

ZVS를 이용한 SEPP형 D급 고주파 공진 인버터의 특성해석

김 종해 · 민 병재* · 노 채균 · 김 동희 · 원 재선
영남대학교 전기 공학과 · 안동 공업 전문대학*

Characteristic Analysis of SEPP Type D-Class High Frequency Resonant Inverter using ZVS

Jong-Hae Kim · Byeong-Jae Min* · Chae-Kyun Noh · Dong-Hee Kim · Jae-Sun Weon

Dept. of Electrical Engineering Yeungnam University · An-Dong Technical Junior College*

<Abstract>

This paper was described about principle and form of proposed circuit made use of soft switching technology ZVS(Zero Voltage Switching) and ZCS(Zero Current Switching) to reduce turn on and off loss at switching. Also, the analysis of the proposed circuit is described generally by using normalized parameter and basic operating principle and driving characteristics have been evaluated as to switching frequency and load parameter. Based on the characteristics value, a method of circuit design is proposed.

In addition, Pspice's simulation and experimental waveforms are compared with theoretical ones. The experimental results shows that the proposed Inverter can be used practically such as a power source system for induction cooker etc.

1. 서 론

최근 고주파 가열장치, 플라즈마 발생장치 등의 산업용 전력변환 제어기기를 비롯하여, 각종 전력용 스위칭전원 및 방송용 고출력 증폭장치 등에 고내압, 고출력, 고속동작이 요구됨에 따라 주 전력변환회로에 Power-MOSFET, IGBT, SIT 등을 이용한 새로운 전력변환회로기술이 속속 연구

개발되고 있다. ⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾

전력용 스위칭 반도체소자를 고속동작으로 함에 따른 문제점으로서 스위칭시에 발생하는 스위칭손실의 증가를 들 수 있다.

이 손실의 증가는 장치 전체의 효율 저하 및 발열에 의한 소자 파괴를 유발시킬 뿐만 아니라 냉각장치의 대형화가 필요 불가결하므로 신뢰성 및 보수 관리상의 문제가 있다.

또한, 기존의 PWM방식에서는, 고주파화를 실현시키는데 있어, 스위치에 걸리는 전압 혹은 전류 파가 구형파로 되어지고, 이로 인해, 회로 내의 누설인덕턴스, 스위칭소자의 Charge Dump등으로 인한 큰 dv/dt , di/dt 스트레스등으로 인해, 고주파화에는 한계가 있어, 이를 극복하기 위한 한 방법으로 공진형이 제안되고 있다.

회로 출력주파수의 고주파화에 따른 스위칭손실을 저감시킬 수 있는 기술로는 E급 스위칭, ZVS(Zero-Voltage Switching) 및 ZCS(Zero-Current Switching)등이 제안되고 있다. ⁽⁴⁾⁽⁵⁾

본 연구에서는 상기와 같은 기술적 배경으로 D급 SEPP(Single-Ended-Push-Pull)전압형 고주파 인버터에 유도가열부하제를 모델로 선정하여, ZVS 기법을 도입하여서 스위칭손실을 저감할 수 있는 부하공진방식의 고주파 인버터에 관해 기술하고 있다.

또, Power-MOSFET를 연구대상회로의 스위칭 소자로 적용해 실험을 통하여 이론해석의 정당성도 입증하고 있다.

2. ZVS를 이용한 SEPP형 인버터의 특성해석

2.1. 회로 구성과 동작원리

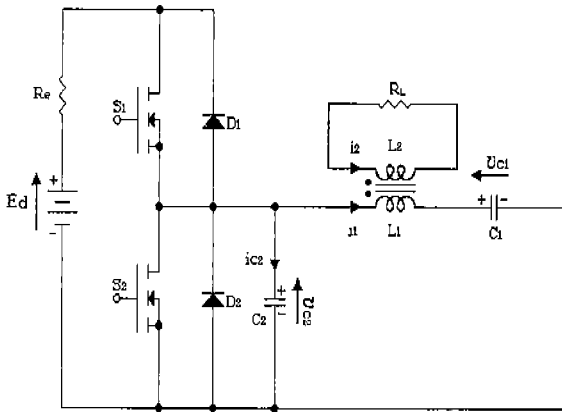


Fig. 1. SEPP Type High Frequency Inverter using ZVS

그림 1은 SEPP형 고주파 공진인버터의 스위치 S₂양단에 병렬로 캐패시터(C₂)를 연결하여 전압이 영이 되는 시점에서 스위칭 동작 즉, ZVS 기법을 도입한 SEPP형 고주파 공진인버터의 주회로 구성을 나타내고 있다.

