結合係數를 고려한 負荷共振形 高周波 인버터의 特性解析

(Characteristics Analysis of Load Resonant Type High Frequency Inverter with Coupling Coefficient)

沈 光 烈* · 金 東 熙** · 盧 采 均***
(Kwang-Yeal Sim · Dong-Hee Kim · Chae-Cyun Ro)

요 약

본 연구에서는 결합계수(K)를 고려한 D급 고주파 공진형 인버터를 연구대상으로 하여 회로구성 및 동작원리에 대해 기술하였다. 본 회로의 기본적인 정상동작특성을 무차원화 제어변수를 도입하여 범용성 있게 도설하였고, 부하시정수와 결합계수를 변수로 채용하여 인버터의 운전특성을 평가하였다.

특성평가를 통해 얻어진 자료를 기초로 하여 주회로의 설계기법의 일례를 제시하고, 실험에 의한 실측파형과 이론파형을 비교하여 회로해석의 정당성을 뒷받침 하였고, 제안회로가 전자식 안정기, 전자조리기 등의 실제응용에 적용가능함을 보여주고 있다.

Abstract

This paper describes the circuit configuration and operation principles of the D class high frequency resonant type inverter with coupling coefficient. The steady-state operating characteristics of the proposed inverter is generally depicted by introducing normalized control variables.

The characteristic analysis of the inverter are evaluated by load time constant and a coupling coefficient. Based on the characteristics value, a method of circuit design is proposed and the experimental waveforms are compared with theoretical ones. The experimental results show that the proposed inverter can be used practically such as electronic ballast and induction cooker etc.

1. 서 론

반도체 집적회로기술의 발전에 따라 정보기기를 비롯하여 통신, 계측제어기기 등의 전자기기 자체가 소형 경량화 되어지고 있다. 따라서 이들 장치의 심장부라 할 수 있는 전원설비도 소형화 하기 위해서 스위칭 주파수를 고속화 하고 있다.

종래의 비공진형 PWM방식은 높은 스위칭 주파수대에서는 스위칭 손실 및 스위칭 노이즈의 증가가 문제점으로 지적되고 있다.[1)2)] 최근에는 높은 스위칭 주파수에 있어서도 스위칭손실 저감과 스위칭 노이즈를 억제하기 위하여 새로운 스위칭 기술이 활발히 연구되고 있다. 새로운 스위칭 기술로 불리우는 Zero Voltage Swtching(이하

*正會員 : 嶺南大 工大 電氣工學科 博士課程
**正會員 : 嶺南大 工大 電氣工學科 副敎授
***正會員 : 嶺南大 工大 電氣工學科 敎授
接受日字 : 1994年 7月 30日

ZVS라 칭함) 및 Zero Current Switching(이하 ZCS라 칭함)기술을 도입한 회로방식으로는 부하 전체를 공진에 이용하여 소프트 스위칭을 실현할 수 있는 부하 공진형과 PWM스위칭회로에 턴 온 또는 턴 오프시에만 작용하는 공진스위치 회로를 부가하여 소프트스위칭이 가능하게 하는 부분공진형으로 대별할 수 있다.[3,4,5] 상기의 스위칭 기술을 이용한 전력변환장치인 고주파인버터는 금속의 열처리와 가공 및 용해 그리고 전자식 안정기, 전자조리기 등의 가전민생기기 시스템 등에 이르기까지 광범위하게 응용되어지고 있다. 고주파 인버터를 이용한 전자식 안정기는 자기식에 비해 에너지효율이 높고 소형 경량화가 가능할 뿐만 아니라 소음도 거의 없는 특징을 갖는다. 또 전열로 이용할 경우 화기가 없기 때문에 안전하고, 작업환경이 청결하다는 등의 장점이 있어, 다양한 전력 변환회로 및 제어회로가 연구 개발되고 있다.[6,7,8] 본 논문에서는 방전등용 고주파전자식 안정기, 초음파 발진용전원, 공진 인버터 링크형 DC/DC 콘버터 등에 많이 응용되고 있는 D급 공진형 고주파 인버터를 기본으로 하여,[9] 결합계수(K)를 고려한 부하공진형 고주파 인버터의 한 회로형식을 대상으로 동작원리와 특징에 대해서 기술하고 있다. 또, 회로해석을 통해 설계 전단계에 필요한 동작 제특성을 무차원화 제어변수를 도입해 범용성있게 평가하였고, 특성평가에서 얻은 특성치를 기초로 한 주회로의 설계기법의 일례도 제시하고 있다. 첨가하여, 설계에서 얻어진 제상수값을 이용하여 실험한 결과와 이론치가 거의 일치하므로 이론해석의 정당성도 뒷받침하고 있다.

