

분할공진 콘덴서를 갖는 전류형 고주파 인버터의 특성해석과 설계

(Analysis Characteristics and Design of a Current-fed High Frequency Inverter
with Separated Resonant Capacitor)

이봉섭* · 김동희**

(Bong-Seop Lee · Dong-Hee Kim)

요 약

본 논문은 병렬 공진 커패시터를 분리 설치한 전류형 고주파 인버터를 대상으로 하여 그 운전 특성에 대해 논하고 있다. 회로 해석은 정규화 파라메타를 도입하여 범용성 있게 기술하고 있으며, 회로의 특성평가도 행하였다. 또한, MOSFET를 스위칭 소자로 사용하여 실험을 행한 결과, 이론적 해석과 잘 일치하고 있어, 연구 대상 회로의 이론적 해석의 정당성을 입증하고 있다. 향후, 제안회로는 유도 가열용 고주파 전원 등으로 활용되리라 기대된다.

Abstract

The current-fed high frequency inverter with separated parallel resonant capacitor is presented in this paper. The analysis of the proposed circuit is generally described by using normalized parameter, and are evaluated characteristics of the circuit

In addition, this paper proves the propriety of theoretical analysis in terms of the experimental waveforms using the switching device MOSFET.

In the future, the proposed inverter will expected that it can be practically used as the high frequency power source for induction heating etc.

1. 서 론

고주파 대전력을 변환하기 위한 전력용 반도체 스위칭 소자들의 사용이 증대되어, 이를 이용한 전력

변환 시스템은 전기에너지의 합리적 이용을 실현하고 있다.

최근에는 MOSFET, IGBT, SIT등의 전력용 반도체 스위칭 소자가 개발·실용화되어 수백 kHz대 이상의 고속 스위칭이 가능하게 되었다. 이 소자들을

*정회원 : 삼척산업대학교 제어계측학과 전임강사

**정회원 : 영남대 공대 전기·전자공학부 부교수

접수일자 : 1998. 4. 16

이용한 각종 전원 시스템의 전력변환 및 제어 등이 산업 전반에 확산되어 가전 민생분야와 정보통신시스템에 이르기까지 전기 에너지를 자유자제로 제어, 조정하는 수단으로서 눈부신 발전을 하고 있다.

전력변환기 중 고주파 인버터는 연료 전지나 태양광 발전시스템 등과 같은 새로운 에너지 분야에도 필수적인 요소로 기여하고 있을 뿐만 아니라, 금속(비금속)의 열처리공정, 강력 초음파 응용장치 등을 비롯하여 DC/DC전원장치 설비에 이르기까지 광범위하게 이용되고 있다.[1~2]

특히, 고주파 인버터에 의한 유도가열 전원설비는 출력 주파수 선택에 따라 국부 또는 전면가열이 가능하고 제어특성이 양호할 뿐만 아니라, 가열조건의 재현이 용이하여 품질의 안정화를 기할 수 있는 등의 장점이 있다.[3~5]

본 논문의 연구대상 회로는 종래부터 사용되어 왔던 자연소호형 소자에 의한 전류형 인버터에 고속 스위칭 소자인 Power-MOSFET로 교환 구성하고, 더욱이 병렬공진 회로에 공진용 콘덴서를 분할 설치한 회로이다.

회로의 특성 해석은 정규화 파라메타를 도입하여 범용성 있게 기술하고 있으며 병렬 콘덴서의 분할비에 따른 운전 특성도 논하고 있다. 이론 해석에서 얻은 결과와 실험결과가 잘 일치하고 있어 이론해석의 정당성도 입증하고 있다.

2. 회로 구성

그림 1은 종래의 전류형 고주파 인버터를 기본으로 하여 공진용 콘덴서를 분할 설치한 Full-Bridge 전류형 고주파 인버터를 보여주고 있다. 부하회로는 그림 1과 같이 공진용 콘덴서가 분할되어 등가 부하 저항과 직렬로 콘덴서 C1이 첨가되어 있다.