스위칭 소자(S₁, S₂)는 자기소호형소자라면 어떤 것이나 가능하며, 다이오드(D₁, D₂)는 회로 운전 특성상 나타나는 무효전류를 흘려주기 위한 통로로 사용되고 있다.

부하로는 유도발열부하를 모델로 하고 있으며, 회로구성은 워킹코일의 1차측 인덕턴스 L₁과 공진용 캐패시터 C₁이 연결되어 있고, 스위칭소자(S₁, S₂), 다이오드(D₁, D₂)와 스위치(S₂)양단에 ZVS용 캐패시터 C₂를 연결한 회로로 구성되어 있다.

또한, 동작코일 L₁과 부하의 인덕턴스 L₂와의 상호유도에 의한 누설 인덕턴스 분을 공진용 인덕턴스로 사용하고 있다. ⁽⁶⁾

본 회로에서 사용하는 ZVS는 턴·오프 손실은 존재하지만, 턴·온 손실이 “영”인 D급 고주파 공진인버터로 동작된다.

회로의 특징으로서는 회로구성이 간단하며, 소형 경량화, 저 코스트화 및 무부하에서도 동작이 가능한 특징을 가지므로 전자 조리기, DC/DC컨버터 등에 응용할 수 있다.

2.2. ZVS동작을 위한 휴지시간의 결정

그림 1에서 전원전압을 다음과 같이 정의하면,

$$\therefore E_d = \begin{cases} E_d & \text{for } 0 < \omega t \leq \pi \\ 0 & \text{for } \pi < \omega t \leq 2\pi \end{cases}$$

C₂는 매우 작다고 가정하면 무시할 수 있다. 그림 1의 회로를 등가적으로 고려해보면, 직렬공진회로로 볼수 있으므로, 선택도 Q가 높다고(Q ≥ 3) 가정하면, 전류 i₁은 정현파가 되므로

$$i_1 = I_m \sin(\omega t - \phi) \quad (1)$$

(f_{sw} > f_r일 때, 유도부하로서 작용하므로

‘-φ’가 주어짐)

(f_{sw}: 스위칭 주파수, f_r: 공진 주파수, φ: 위상차)

$$i_{C2} = -i_1 = -I_m \sin(\omega t - \phi) \quad (2)$$

(단, 0 < t ≤ t_c)

즉 C₂의 충전 시간과 방전 시간에서의 전류 i_{C2}는 (2)와 같다.

$$v_{C2} = \frac{1}{C_2} \int i_{C2} dt$$

$$\therefore v_{C2}(\omega t) = \frac{1}{\omega C_2} \int_0^{\omega t} i_{C2}(\omega t) d(\omega t)$$

$$= \frac{I_m}{\omega C_2} [\cos(\omega t - \phi) - \cos \phi]$$

(0 < t < t_c)

즉 v_{C2}의 충전시간을 구해 보면

$$E_d = \frac{I_m}{\omega C_2} [\cos(\omega t_1 - \phi) - \cos \phi]$$

$$\therefore t_c = \frac{1}{\omega} \left\{ \cos^{-1} \left[E_d \cdot \frac{\omega C_2}{I_m} + \cos \phi \right] + \phi \right\} \quad (3)$$

(3)식은 계산기로 풀어야 할만큼 매우 복잡하지만 간이법으로 t_c을 구할 수 있다.