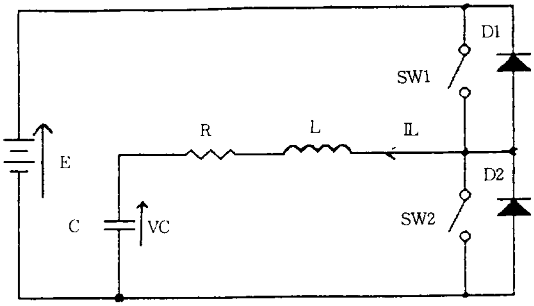
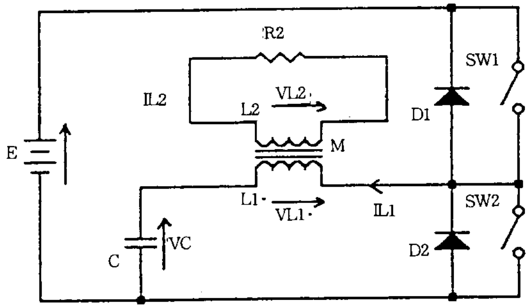


그림 1. D급 고주파 공진형인버터
Fig. 1. D class resonant type high frequency Inverter

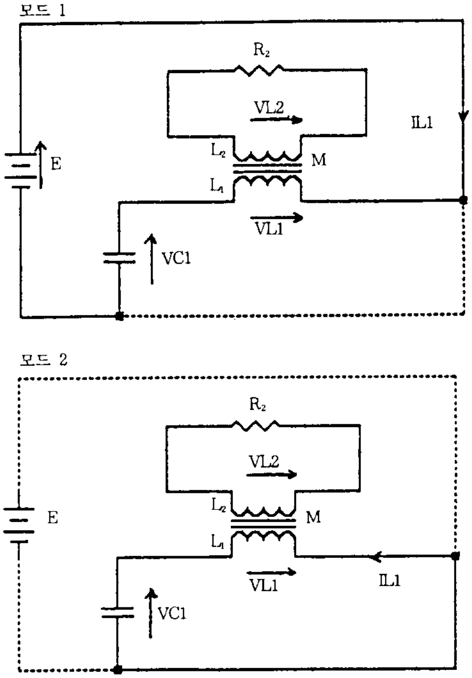
2. 회로구성과 동작원리

그림 1은 유도가열계 혹은 방전등 부하를 등가저항 R로 표기하여 부하공진형으로 동작되도록 구성시킨 D급 고주파공진형 인버터회로를 나타낸다.

그림 1의 D급 고주파 공진형 인버터의 경우 스위칭주파수 변화에 따른 직렬공진회로상태는 스위칭 주파수 f_{sw}, R−L−C 부하공진 주파수를



a) D급 고주파 인버터 회로
a)D Class high frequency Inverter Circuit



b) 등가 회로
b) equivalant circuits

그림 2. 상호인덕턴스를 고려한 D급 고주파 인버터와 등가회로
Fig. 2. D class high frequency Inverter with mutual inductance and equivalant circuits

f_r로 하여 전원 E에서 볼때 i)$f_{sw}<f_r$인 경우 용량성 부하상태를 나타내고, ii)$f_{sw}<f_r$일 경우 유도성 부하상태로, iii)$f_{sw}=f_r$일 경우 저항성 부하상태로 동작된다.[9)10)] 그림 2는 그림 1의 D급 고주파 공진형인버터에 Matching용 변압기와 부하사이에 존재하는 상호 인덕턴스(M)을 고려한 회로구성을 나타내고 있다. 그림에서 스위치(sw1, sw2)는 자기소호형 소자를 대표하여 표기하였으며, MOSFET를 사용할 경우 내장 다이오드를 이용할 수 있어 회로구성을 간략화 할 수 있다. 부하로는 유도가열부하 혹은 방전등 부하계를 상정하였으며, 고주파 인버터와 부하계가 matching용 변압기에 의해 상호유도 결합하여 고주파전력을 전달하고 있으므로 누설인덕턴스분을 공진용 인덕턴스로 사용할 수도 있다. 시변부하로 주어지는 경우 부하변동에 따른 공진회로 상태를 추종제어할 수 있는 제어회로를 구성시켜 주고 있다.[11)]

그림 2의 회로의 특징으로는 전압 공급형이므로 스위칭 소자(s_{w1}, s_{w2})에 인가되는 전압이 전원전압 이상으로 상승하지 않고, 또 스위칭소자로 사이리스터를 사용할 경우와는 달리 상술한 3가지 운전상태중 어느 것이나 선택적으로 이용할 수 있다.