그림 1에서 (SW1~SW4)를 다이리스터로 사용할 경우 유도성 부하로 운전될 때에는 역 바이어스 시간에 문제가 발생하므로 안정동작이 불가능하다. 또, 부하 변동에 따라서 역 바이어스 시간이 변화되는 결점이 있다. 따라서, 용량성 부하로 동작시키거나 시분할 회로 방식등을 이용하여 출력주파수의 고

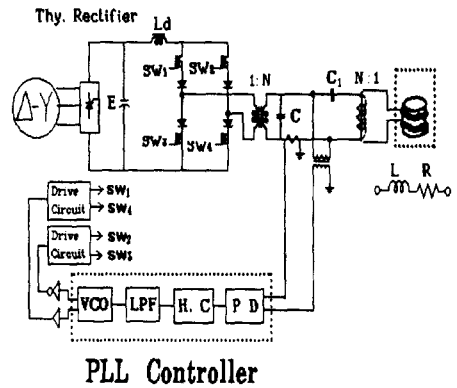


그림 1. 분할 공진 콘덴서를 갖는 전류형 고주파 인버터
Fig. 1. Current-fed high-frequency inverter with separated resonant capacitor

주파화를 피하기도 한다.[6~7]

그러나, 자기소호형 소자를 사용하면 회로 동작주파수 선택의 자유도가 넓어지는 장점을 가지나, 운전상태에 따라 스위칭 소자 양단에 인가되는 전압이 역방향으로 인가되므로 그림과 같이 역전압 저지용의 다이오드가 필요하다. 3상 정류부는 다이리스터에 의한 위상 제어회로로 입력전압을 조정하는 기능을 가지고 있으며, PLL 제어부에서는 고주파 출력 전압과 전류를 검출하여 히스테리시스 콤퍼레이터(H.C)에 의해 파형 정형후 LPF를 거쳐 VCO에서 동기운전이 가능한 제어신호를 발생시킨다.

그림 1의 인버터는 유도가열계를 부하대상으로 상정하고 있으므로 Work-coil과 피가열 물체를 등가 전기회로 정수인 R-L로 볼 수 있다.

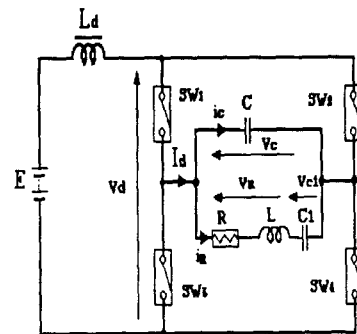


그림 2. 등가회로
Fig. 2. Equivalent circuit

그림 2는 그림 1의 고주파 인버터를 등가회로로 나타내고 있으며, 회로해석은 그림 2에 표시한 전압, 전류의 방향을 기준으로 하였다.

3. 외로 해석

회로해석과 특성평가의 범용성을 부여하기 위하여 표 1에 나타난 기준량과 정규화한 파라메타를 도입하였다.

그림 2에서 공진용 콘덴서 분할비의 변화에 따른 회로 상태는 i) $bn=0$ 의 상태: C1 단락상태로 공진용 콘덴서를 분할되지 않은 풀브릿지 전류형 인버터로 동작하고, ii) $0 < bn < \infty$ 의 상태: 그림 1에 나타난 회로로 동작한다. 그리고, iii) $bn = \infty$ 의 상태: C가 단락상태로 되어 R-L-C1 직렬 공진회로 상태로 동작한다.

여기서, 분할비 bn 은 (C/C_1) 로 정의한다.

그림 2의 등가회로에서 스위치(SW1 SW4)의 온·오프의 동작에 따라 회로 동작모드를 분류하면 2개의 모드 즉, 모드 I ($0 \leq Z \leq 0.5$)와 모드 II ($0.5 \leq Z \leq 1$)로 구분된다.