C₂의 충전시간이 회로의 한 주기 T=1/f 보다 훨씬 작다고 가정하면, 즉 그림 2의 동작 파형 그림①이 아주 작으면 i_{C2}는 거의 직선으로 간주할 수 있다.

$$i_{C2}(0) = -i_1(0) = -I_m \sin(-\phi)$$

$$I_{C2} = I_m \sin \phi \quad (4)$$

$$\therefore t_c = \frac{E_d \cdot C_2}{I_{C2}} = \frac{E_d \cdot C_2}{I_m \sin \phi} \leq t_D \quad (5)$$

따라서 dead time (①+②구간)의 최소값은

$$t_{Dmin} = \frac{C_2 \cdot E_d}{I_{C2}} = \frac{C_2 \cdot E_d}{I_m \sin \phi} \quad (6)$$

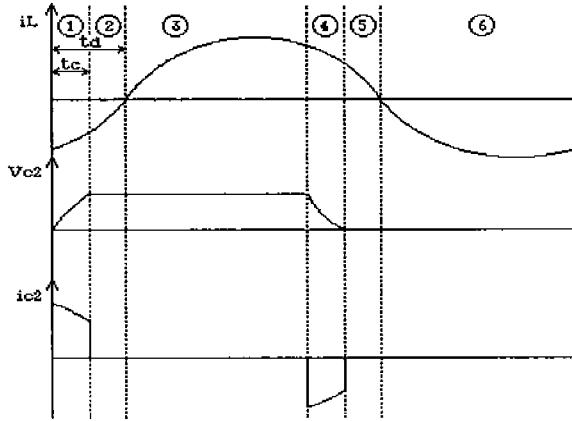


Fig. 2. Operating Mode($f_r < f_{sw}$)

2.3. 회로 해석

회로의 동작 모드는 그림 1의 스위칭소자(S_1, S_2)와 다이오드(D_1, D_2)의 온·오프 동작과 스위치(S_2) 양단의 ZVS용 캐패시터(C_2) 충·방전에 의해서 동작 모드를 표 1과같이 분류 할 수 있다.

Table 1. Operating Mode

| MODE | S_1 | S_2 | D_1 | D_2 | Remarks | Total Mode |
|------|-------|-------|-------|-------|----------------------|------------|
| 1 | | | | | 캐패시터(C_2) : 충전기간 | Mode A |
| 2 | | | ON | | | Mode B |
| 3 | ON | | | | | Mode B |
| 4 | | | | | 캐패시터(C_2) : 방전기간 | Mode A |
| 5 | | | | ON | | Mode C |
| 6 | | ON | | | | Mode C |

그림 1의 회로는 스위칭 주파수(f_{sw})가 공진주파수보다(f_r) 큰 경우에만 동작이 가능하고, 스위칭 주파수(f_{sw})가 공진주파수(f_r)보다 작은 경우는 동작이 불가능하다.

이는 공진주파수가 스위칭 주파수보다 작은 경

우, 인버터의 스위칭 동작에 있어서 다이오드의 역회복시간에 따른 전원단락현상을 초래해 스위칭 소자에 심한 스트레스를 주기 때문에 하드웨어적으로 안정동작을 기대할 수 없기 때문이다.

그리고, 역회복시간 동안, 다이오드 전압은 부전압에서 전원전압으로 증가하고, 다이오드 전류와 전압은 동시에 높아져 높은 역회복 전력손실의 원인이 되기도 한다.⁽⁷⁾

이 인버터의 동작은 식(7)의 상태 방정식으로 표현할 수 있고, 스위치 (S_1, S_2)와 다이오드 (D_1, D_2)의 온·오프상태에 따라 식 (8)(9)(10)같이 대표적으로 3개의 모드로 설명될 수 있으며, 이들 스위칭 동작에 따른 모드 분류는 표 1과 같다.

Table 2. Normalized parameter

| | 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 | $Z_s=2\sqrt{L_s/C_s}$ | $\lambda=R/Z_s$ $\lambda=R_e/Z_s$ |
| 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

$L_s=L_1, C_s=C_1, C_2/C_1= \alpha$

각 모드별 회로상태방정식을 회로해석의 범용성을 부여하기 위해 표 2에서 나타난 정규화 제어변수를 도입하였다.

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

$$Y = C \cdot X^* \quad (7)$$

여기서 $X = [iL^*, i2^*, Vc1^*, Vc2^*]^T$, $U^* = 1$ 이고 A,B,C는 다음과 같다.