그리고 위상동기(출력주파수추종) 제어에 의해 스위치에 흐르는 전류가 영이 되는 점에서 운전이 가능하므로 고속구동에 대해 온-오프 손실을 최소화 할 수 있어 스위칭 주파수의 고주파화가 가능하므로 장치의 소형 경량화를 도모할 수 있다. 한편, 용량성 상태로 운전할 경우는 다이오드(D1, D2)를 고속소자로 선택하여야만 안정된 운전을 기대할 수 있다. 그림 2의 회로를 유도성상태로 운전시킬 경우의 회로 동작은 다음과 같다. 어떤 시점에서 SW1을 턴오프하면, 코일 L1과 상호유도 결합된 부하(M-L2-R), C에 공진전류가 흐른다. 이때 SW1의 전압 $V_{SW}1$은 전원전압으로 나타나고 SW2는 턴 오프되어 $V_{SW}2$는 영으로 된다. 스위칭 전류는 負(다이오드 D_2가 도통하고 있는 부분)에서 정현파상의 방출전류가 진동적으로 흐른다. 스위칭전류가 負일때 SW2에 온(on) 신호를 인가하면 스위칭 전류가 영으로 될 때 SW2가 턴온하므로 턴온손실은 감소된다. 다음에 SW2를 오프(off)하고 SW1이 턴 온하면 직류전원 E, L1, 상호유도 결합된 부하(M-L2-R), 공진 콘덴서 (C)에 진동전류가 흘러 $I_{sw}1$이 부에서 정현파상으로 진동하며 상기동작을 주기적으로 반복하여 고주파전력을 발생시키고 있다.

3. 회로해석

그림 2의 고주파 공진형 인버터의 회로동작상태는 스위치소자의 온-오프에 따라 i)$S_1-D_1-S_2-D_2$로 하는 스위칭 동작, ii)$D_1-S_1-D_2-S_2$로 하는 스위칭 동작, iii)S_1-S_2로 하는 스위칭 동작으로 분류할 수 있다. 상기 i), ii), iii)의 스위칭 동작을 동작모드로 다시 분류하면 모드1(SW1 OFF, SW2 ON)과 모드2(SW1 ON, SW2 OFF)로

표 1. 기준량 및 무차원화 파라메타

Table 1. Reference Value and Normalized parameters

기 준 량	
임피던스 기준량	$Z_s=2\sqrt{L_s/C_s}$
시정수 기준량	$\tau_s=L/Z_s$ $=\sqrt{L_sC_s}/2$
주파수 기준량	$f_s=1/2\pi\sqrt{L_sC_s}$
전류 기준량	$I_s=E_s/Z_s$
전력 기준량	$P_s=E_sI_s$
시간 기준량	$T_s=1/f_o$
무차원화 파라메타	
무차원화 시정수	$\tau_2=\tau/\tau_s$
무차원화 주파수	$\mu=f_o/f_s$
무차원화 전압	$v=v_o/e_s$
무차원화 전류	$I=i/I_s$
무차원화 전력	$I=P/P_s$
무차원화 시간	$Z=t/T_s$

모드 1

$$\frac{d}{d_t}\begin{bmatrix}\phi_1^*\\ \phi_2^*\\ V_{c1}^*\end{bmatrix}=\frac{4\pi}{\mu(1-K^2)}\begin{bmatrix}0 & \frac{1}{\tau_l} & -1\\ 0 & \frac{-1}{\tau_l} & K^2\\ \frac{(1-K^2)}{4} & 0 & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\phi_1^*\\ \phi_2^*\\ V_{c1}^*\end{bmatrix}$$

모드 2

$$\frac{d}{d_t}\begin{bmatrix}\phi_1^*\\ \phi_2^*\\ V_d^*\end{bmatrix}=\frac{4\pi}{\mu(1+K^2)}\begin{bmatrix}-\lambda & \frac{1}{\tau_l} & -1\\ K^2\lambda & \frac{-1}{\tau_l} & K^2\\ \frac{(1-K^2)}{4} & 0 & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\phi_1^*\\ \phi_2^*\\ V_d^*\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}1\\ -K^2\\ 0\end{bmatrix}$$

대별할 수 있다.

단, SW_1, SW_2는 양방향성 스위치로 가정하여 특성해석을 하였다. 회로해석 결과의 범용성을 가지게 하기 위하여 표1에서 보여주는 무차원화 파라메타를 도입하였으며, 동작모드에 따른 무차원화 회로 상태방정식은 다음과 같다.

각 모드의 상태방정식을 그림 3에서 보여주는 flow chart에 의해 수치해석하여 제특성치를 산출하였다. 정상상태 계산은 회로 파라메타(μ τ_2 k)를 지정하고 임의의 초기치를 설정해서 무차원화 시간(z)을 영에서 일정한 스텝으로 증가하여 각 시간에 의한 상태변수를 Runge-Kutta Giru법에 의해 계산하였다.