또, 모드 II의 경우는 모드 I과 비교하면 전원의 방향만 반대로 작용하고 있으므로, 모드 I에서 얻

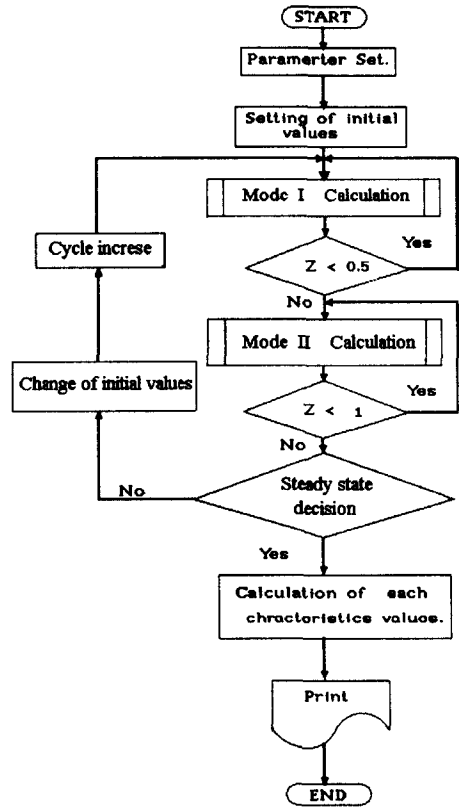


그림 3. 흐름도
Fig. 3. Flowchart

표 1. 1. 정규화 파라메타

Table 1. Normalized parameters

Parameter	Reference values	Normalized values
Time	$T = 1 / f_0$	$Z = t / T$
Frequency	$f_s = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{bn+1}{LC}}$	$\mu = f_0 / f_s$
Impedance	$Z_s = 2\sqrt{\frac{L(bn+1)}{C}}$	$\lambda = R / Z_s$
Voltage	$E_s = E$	$V^*_c(z) = V_c(t) / E_s$
Current	$I_s = I$	$i^*_R(t) = i_R(t) / I_s$
Power	$P_s = E_s \cdot I_s$	$P^*(z) = P(t) / P_s$
Inductance	$L_s = L$	$A_n = L_d / L$
Capacitance	$C_s = C$	$bn = C / C_1$

표 2. 시뮬레이션 해석에 사용한 회로 정수 파라메타
Table 2. Circuit parameters used for simulation analysis

Symbols	Items	value
E	DC전원[V]	50
Ld	직류 리액터[mH]	0.12
L	인덕턴스[uH]	0.538
R	부하저항[Ω]	0.1
C, C ₁	콘덴서 [uF]	
	분할비(bn)	
	bn=0 C	4.7
	C ₁	0
	bn=1 C	4.7
	C ₁	4.7
	bn=3 C	4.7
	C ₁	1.56

은 값을 그대로 사용할 수 있다.

각 모드의 상태변수는 i_d^* , i_R^* 및 V_c^* , V_d^* 이며, 모드별 회로 상태방정식을 표 1에서 나타낸 정규화 파라메타를 도입하여 나타내면 다음과 같다.

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

$$Y = C \cdot X \quad (1)$$

여기서 $X = [i_d^*, i_R^*, V_c^*, V_d^*]^T$, $U^* = [1 \ 0 \ 0 \ 0]^T$ 이다.

Mode I	SW ₁ , SW ₄ : on (0 ≤ Z ≤ 1/2)
--------	--

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{4\pi}{\mu \cdot An} & 0 \\ 0 & -\frac{4\pi\lambda}{\mu} & \frac{4\pi}{\mu} & -\frac{4\pi}{\mu} \\ \frac{\pi}{\mu} \frac{bn}{(bn+1)} & -\frac{\pi}{\mu} \frac{bn}{(bn+1)} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\pi}{\mu} \frac{bn}{(bn+1)} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