MODE A

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{4\pi\lambda \cdot A}{\mu} & -\frac{4\pi a \cdot A}{\mu \cdot b} & \frac{4\pi a \cdot A}{\mu \cdot b} \\ 0 & \frac{4\pi\lambda \cdot A}{\mu \cdot b} & \frac{4\pi \cdot A}{\mu} & -\frac{4\pi \cdot A}{\mu} \\ \frac{\pi}{\mu} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\pi \cdot a}{\mu} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = [0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$$

$$C = [0 \ 1 \ 0 \ 0] \quad (8)$$

MODE B

$$A = \begin{bmatrix} \frac{4\pi a \lambda \cdot A}{\mu \cdot b} & -\frac{4\pi\lambda \cdot A}{\mu} & 0 & \frac{4\pi a \cdot A}{\mu \cdot b} \\ -\frac{4\pi\lambda \cdot A}{\mu \cdot b} & \frac{4\pi\lambda \cdot A}{\mu \cdot b} & 0 & -\frac{4\pi \cdot A}{\mu} \\ \frac{\pi}{\mu} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = [\frac{4\pi a \cdot A}{\mu \cdot b} \quad \frac{4\pi \cdot A}{\mu} \quad 0 \quad 0]^T$$

$$C = [0 \ 1 \ 0 \ 0] \quad (9)$$

MODE C

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{4\pi\lambda \cdot A}{\mu} & 0 & \frac{4\pi a \cdot A}{\mu \cdot b} \\ 0 & \frac{4\pi\lambda \cdot A}{\mu \cdot b} & 0 & -\frac{4\pi \cdot A}{\mu} \\ \frac{\pi}{\mu} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = [0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$$

$$C = [0 \ 1 \ 0 \ 0] \quad (10)$$

그림 3(a)(b)는 $\mu=1.4$, $\lambda=0.05$, $\kappa=0.7$ 으로 하였을 경우, 제안한 인버터 각부분의 정상운전 이론 파형을 보여주고 있다.

그림 4(a)(b)는 범용 시뮬레이션 툴인 Pspice를 사용한 시뮬레이션 파형을 나타내고 있다. 수치해석한 이론파형과 거의 일치하고 있어 이론해석의 정당성을 입증하고 있다.

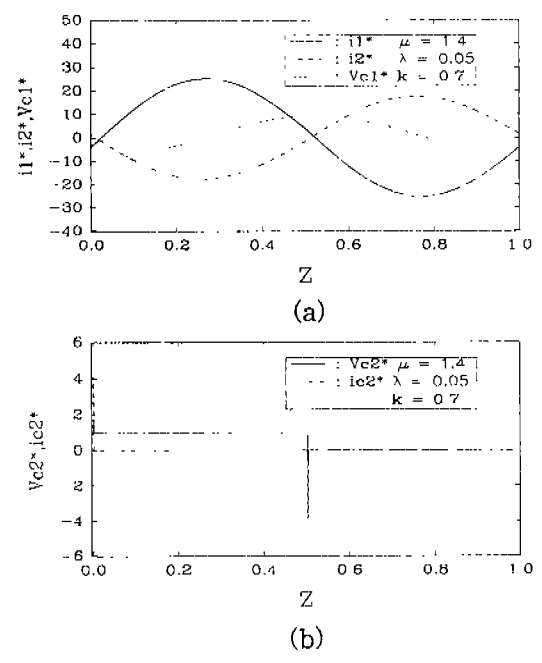


Fig. 3. Theoretical Waveforms

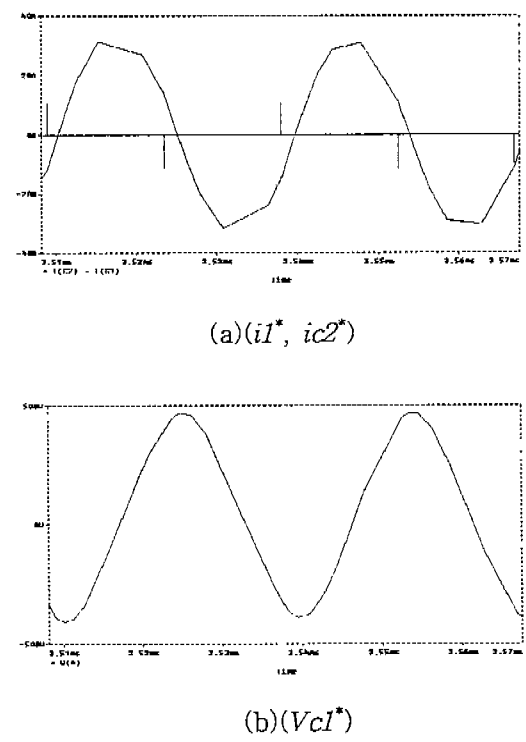


Fig.4. Simulation Waveforms using Pspice

3. 특성평가

그림 5는 그림 1회로의 정상운전동작영역을 μ , λ 및 k 를 파라미터로 하여 나타내고 있다.