정상상태 판정은 반주기 전에 설정한 초기치의 절대치와 그 반주기 후의 값의 절대치와 비교하여 지정된 오차내에 들어가면 정상상태로 판정하였다.

그림 4는 μ=1.7 τ_2=10 k=0.8일때 수치해석에 의해서 얻어진 이론동작 파형의 일례로 저항성부하에 가까운 상태를 나타낸다. 그림 5(a), (b)는 전원전압 E=100[V], L_1=158[μH], C=0.4[μF], f_r=20[kHz], 동작주파수 f_o=35[kHz]일때 (a)는 시뮬레이션 패키지인 Pspice에 의한 시뮬레이션 결과파형을 (b)는 실측파형을 나타낸다. 수치해석을 통한 이론파형과 실험에 의한 실측파형이

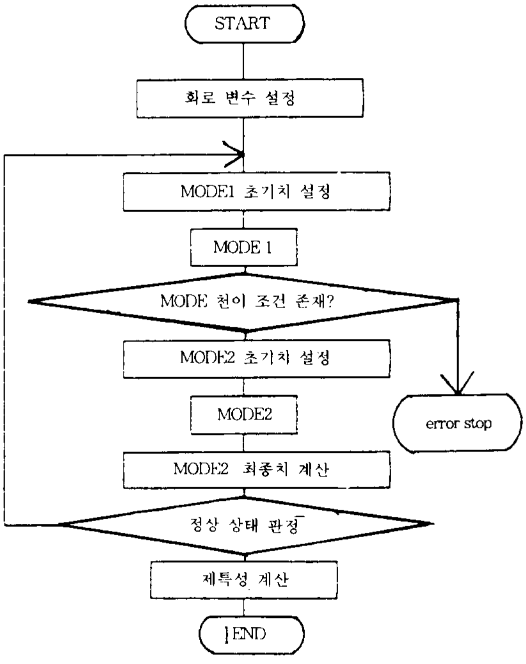


그림 3. 순서도
Fig. 3. Flow chart

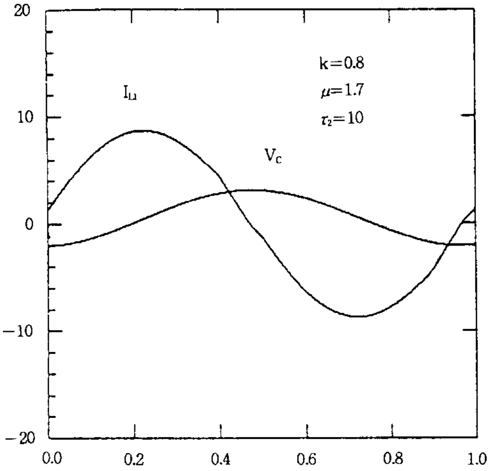
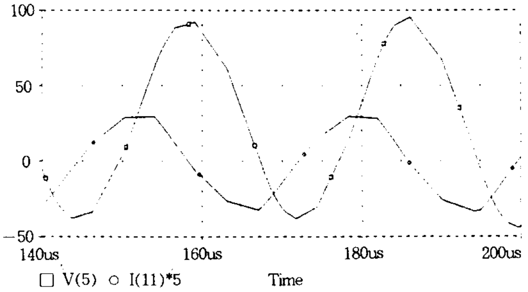
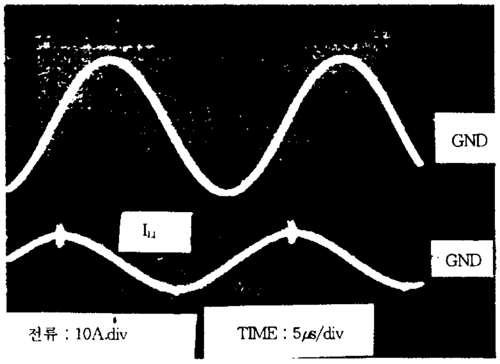


그림 4. 이론파형
Fig. 4. Theoretical waveforms



(a) PSPICE에 의한 시뮬레이션 파형
(a) Waveforms of simulation with PSPICE



(b) 실측파형
(b) Experimental waveforms

그림 5. 전압 V_c와 전류 I_{L1}파형
Fig. 5. Voltage V_c and current I_{L1} waveforms

거의 일치함으로써 이론해석의 정당성을 뒷받침하고 있다.