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

$$C = [0 \ 1 \ 1 \ 0] \quad (2)$$

Mode II	SW ₂ , SW ₃ : on (1/2 ≤ Z ≤ 1)
---------	--

A = Mode I 과 동일

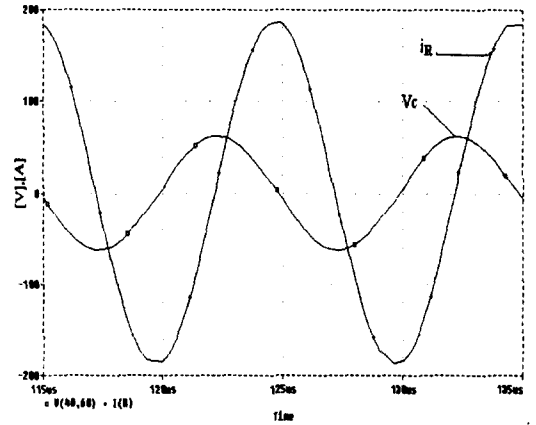
$$B = \left[-\frac{4\pi}{\mu \cdot An} \ 0 \ 0 \ 0 \right]^T$$

$$C = [0 \ 1 \ 1 \ 0]$$

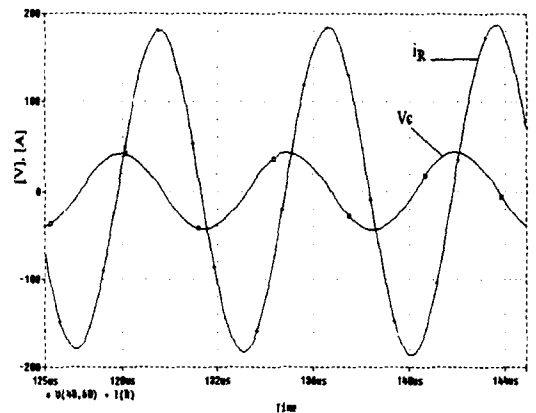
상기의 회로상태 방정식이 고차로 되기 때문에 특성평가 해석을 위하여 Runge-Kutta 수치 해석법을 도입하여 수치 계산을 수행하였다. 그림 3은 본 논문의 수치계산에 사용된 플롯 차트를 나타낸다.

그림 4는 표 2의 회로 정수 파라메타 조건에 의해 시뮬레이션 틀인 Pspice를 사용하여 제안회로의 전압 전류의 파형을 나타내고 있다.

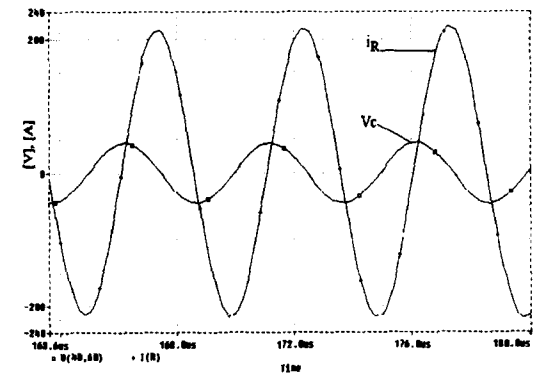
분할비가 커지면 출력의 크기는 거의 변화가 없으나 출력 주파수는 증가함을 볼 수 있다.



(a) $bn(C/C1)=0$



(b) $bn(C/C1)=1$



(c) $bn(C/C1)=3$

그림 4. 전압, 전류 파형
Fig. 4. Waveform of voltage(Vc) and current(iR)