그림에서 알 수 있듯이, 3차원 표면상은 동작이 가능한 영역이고, 표면을 벗어난 부분은 정상동작이 이루어지지 않는 영역이다.

또, 결합계수(k)가 0.3보다 작고 0.8보다 클 경우에는, 인버터가 정상 동작을 할 수 없으며, μ 와 λ 를 바꾸더라도 결합계수(k)가 0.3에서 0.8의 범위에서는 인버터가 정상동작을 하고 있음을 알 수 있다.

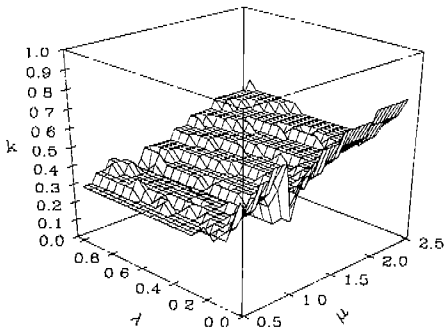


Fig. 5. Operating Region of Inverter

그림 6은 $\mu=1.4$ 일 때 λ 와 k 를 파라미터로 하였을 경우의 출력전력(P^*_{max})을 나타내고 있으며, 무차원화 저항(λ)과 결합계수(k)를 변화시켰을 경우, $k=0.7$ 에서 출력전력(P^*_{max})이 최대가 된다는 것을 알 수 있다.

$k=0.5$ 이하가 되면 누설인덕턴스가 매우 커서 비공진 상태가 되어 정상운전이 불가능하고, $k=0.85$ 이상에서는 밀 결합이 되어 누설인덕턴스가 대단히 적어 공진이 일어나지 않는다.

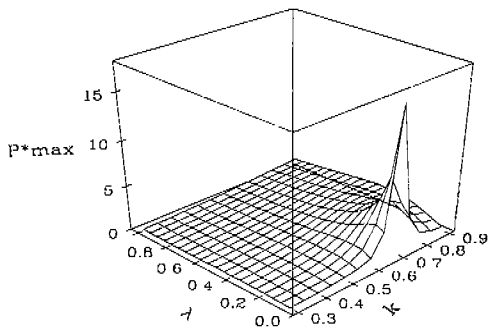


Fig. 6 Characteristics of Output Power(P^*_{max})

그림 7은 $\mu=1.4$ 일 때 λ 와 k 를 파라미터로 하였을 경우, 변압기 2차측 전류의 최대값($i_2^*_{max}$)을 나타내고 있다.

그림에서 알 수 있듯이, 본 회로는 공진주파수가 결합계수에 많은 영향을 받고 있으며, 이 변화에 따라 누설인덕턴스도 변화되므로 운전동작점을 공진주파수에 항상 추종 할 필요가 있다.

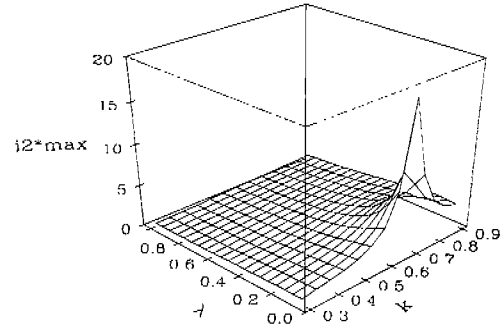


Fig. 7 Characteristics of Secondary Peak Current($i_2^*_{max}$) of Transformer

그림 8은 무차원화 주파수의 변화에 따른 출력전류의 고조파 함유율을 나타내고 있다.

고조파 함유율 H_n 은 i_{Ln}/i_{L1} 로 정의하여 계산하였다. 단, i_{L1} 은 i_L 의 기본파 성분으로 나타내며, i_{Ln} 은 i_L 의 제 n 고조파 성분을 나타낸다. 이 인버터의 정, 부의 파형이 같지 않으므로 기수 고조파와 우수 고조파 성분이 함께 나타난다. 그림에서 알 수 있듯이, $\mu=1.4$ 일 때 고조파 성분이 가장 적다는 것을 알 수 있다.