4. 특성평가

그림 6은 무차원화 부하시정수(τ_2)를 파라메타로 하여 무차원화 주파수(μ)의 변화에 따른 출력전력특성(P)을 나타내고 있다. 주파수의 변화에 따라 출력전력이 변화하고 있어, 스위칭 주파수를 증감시켜 출력전력을 제어할 수 있음을 알 수 있다. 그림에서 임의의 τ_2에 대해서는 $\mu=1.7$ 부근에서 P가 최대치가 되는 것을 알 수 있다. 이는 공진점을 $f_s=1/2\pi\sqrt{L_1C}$를 기준주파수로 정하였으나, 실제는 2차 Coil L_2의 영향으로 공진주파수가 작은 값을 갖게 되기 때문이다. 이상의 사실로 부터 τ_2의 변화에 대해 μ를 가변시킴으로써 출력전력의 제어를 실현시킬 수 있다.

이 특성은 회로운전시 부하상태를 항시 검출하여 최대전력에서 연속운전시킬 수 있는 스위칭 주파수 추종 제어회로를 설계하는데 중요한 자료로 이용할 수 있다. 한편, 고주파 전자식 안정기로 사용할 경우는, 경제성 면에서 일반적으로 자려식 인버터로 구성시키므로 최대출력을 발생시키는 μ를 선정하는데 유효한 자료로도 이용할 수 있다. 그림 7은 그림 6에서 본 바와 같이 $\mu=1.7$ 부근에서 임의의 τ_2에 대해서도 출력전력이 최대값을 나타내므로 최대 전력변화 동작점을 $\mu=1.7$로 하였을 경우, 결합계수(K)의 변화에 대한 출력전력특성을 나타낸다. 그림에서 알 수 있듯이 K=0.8부근에서 최대출력전력을 발생하고 있으며 K=0.6이하 일때는 누설인덕턴스가 크게 작용하여 출력전력의 발생이 크게 감소되고 K가 0.9이상이 되면 너무 밀결합이 되어 공진현상이 일어나지 않아 정상운전이 불가능함을 보여주고 있다.

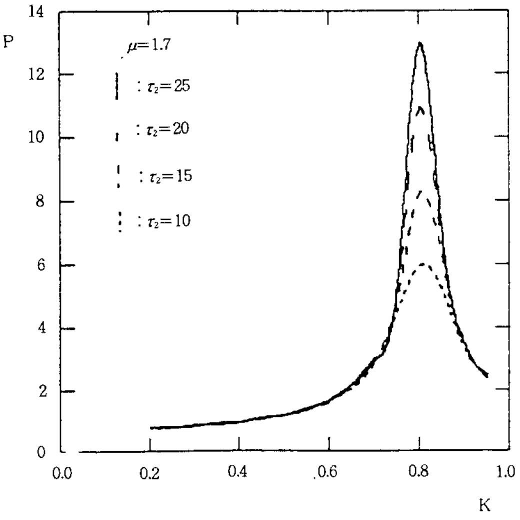


그림 7. τ_2와 K에 대한 출력전력 특성
Fig. 7. Output power characteristics with τ_2 and K

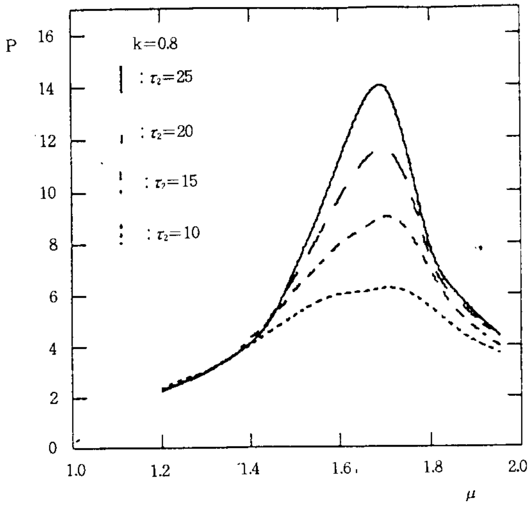


그림 6. μ와 τ_2에 대한 출력전력특성
Fig. 6. Output power characteristics with μ and τ_2

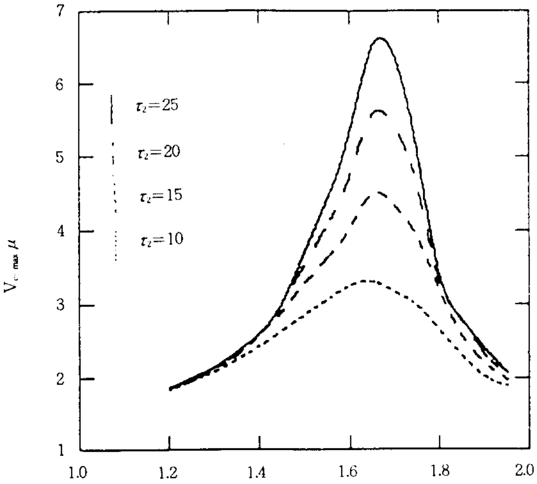


그림 8. τ_2와 μ에 대한 콘덴서전압 특성
Fig. 8. V_{c-max} characteristics with τ_2 and μ

그림 8은 최대출력을 발생시키는 결합계수를 선정하였을 경우, 즉 K=0.8일때 μ의 변화에 대한 공진용콘덴서에 발생하는 전압 최대치(V_{c-max})특성을 나타내고 있다.