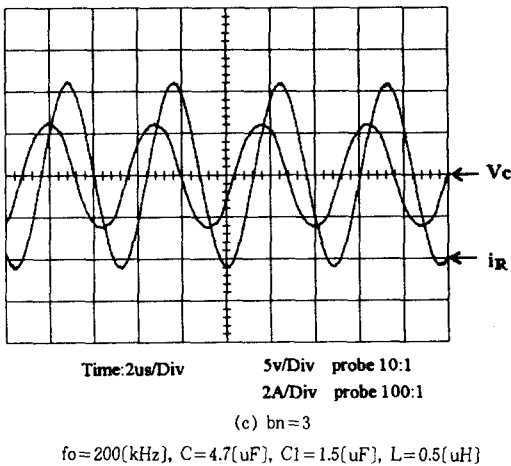
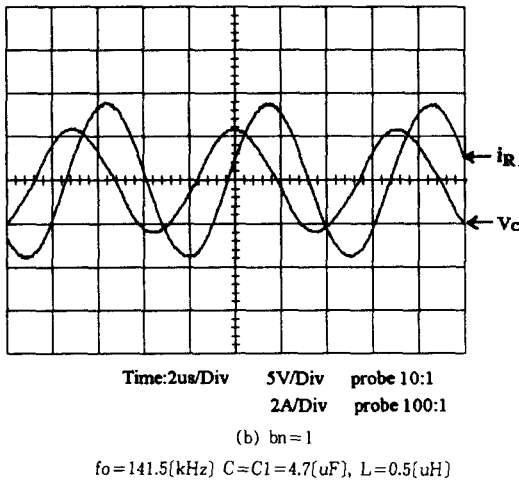
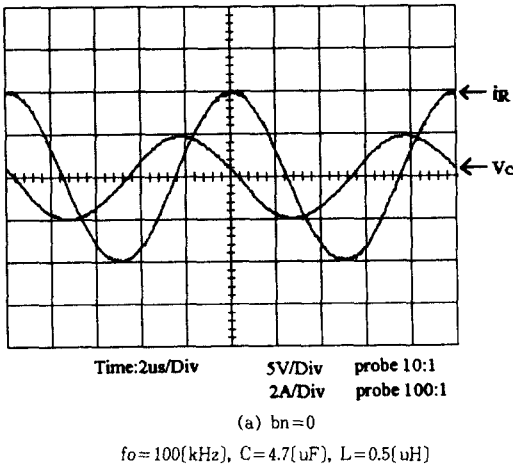


그림 5. 콘덴서 C의 전압과 부하전류 파형
Fig. 5. Waveform of voltage of C and load current

그림 5(a)(b) 및 (c)는 본 논문의 시작회로를 공진 주파수 자동 추종제어에 의해 콘덴서 분할비(bn)에 따라 콘덴서 양단에 걸리는 전압과 부하전류의 실험파형을 나타낸다. 표 1에서 bn 은 출력주파수에 비례하므로 bn 이 증가할수록 회로의 출력주파수는 커짐을 알 수 있다.

본 실험에 사용한 소자 및 회로정수는 MOSFET (SanRex FBA50BA50), 다이오드 (SW 08PCN075), $L_d=0.12(\text{mH})$, 전원 전압 $E=50(\text{V})$, $R=0.1(\Omega)$ 이다.

4. 특성평가

그림 6(a), (b)는 μ , λ 와 bn 의 변화에 따른 입력 전력 특성을 나타내고 있다.

입력 전력(P_{in}^*)은

$$P_{in}^* = \frac{P_{in}}{P} = \frac{1}{E \cdot I} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T E \cdot i_d dt = Id$$

로 된다.

P_{in}^* 은 스위칭 소자에 흐르는 전류의 평균값과 동일하므로 사용소자의 정격전류를 결정하는 설계의 기준자료로 활용할 수 있다. 그림 6(a)에서 최대출력을 얻기 위해서는 부하상태를 검출하여 출력주파수 자동 추종제어에 의해 회로의 공진 상태로 동작 시킨다면 bn 의 증가에 따라서 최대출력 상태로 인버터를 운전할 수 있다. $\mu \approx 1$ 에서 Id^* 는 최소값을 나타내며 스위칭 소자의 전류 부담을 최소화할 수 있음을 알 수 있다. (b)는 μ 를 일정하게 하고 λ 와 bn 를 변화시켰을 경우의 입력전류의 변화를 나타내고 있는데 λ 가 작은 경우 bn 의 증가에 따라 Id^* 가 증가함을 볼 수 있다. 이것은 bn 의 증가에 따라 공진회로의 임피던스가 증가하기 때문이다. 특히, 실제 회로 설계시 스위칭 소자의 정격전류와 단락전류를 고려하여야 하므로 bn 을 너무 크게 할 수 없다.