즉, $\mu=1.4$ 일 때가 공진점에 가장 가까우며, $\mu=1.0$ 일 때와 $\mu=1.8$ 일 경우는 $\mu=1.4$ 일 때와 비교해서 고조파 함유율이 높다는 것을 알 수 있다. 그러나 유도가열응용면에서 그다지 큰 문제는 되지 않는다.

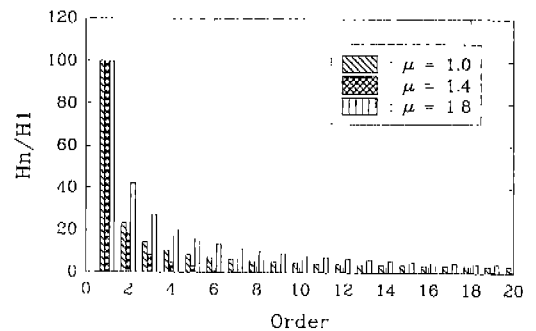
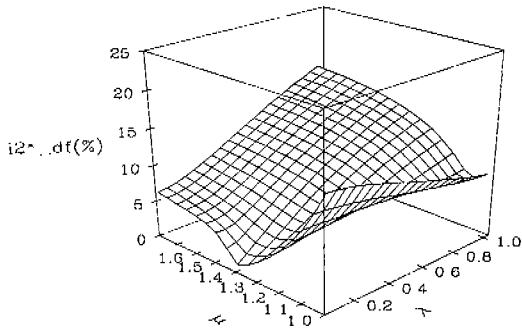


Fig. 8 Harmonic Characteristics of Output Current

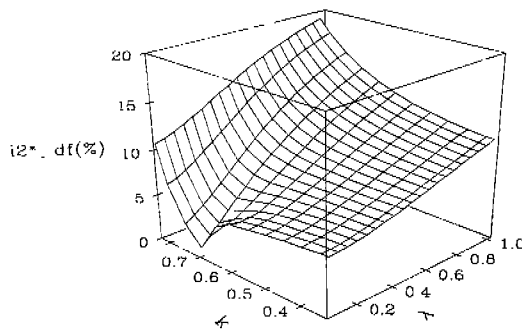
그림 9 (a)(b)는 $k=0.7$ 일 때, μ 와 λ 를 파라메타로 하였을 경우와 $\mu=1.4$ 일 때 λ 와 k 를 파라메타로 하였을 경우, 출력전류(i_2^*)의 왜형율을 나타내고 있다.

그림에서 보는 바와같이 λ 가 증가하는 경우(이하 ①로 칭함), $\mu=1.4$ 를 기준점으로 하여 그 점을 벗어난 경우(이하 ②로 칭함), $k=0.7$ 을 기준점으로 하여 그 점을 벗어난 경우(이하 ③으로 칭함)는 왜형율이 증가하고 있다. 이는 다음과 같이 설명할 수 있다.

- ①의 경우: 부하조건이 비공진 상태로 접근해 가고 있으므로 계동계수가 커져서 출력파형의 왜형이 크게 나타나며,
- ②의 경우: $\mu=1.4$ 일 경우가 공진점이므로 그 점을 벗어나는 경우는 비 공진 상태이기때문에 왜형율이 증가하게 되는 것이고
- ③의 경우: k 가 너무 크면 밀 결합하여 공진이 일어나지 않으며 또, k 가 너무 작으면 누설인덕턴스가 너무 커서 공진이 일어나지 않기 때문이다.



(a) ($k=0.7$)



(b) ($\mu=1.4$)

Fig. 9 Distortion Factor of Output Current(i_2^*)

그림 10은 $k=0.7$, $\mu=1.4$, $\lambda=0.05$ 로 고정하고, 공진용 캐퍼시터(C_1)와 ZVS용 캐퍼시터(C_2)의 용량비(α)에 따른 ZVS용 캐퍼시터 최대전압(V_{c2max})를 나타내고 있다.