이 특성치는 인버터의 설계시 공진용 콘데서의 내압을 결정하는 자료로 사용된다. 예로서 τ_2가 10일 경우 V_{c-max}는 약 3.2이므로 입력 전압을 100[V]로 하였을 경우 실제 공진용 콘덴서의 내전압은 적어도 320[V]이상으로 선정하여야 한다.

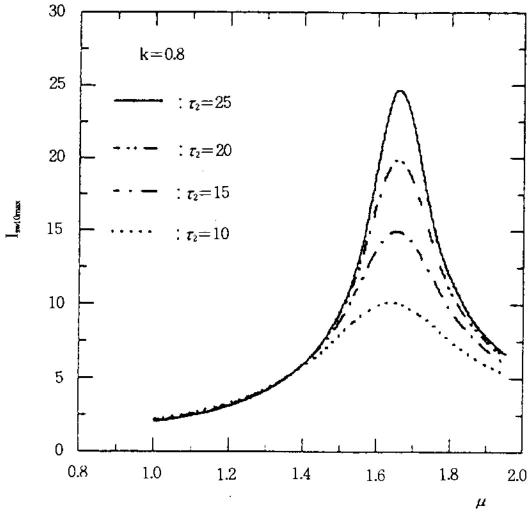


그림 9. τ_2와 μ에 대한 스위치 전류 특성
Fig. 9. $I_{swl-max}$ characteristics with τ_2 and μ

그림 9는 μ의 변화에 대한 스위치에 흐르는 전류의 최대치($I_{swl-max}$)특성을 나타낸다. μ의 변화에 $I_{swl-max}$의 증가 혹은 감소는 그림 7및 그림 8에서 알 수 있듯이 최대출력을 발생하는 μ=1.7 부근에서 최대치로 나타나고 있음은 당연한 사실이다. 지금 μ=1.7에서 운전할 경우 τ_2의 증가에 따라 스위치 전류의 최대값은 증가되는 경향을 나타내므로 실제 운전시에는 부하상태를 검출하여 전류를 제한하는 보호회로 설계가 필요하다고 사료된다.

그리고 이 특성도는 스위칭소자의 전류용량을 결정하는 설계자료로 유용히 사용되며 전력회생용 다이오드의 전류용량 선정도 역시 그림 9에 의해 결정하면 된다.

그림 10은 스위칭 주파수의 변화에 따른 그림 2의 전원(E)에서 본 회로의 동작상태를 나타내고 있다. 그림에서 알 수 있듯이 무차원화 주파수 μ=1.7부근을 경계로 해서 μ=1.7이하일 경우는 진상전류가 부하회로에 유입되어 전원에서 부하측을 보았을 경우 용량성상태로 되고 μ=1.7이상일 경우는 지상전류가 부하로 유입되어 유도성상태로 되고 있음을 알 수 있다. 그리고 μ=1.7 부근에서는 다이오드에 흐르는 전류가 거의 없으므로 전원에서 공급하는 전력이 전부 부하로 유입되고 있음을 암시한다. 이러한 스위칭동작은