그림 7은 회로의 안정 운전 영역을 μ , λ 및 bn 을 파라메타로 나타내고 있다. 그림에서 3차원 표면상은 안정동작 영역이 되고, 그 외 부분은 안정동작이

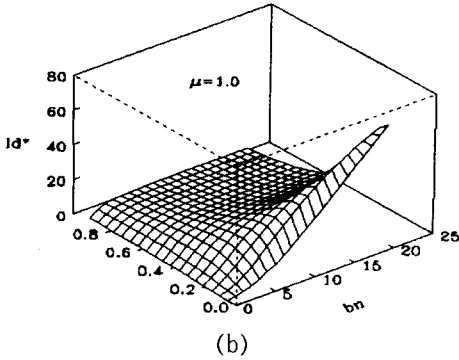
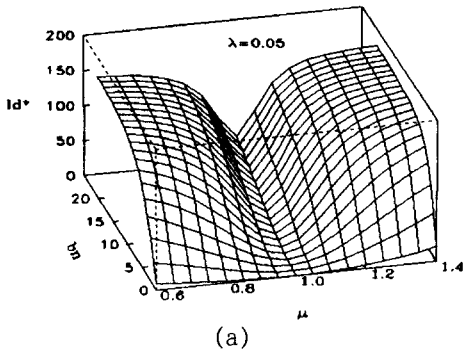


그림 6. 입력전력 특성
Fig. 6. Characteristics of input power

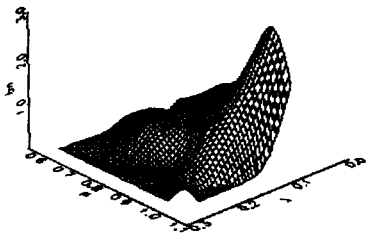


그림 7. 안정동작 영역
Fig. 7. Stable operation region

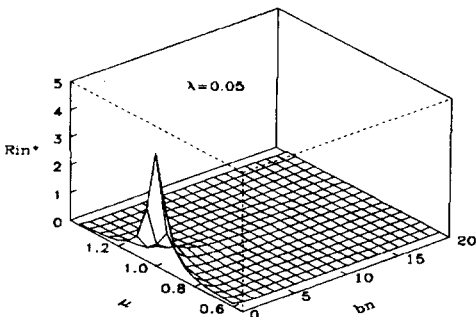


그림 8. 입력저항 특성
Fig. 8. Characteristics of input resistance

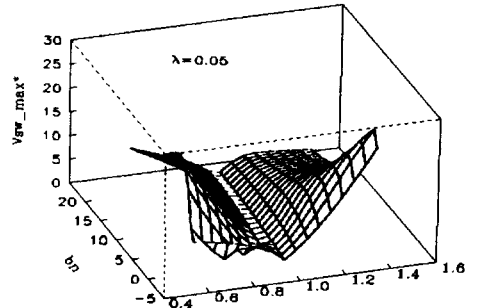


그림 9. 스위치에 걸리는 최대값
Fig. 9. Peak values of switching voltage

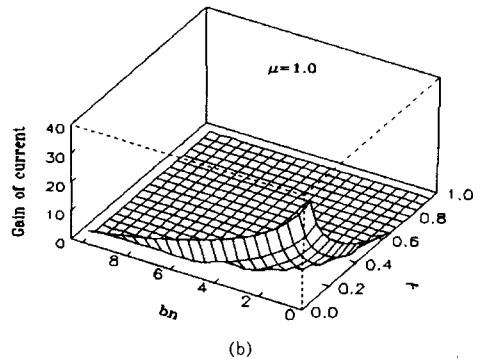
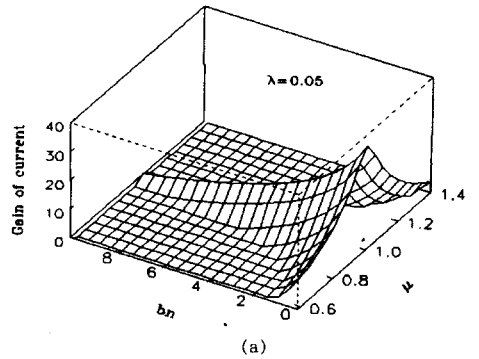


그림 10. 전류의 이득 특성
Fig. 10. Gain characteristics of current

이루어지지 어렵게 된다. 그림 1의 인버터는 자기소호형 소자를 사용하기 때문에 스위치의 역전압이 발생하지 않는 상태의 동작을 안정 동작 영역으로 하였다.

