커패시터의 용량을 크게 산정할 경우에는 스위치 전압에 공진이 생겨 스위칭 손실이 증가하게 된다.

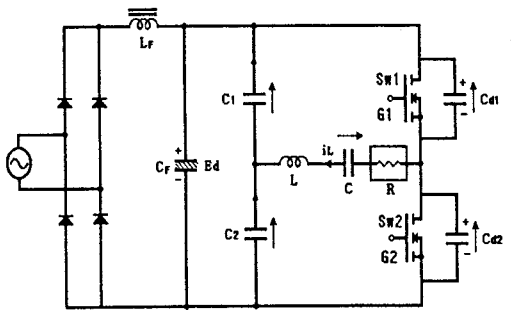


그림1. ZVS를 이용한 LCC-HB형 고주파 공진 인버터

2.2. 회로해석

스위치(Sw1,Sw2)에 인가하는 구동신호는 ZVS용 커패시터 C_{ds} ($= C_{d1}, C_{d2}$)의 충방전 시간과 환류 다이오드의 도통시간을 고려하여 데드타임(DT)을 두어야 한다.

안전동작 영역에서의 ZVS용 커패시터의 충방전 전류는 부하전류의 1/2이 되고, 데드타임동안 충,방전된다.

그림 2는 구동신호가 인가되었을 때 유도성 부하영역에서 각부의 전압과 전류 파형을 나타내고 있다.

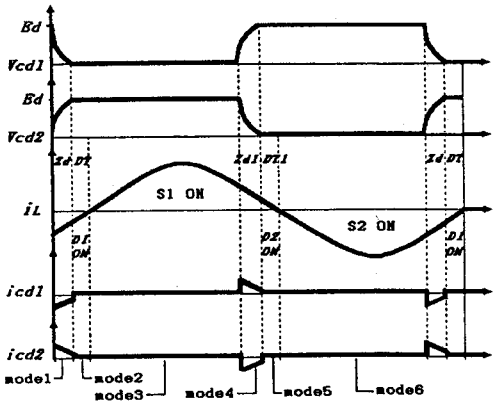


그림 2. 구동신호 패턴과 이론 파형

Table 1. Normalized Parameter

	Reference Values	Normalized Values
Time	$T_o = 1/f_{sw}$	$Z = t/T_o = f_{sw}t$
Frequency	$f_r = 1/2\pi\sqrt{L_bC_b}$	$\mu = f_{sw}/f_r$
Impedance	$Z_s = 2\sqrt{L_b/C_b}$	$\lambda = R/Z_s$
Voltage	$E_s = E_d$	$v^*(z) = v(t)/E_s$
Current	$I_s = E_s/Z_s$	$i^*(z) = i(t)/I_s$
Power	$P_s = E_sI_s$	$p^*(z) = p(t)/P_s$
Remark	f_{sw}: *operating frequency of inverter* T_o : *operating period of inverter* $C_1 = C_2 = C_s$, $C_s/C = \alpha$, $C_{d1} = C_{d2} = C_{ds}$, $C/C_{ds} = \beta$	

각 모드별 회로 상태방정식을 회로해석의 범용성을 부여하기 위해 표 1에서 나타낸 무차원화 상태방정식을 도입하였다.

여기서, X*는 무차원화 상태변수를 나타내고있다.

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

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

여기서, $X^* = [i_L^*\ v_c^*\ v_{c1}^*\ v_{c2}^*\ v_{cd1}^*\ v_{cd2}^*]^T$

$U = [1\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0]$, $C = [1\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0]$ 이고, A, B는 다음과 같다.

MODE 1

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

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

MODE 2 | **MODE 3**

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

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

MODE 4

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

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

MODE 5 | **MODE 6**

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

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

그림 3은 회로동작의 각 모드 판정과 이론파형을 도출하기 위한 수치해석의 플로차트를 나타내고 있으며, 상태변수의 해를 얻기 위해서 Runge-Kutta법을 이용하였다.

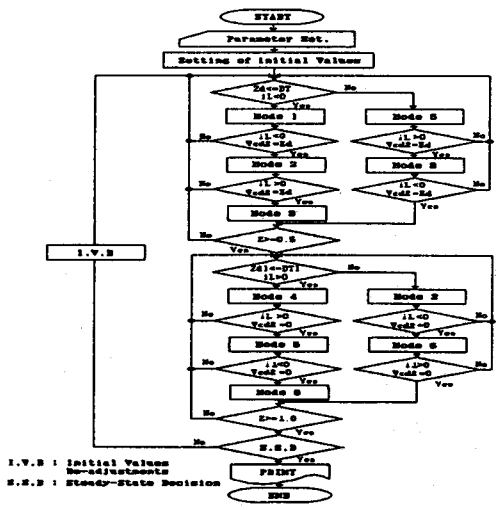


그림 3. 플로 차트

그림 4는 μ와 α를 파라미터로 하였을 경우, 전원 분할 커패시터의 리플특성을 나타내고 있다.

여기에서 전원분할 역할을 하는 커패시터 C_1, C_2와 부하공진 커패시터 C의 크기비 α를 두어서 α가 50이상일 경우에는 커패시터 C_1, C_2는 거의 전원전압의 1/2이다.

그림에서 알 수 있듯이 리플치는 파라미터 μ의 변화에 크게 영향을 받지 않으며, 커패시터 분할비(α)가 50 이상이 되면 리플은 거의 0.1%이하로 매우 적은 값이 되어 전원분할용 커패시터로 작용하고 있다는 것을 알 수 있다.