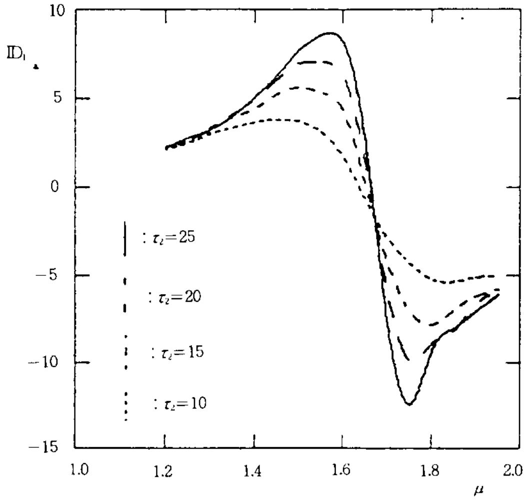


그림 10. 스위칭 주파수 특성
Fig. 10. Switching frequency characteristics

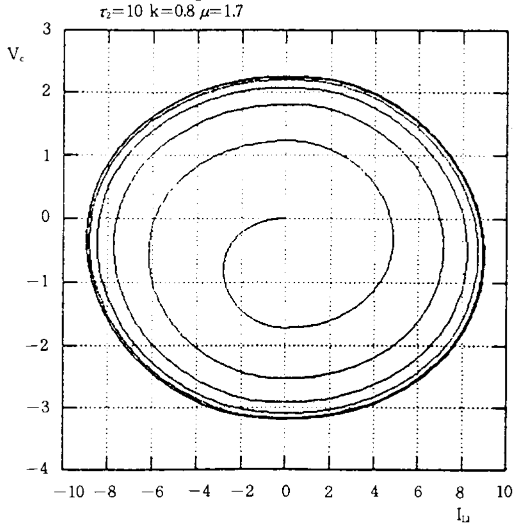


그림 11. I_{L1}과 V_c의 상태궤적도
Fig. 11. Transient state trajectories of I_{L1} and V_c

종래의 thyristor를 스위칭소자로 사용한 회로에서는 나타낼 수 없는 특성으로서 운전동작영역을 확장할 수 있으며 더우기 인버터를 운전할 때 동작영역을 결정하는데 유용하게 사용된다.

그림 11은 K=0.8, μ=1.7 그리고 τ_2=10 일때의 기동과도특성을 IL_1-V_c의 상태궤적도로 나타내고 있다. 기동과도특성은 대체로 8 cycle(스위칭 주파수를 35[kHz]로 한 경우 정상상태에 도달하는 시간이 약 240[μs]임을 나타낸다) 이내에서 정상상태에 도달하고 있으며 기동시 큰 과도전류가 흐르지 않는 것을 알 수 있다. 그림 12는 무차원화 주파수의 변화에 따른 출력전류의 고조파 함유율을 나타내고 있다. 고조파 함유율 hn은 I_{Ln}^*/I_{L1}^*로 정의하여 계산하였다.

단, I_{L1}^*는 I_L^*의 기본파 성분 실효치를 나타내며, I_{Ln}^*는 I_L^*의 제 n조파 성분 실효치이다. 본 회

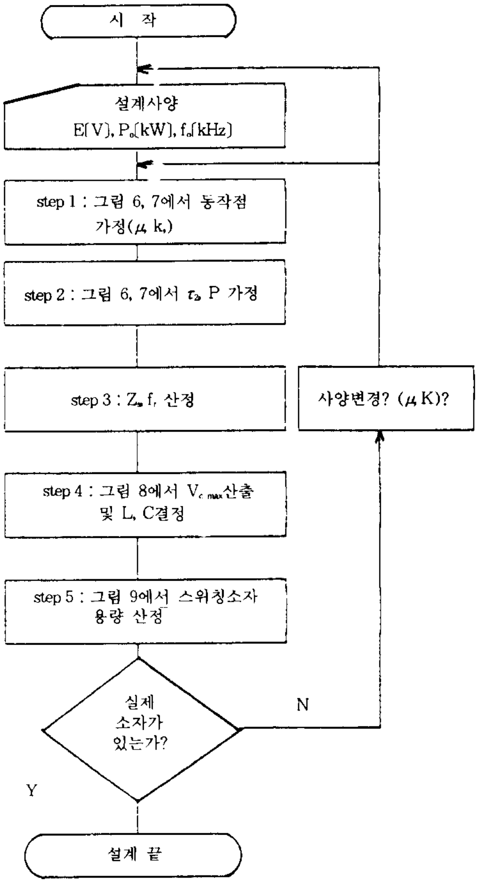


그림 12. 회로설계의 흐름도
Fig. 12. Flow chart of circuit design

로에서는 듀티비가 50[%]이므로 출력전류는 반주기 대칭파로 되기 대문에 우수조파성분은 없고 기수조파성분만 나타나게 된다. hn의 스펙트럼에서 알 수 있듯이 μ=1.7일때 고조파 함유가 가장 적은 출력전류를 발생하고 있음을 보여주고 있다. 그림 13은 회로해석을 통한 특성평가에서 얻은 결과를 기초로 하여 입력전압 E[V], 출력전력 P_0[kW], 출력주파수 f_0[kHz]가 주어진 경우 회로 설계기법의 일례를 나타내고 있다. 그림 13의 설계순서에 따라서 설계사양을 E=100[V] P=1.0[kW] f_0=35[kHz]인 경우 설계한 상수들의 설계수치는 표 2와 같다.