그림 8은 λ 를 일정하게 두고, bn 과 μ 를 변화시킬 경우 입력저항 특성을 보여주고 있다.

입력전류의 무차원화값의 역수 ($1/I_d=R_{in}^*$)는 직류 전원측에서 보면 정규화 입력저항과 같으므로 직류 전원측에서 보았을 경우 제안한 인버터의 동작상태는 순저항 회로 R_{in}^* 로 볼 수 있다. 그림에서 $\mu=1$ 부근에서 R_{in}^* 은 최대값을 나타내고 있는 데, 이는 전원과 부하의 임피던스가 정합을 이루고 있어 최대 전력이 전달되고 있음을 나타내고 있다.

그림 9는 스위칭 소자 양단에 걸리는 전압의 최대값 (V_{sw-max}^*)을 나타낸다.

본 회로를 출력주파수 자동 추종제어에 의하여 동작시킨다면 스위치에 걸리는 전압의 부담을 $\mu=1$ 인 동작점에서 최소화할 수 있음을 알 수 있다. 이 값은 회로 설계시 스위칭 소자의 사용전압과 공진용 콘덴서의 내압을 결정하는데 필요한 설계의 자료가 된다.

그림 10(a), (b)는, λ 와 bn 를 변화하였을 경우의 전류이득 특성을 나타내고 있다.

그림 10의 (a)에서 $\mu=1$ 일 때 전류이득이 최대를 나타내며 bn 가 증가하면 점점 감소함을 알 수 있다. 그림 (b)는 $\mu=1$ 에서 운전할 경우 λ 의 범위가 bn 이 증가할 수록 좁아짐을 알 수 있다. 따라서, 본 회로에서는 회로의 공진주파수와 출력주파수를 같게 할 경우 최대출력을 낼 수 있음을 알 수 있다.

그림 11은 μ 를 일정하게 하고, bn 파라미터로 한 경우의 부하 전류의 왜형율을 나타내고 있다. 그림 1의 인버터는 원리적으로 R-L-C-C1 공진을 이용하고 있으므로 왜율이 적으며, 특히 그림에서 $\mu=$

1인 경우 왜율이 거의 나타나지 않으며, bn 이 변하여도 왜율의 변화가 거의 없음을 알 수 있다.

5. 외로설계

본 회로의 이론적 해석을 통해 얻은 결과를 토대로 다음과 같은 순서에 의하여 회로설계를 행하였다. 설계사양으로 입력전압 E[V], 출력 P[kW], 주파수 f[kHz]로 하였고, 설계 예는 표 3과 같다.

Step 1	μ, λ, E 결정
Step 2	P*결정
Step 3	bn 결정
Step 4	임피던스 산출 $Z_s = \frac{E^2 \cdot P(z)}{P} = 2\sqrt{\frac{L(bn+1)}{C}}$
Step 5	회로의 고유 주파수(fs)결정 $f_s = \frac{f_o}{u} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{(bn+1)}{LC}}$
Step 6	L, C 결정
Step 7	스위칭 소자 전류 및 커패시터 전압 산출

표 3. 설계 예
Table 3. Example of design

E=50[V], P=1[kW], $\mu=1, \lambda=0.15$				
Separated ratio (bn)	Circuit parameter	Value	Circuit parameter	Value
bn=0	C [μ F]	4.7	R [Ω]	0.1
	C ₁ [μ F]	0	f _s [kHz]	100
	L [uH]	0.538	Z _s	0.67
bn=1	C [μ F]	4.7	R [Ω]	0.14
	C ₁ [μ F]	4.7	f _s [kHz]	141.4
	L [uH]	0.538	Z _s	0.95
bn=3	C [μ F]	4.7	R [Ω]	0.2
	C ₁ [μ F]	1.56	f _s [kHz]	200
	L [uH]	0.538	Z _s	1.35