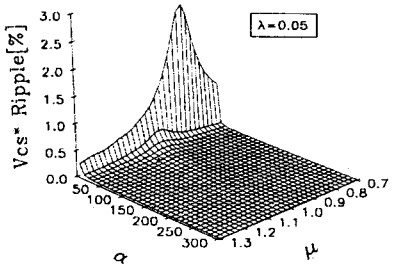
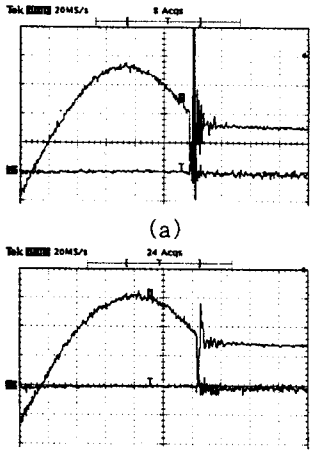


그림 4. v_{cs}*의 리플 특성

3. 특성평가 및 실험

그림 5의 (a),(b)는 유도성 부하영역에서 ZVS동작을 하지 않았을 경우와 ZVS동작을 했을 경우의 스위치 전압과 전류파형의 스위칭시 턴오프 손실을 나타내고 있다. 그림에서 알 수 있듯이 ZVS동작을 하였을 경우가 ZVS동작을 하지 않았을 경우보다 턴오프 손실이 현저하게 감소하는 것을 알 수 있다.



(a)

(b)

그림 5.스위치 전압과 전류 파형

그림 6.(a),(b)는 $\alpha=50$, $\beta=50$으로 고정시켜두고 $\mu-\lambda$를 파라미터로 하였을 경우와 $\lambda=0.05$, $\beta=50$으로 고정시켜두고 $\mu-\alpha$를 파라미터로 하였을 경우의 P^*_{max} 특성을 나타내고 있다.

$\alpha<10$에서는 P^*_{max}의 최대점이 μ가 1.0보다적은 지점에서, $\alpha>10$의 경우, P^*_{max}는 μ는 거의 1.0에 가깝게 된다. 이것은 α의 변화가 공진주파수의 변화에 의한 것이다. 이는 α가 공진주파수에 영향을 미치기 때문이다. 그림 7은 μ, λ를 파라미터로 하였을 경우, α변화에 따른 안전동작영역을 나타내고 있다. 그림에서 알 수 있듯이 α의 변화에 따라 최대 공진점이 바뀐다는 것을 알 수 있으며, α가 적을수록 공진점이 용량성 부하영역으로 이동하여 안전동작 영역이 넓어지는 것을 알 수 있다. 또한, 영전압 스위칭을 함으로써 스위칭 손실을 줄일 수 있지만, 스위칭 주파수가 공진주파수보다 커야 하는 즉, 회로를 유도성 부하영역에서 동작시켜야 하는 제한이 따른다.

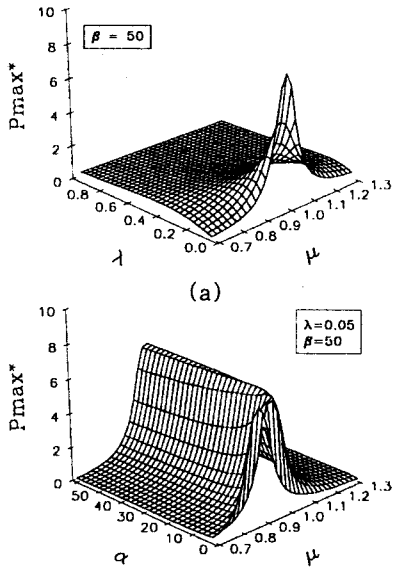


그림 6. 출력전력

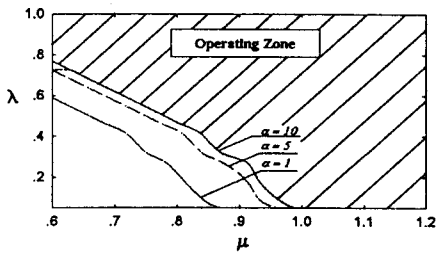


Fig. 7. Safety Region of Operation

4. 결 론

본 연구는 LCC형 Half-Bridge 고주파 공진 인버터를 연구대상으로하여 동작모드를 스위칭 패턴에 따라 분류하였으며, 스위칭시 발생하는 손실을 줄이기위해 스위칭 소자양단에 커패시터를 연결하여 ZVS기법을 이용하였다.

스위칭 소자 양단에 무손실 ZVS용 커패시터를 연결하여, 스위칭시 발생하는 턴오프 손실을 경감시킬 수 있으며, 종래의 전원분할용 커패시터를 공진용 커패시터로 대체하여 부하공진용 커패시터와 크기비(α)를 두어 변화시킴에 따라 동작영역과 공진주파수가 변화됨을 알 수 있었다. 커패시터 분할비(α)를 적게 할수록 최대 공진점이 이동하여 유도성 부하영역이 확대됨에 따라 ZVS기법을 이용한 회로 안전동작 영역이 확대되었으며, 용량성 부하영역에서는 정상운전이 이루어지지 않음을 확인하였다. 더욱이 스위칭 소자로 Power-MOSFET를 사용하여 이론해석의 정당성을 입증하였다.

[참 고 문 헌]

[1]K. H. Liu and F. C. Lee, " Zero-Voltage Switching techniques in DC/DC converters", *IEEE. Trans.* Vol. 5, No. 3, pp. 293~304, July. 1990.

[2]Yimin Jiang, "Soft-Switching of IGBTS with the Help of MOSFET's in Bridge-Type Converter", *IEEE PESC*, pp. 151~157, 1993.