표 2. 설계수치 예
Table 2. Numerical design example

산 출 량	산 출 값
L[μH]	158
C[μF]	0.4
V_{C-max}[V]	300
V_{SW-max}[V]	100
I_{SW-max}[A]	13

6. 결 론

본 연구에서는 D급 고주파 공진형 인버터에 있어서 matching용 변압기와 부하계 사이에 존재하는 결합계수를 고려하였을 경우를 상정하여 기본 회로 구성 및 동작원리에 대해 기술하였다. 또, 회로의 운전특성을 무차원화 제어변수를 도입하여 범용성있게 도설하고, 부하시정수(τ_2)와 결합계수(K)를 사용하여 정상 및 과도시의 제특성에 관해 기술하였다. 그 결과 스위칭 주파수의 변화에 따라 운전상태 및 출력전력을 제어할 수 있으며, 출력주파수 추종제어를 하였을 경우는 전류가 영인 점에서 스위칭 동작을 행하므로 고주파화에 따른 손실을 저감할 수 있음을 나타내었다. 더우기 회로의 특성평가를 통해 얻어진 제특성치를 기초로 하여 주회로의 설계기법의 일례를 제시하였으며, 회로설계순서에 따라 산정된 용량을 기준으로 실험한 실측파형과 이론파형을 비교함으로써 제안회로의 특성평가가 정당하다는 것을 입증하였다.

본 연구를 통해서 얻어진 결과는 향후 방전등용 전자식 안정기, 전자조리기와 같은 고주파발

진 전원설비 등의 응용에 적용될 수 있다.

참 고 문 헌

1) K. H. Liu, R. Orugauti, F. C. LEE : "Resonant Switchs-Topologies and Characteristics", IEEE Power Electronics Specialists Conference pp. 106~115, 1985.

2) K. H. Liu and F. C. Lee : "Zero-Voltage Switching Techniques in DC/DC Converters, IEEE Transactionson Power Electronics. Vol. 5, No. 3, pp. 293~304, July 1990.

3) J. JOZWIK : "Analysis and Design of class-Ew DC/DC Converter" IEEE, Industral Elec Vol. 37, No. 2, pp 173~183, 1998.

4) Mutsuo Nakaoka etc : "Performance evaluations of single-ended Quasi-Load resonant inverter incorporating advanced-2nd generation IGBT for soft switching" IECON '92 VOL I. pp. 223~228(1992)

5) F.M. Magalhaes, F. T. Dickens, G. R. Westerman and N. G. Ziesse, "Zero-voltage-switched resonant half-bridge high-voltage DC-DC converter", HFPC PROCEEDINGS pp. 332~343, 1988.

6) Milivoje Brkovie, Andzrej Pietkiewicz and Sloboan Cuk, "Novel soft-switching converter with magnetic amplifiers", IEEE pp. 830~835 1993.

7) Masato H. OHSATO, Satoru INARIDA and Tsutomu YAMADA, "New type of ballast for lamps using single-ended resonant-type inverter circuit", IEEE pp. 1314~1318, 1993.

8) 노채균, 김동희, 심광열, "SEPP형 고주파 인버터에 관한 연구" ISPE '92 춘계 전력전자 발표회 논문집 pp. 1~5.

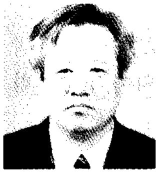
9) M. K. Kazimierczuk, "Class D voltage-switching MOSFET power amplifier," IEEE PROCEEDINGS-B. vol. 138, No. 6, pp. 285~296, 1991.

10) Dong Hee Kim, "Instantaneous resultant phasor control-based high frequency resonant inverter using self-quenching power device." T. IEE, Japan vol. 107-D NO-2. pp. 247~254.

11) 일본전기학회, "고주파용 전력반도체 디바이스 응용의 기술동향," 전기학회 기술보고(II부) 제271호, pp. 20~27.

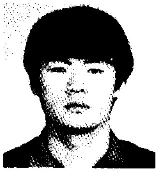
12) 노채균, 심광열, "E급 스위칭제어 고주파 인버어터에 관한 연구" 91 대한전기학회 하계학술대회 논문지 pp. 537~540.

◇ 著 者 紹 介 ◇



노 채 균(盧采均)
1938年 10月 7日生. 1961年 서울大 電氣工學科 卒. 1978年 嶺南大 大學院 卒(博士). 現在 嶺南大 工大 電氣工學科 敎授.

김 동 희(金東熙)
1950年 11月 20日生. 1975年 嶺南大 電氣工學科 卒. 1987年 日本神戶大學 大學院 卒(博士). 1989年 韓國電氣硏究所 電力電子 硏究部長. 現在 嶺南大 工大 電氣工學科 副敎授 大韓電氣學會 電力電子 硏究會 幹事



심 광 열(沈光烈)
1961年 5月 27日生. 1983年 慶南大 電氣工學科 卒. 1985年 嶺南大 大學院 卒(碩士). 1990年 現代重工業(株)重電機 硏究所 先任 硏究員. 現在 嶺南大 大學院 電氣工學科 博士課程 修了