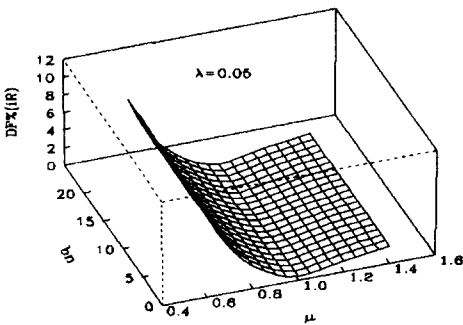


그림 11. 왜율 특성
Fig. 11. Characteristics of distortion factor

6. 결 론

본 연구에서는 자기 소호형 소자를 사용한 분할공진 콘덴서를 갖는 전류형 고주파 인버터를 연구대상으로 하여 그 동작원리에 대해서 기술하였고, 분할비에 따른 특성해석을 행하였다.

또한, 본 인버터회로의 설계 전 단계에 필요한 제 특성을 정규화 파라미터를 도입하여 범용성 있게 특성평가를 하였다.

그리고, 본 회로를 PLL에 의한 동기회로로 동작시키면 파형왜율이 최소로 되며, 최대출력상태로 인버터를 동작시킬 수 있음을 알았다.

그러나, 콘덴서 분할비를 크게하면 회로의 임피던스가 크게 되므로 입력전류가 증가하여 이득특성이 낮아짐을 볼 수 있었다.

PLL을 이용한 시작회로를 제작하여 유도가열계로 적용한 결과 시뮬레이션 파형과 거의 일치한 파형을 얻을 수 있어 특성해석의 정당성도 입증했다.

향후, 본 인버터회로가 고주파 대출력을 필요로 하는 유도가열용 전원설비 등으로 활용되기를 기대한다.

참 고 문 헌

[1] S.Inarida, M. H.Ohsato, G.Kimura and M.Shioya, "Starting characteristics of a metal halide lamp by a new type ballast with an inverter", National Convention Record IEE Japan Industry Application Society, No. 158, 1991

[2] 高橋 次郎, "高周波의 기초와 응용", 동경전기대학 출판국, 1990

[3] 김동희, 이봉섭, "전압원 구동시의 전류형 인버터의 특성해석", 1991년 하계학술대회 논문집

[4] S.D.Johnson and R.W Erickson, "steady-state Analysis and Design of parallel Resonant Converters", IEEE Trans on Power Electron. vol 3, No.1, p 93-104, January 1988

[5] M.K.Kazimierczuk, "Class D Voltage-Switching MOSFET Power amplifier" IEE PROCEEDINGS-B, vol.138, No.6, November 1991

[6] 김동희, 이봉섭, "공진 콘덴서 분할형 유도가열 전원장치", 대한전기학회 하계학술대회 논문집, 1994, 7

[7] W.E.Frank, "New Developments in High-Frequency Power Source", IEEE Trans. on ind. Appl. vol. IGA-6 p.29-35 Jan/Feb. 1970.

◇ 著 者 紹 介 ◇



김 동희 (金東熙)

1950년 11월 20일생. 1973년 영남대 공대 전기공학과 졸업. 1975년 동대학원 전기공학과졸업(박사). 1987년 Kobe대학 졸업(공학). 1987년~1989년 한국전기연구소전력전자 연구부장. 현재 영남대 공대 전기전자공학부 부교수



이 봉 섭 (李奉燮)

1965년 9월 19일생. 1991년 영남대 공대 전기공학과 졸업. 1993년 영남대 공대 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동대학원전기공학과졸업(박사). 현재 삼척산업 대학교 제어계측학과 전임강사.