그림에서 알 수 있듯이, 데드타임(ϕ)과 용량비(α)의 값이 커짐에 따라 ZVS용 캐퍼시터의 최대전압(V_{c2max})도 증가하고 있는데, 이 특성에서 ZVS용 캐퍼시터 전압이 기준값(전원전압)을 넘어서고 있는 영역을 제외한 부분의 용량비(α) 또는 데드타임(ϕ)을 선정하는 것이 ZVS의 턴·온 손실이 적다고 사료된다.

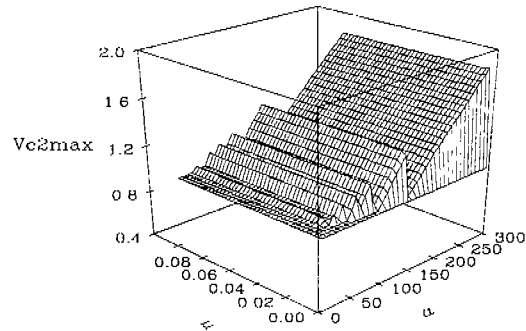


Fig.10 Optimal Peak Voltage(V_{c2max}) of ZVS Capacitor(C_2)(α vs. ϕ Variables)

4. 실험

그림 11은 본 연구의 대상회로인 그림 1의 회로에서 스위칭 소자로 Power-MOSF-ET를 사용한 경우의 SEPP형 고주파 공진 인버터의 전체 실험회로도 나타내고 있다.

실험회로의 구성은 정류회로, 필터회로 및 SEPP형 고주파 공진 인버터회로로 구성되고, 부하로는 동작코일과 자성체 용기로 이루어지는 유도 가열 부하계로 실험회로를 구성 하였다.

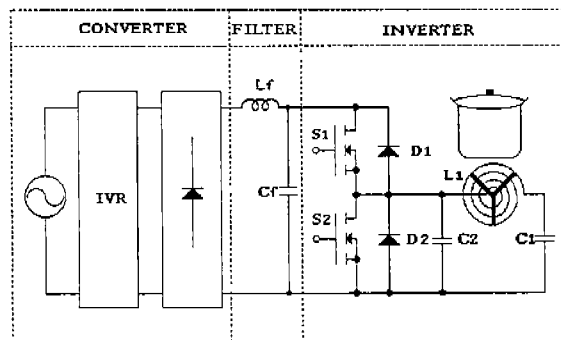
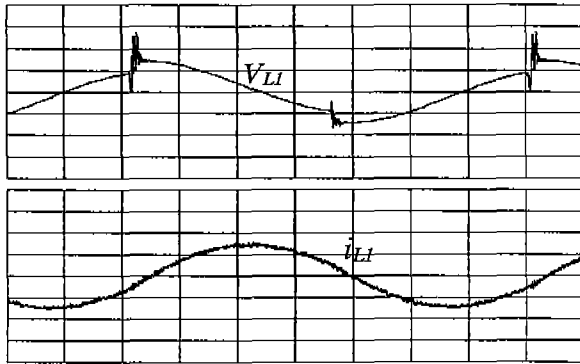


Fig. 11 Experimental Circuit

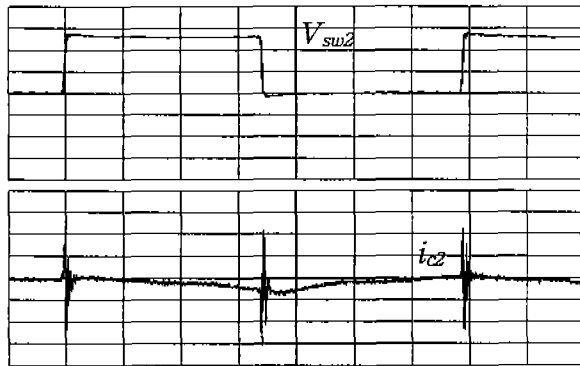
스위칭소자로 사용한 Power-MOSFET는 HITA-CHI의 PD7M440H8J로서 정격 400[V], 20[A]의 용량을 가진 2개의 소자가 모듈화 된 것을 사용하였다. 공진용 캐퍼시터(C_1)의 용량과 정격은 330[nF]와 640[V], 20[A], ZVS용 캐퍼시터(C_2)의 용량 및 정격은 3.3[nF], 1[Kv]이며 공진용 리액터의 용량은 85(μ H)이다.

그림 12는 변압기 1차측 전압(V_{L1}) 및 전류파형(i_{L1})의 실험파형 나타내고 있다.



(Voltage:100V/div, Current: 5A/div)

Fig. 12 Waveforms of the Primary Transformer Voltage(V_{L1}) and Current(i_{L1})



(Voltage:20V/div, Current: 500mA/div)

Fig. 13 Waveforms of V_{sw2} and i_{c2}

그림 13은 스위치 S_2 양단의 전압(V_{sw2}) 및 스위치 S_2 전류(i_{c2})를 실측한 파형을 나타내고 있다. 실측파형은 유도성 상태로 운전되고 있는 경우이며, 다이오드가 도통하는 기간에 스위치에 게이트 펄스가 인가되더라도 Power-MOSFET는 도통하지 않는다.

일반적으로 스위칭소자의 스위칭손실은 소자의 스위칭시에 전압이 걸린 상태에서 전류가 흐르는 기간에 발생하기 때문에 전압이 영인 기간이나,

전류가 영인 기간에 스위칭이 일어나면 스위칭손실은 영으로 된다. 그림 (12)(13)의 실측파형은 전압이 영인 상태 즉 ZVS 스위칭 동작을하여 턴·온손실이 영이되어 부하는 원활한 고주파 교류 전력이 발생되고 있음을 알 수 있다.

5. 결론

본 논문은 ZVS를 이용한 SEPP형 고주파 공진 인버터의 한 회로형식에 관해고찰하였다.

연구대상 회로의 제 상태변수를 무차원화 함으로써, 범용성 있는 특성평가를 행하였고, 제 상태변수에 따른 인버터의 동작특성을 도식적으로 명확하게 표현하여 두었다.

인버터의 동작영역은 결합계수(k)에 따라 결정되어지며 결합계수(k)가 0.3보다 작고 0.8보다 클 경우에는 정상운전이 이루어지지 않는 불안정 동작영역을 나타내었다.

출력전력특성은 $\mu=1.4$, $k=0.7$, $\lambda=0.05$ 에서 최대 전력전달점으로 동작됨을 확인하였고, 상기 조건에서 운전할 경우가 단시간에 에너지 변환 특성이 우수함을 나타내었다.

부하전류의 고조파 함유율 및 왜형율특성은 μ 가 1.4일 때, 고조파 성분이 가장 작게 나타났다

ZVS용 캐퍼시터의 용량 선정기준으로서는 캐퍼시터의 충·방전시간이 데드타임(ϕ)보다 짧아야 된다는 것을 확인하였다.

첨가해서, 자기 소호형 소자인 Power-MOSFET를 사용하여 본 논문에서 제안한 인버터에 소프트 스위칭 방식인 ZVS를 이용하여 실험을 행한 결과 제안한 인버터는 턴온시에 스위칭 손실이 없었으며, 또한 유도 가열 조리기 응용의 실현 가능성을 확인하였고, 이론해석의 정당성도 입증하였다.

참고 문헌

- [1] W. E. Frank et. al: "New Induction Heating Transformers", *IEEE*, Vol. MAG18, No. 6, pp 1752-1755, 1982
- [2] T. F. Wu et. al: "Single-State Dimmable Electronic Ballast with Unity Power Factor", *IAS'96*, Vol. 4, pp 2141-2148, 1996
- [3] A. Takeuchi et. al: "Zero-Voltage-Switching Controlled High Power-Factor Converter", *PE*

SC'96, Vol. 1, pp 1859-1864, 1996

[4] J. M. Alonso et. al: "A Novel Low-Loss Class E Resonant Inverter", *PESC95*, Vol. 2, pp 736-742, 1995

[5] Alexandru Ivascu et. al: "Class E Half-Wave Low di/dt Rectifier Operating at Frequency Around Resonance", *PESC95*, Vol. 2, pp 743-749, 1995

[6] 문창수: "Zero Voltage Switching을 이용한 부하 공진형 고주파 인버터의 특성해석", 석사 논문, 1999, 12

[7] M. K. Kazimierczuk: "Class-D Voltage Switching MOSFET Power Amplifier", *IEE ProcB*, Vol. 138, No. 6. pp. 285-296, 1991