전력전자학술대회 논문집 1997. 7. 17-19 전력전자학회

절전형 전자식 안전기용 LLCC형 공진형 인버터의 특성에 관한 연구

임중열* 신일철* 서기열* 강병복* 윤형상** 최장균*** 차인수****

* 동신대학교대학원 전기전자공학과

** 순천공업전문대 전자과

*** 목포전문대 자동차학과

**** 동신대학교 전기전자공학과

A Study on the Characteristic of LLCC Type Resonant Inverter for Power Saving Type of Electronic Ballast

Jung-Yeol Lim* Il-Chul Shin* Ki-Yeol Seo* Byung-Bok Kang* Hyung-Sang Yoon** Jang-Gyun Choi*** In-Su Cha****

* Dept. of Electrical & Electronic Eng. Dongshin Univ.

** Dept. of Electronic Suncheon Tech. Junior College

*** Dept. of Automobile Mokpo Institute

**** Dept. of Electrical & Electronic Eng. Dongshin Univ.

Abstract

At present, high frequency electronic ballast are widely used to drive the fluorescent lamp at high frequency for improving light quality.

The electronic ballast mainly consist of an inverter stage with a load resonant circuit .

This paper derives a lamp model consist of a voltage equation and a current equation. The proposed model is useful for an engineer to determine circuits parameters and to analyze the performance of electronic ballast with high frequency operation.

Simulation with PSPICE and experimentator and th high power factor of the proposed topology .

1. 서 론

최근 국내 경제 성장에 따른 국민생활 수준의 향상으로 보다 좋은 생활환경을 요구하게되었으며 특히 쾌적한 주택은 물론 편리한 실내 분위기 조성과 작업능률향상을 위한 아늑하고 실용적인 조명기기의 이용이 계속 증가되고 있는 추세이다.

낮은 비율과 덜 복잡한 시스템 시도로써 높은 적력요인을 갖는 단일 전자안정기가 제안되었다[4]~[15].

그 가운데 부스터 컨버터와 하프-브릿지 직렬공진형 인버터가 비교적 간단한 구성을 보여줬다[1]~[3].

본 연구에서는 43kHz에서 구동되는 형광등 안정기로써 LLCC형 병렬공진형 인버터를 이용하여 전력변환장치를 구성하고 PSPICE 시뮬레이션과 실험을 통하여 타당성을 밝히고자 한다.

2. 절전형 안정기의 전력변환장치 (LLCC 병렬 공진형 인버터)

2-1. 동작 상태 원리

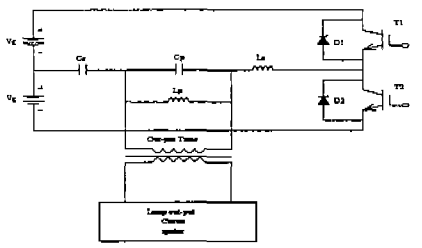


그림 2-1. LLCC 병렬 공진형 인버터 회로

양 방향 스위치를 이용한 하프 브릿지 LLCC 병렬 공진형 인버터를 그림 2-1에 나타냈다.이 토플로지의 전류 회로는 LS - CS직렬 탱크와 LP - CP 병렬 탱크로 이루어진 두개의 공진 탱크로써 구성된다. 종전의 공진 인버터와는 달리 이 회로는 동적 특성의 4차 비선형 계통으로써 나타난다.

이 절에서는 연속 도통 모드에 있어서 동작하는 인버터의 정상 상태 동작을 나타냈다. 분석을 간략화하기 위해서 다이오드, 트랜지스터 회로 D1/T1과 D2/T2는 이상적이며, 또한 스위치 주기 TS를 지나는 동안 50% 듀티비로 동작하는 양 방향성 스위치의 쌍으로 나타낼 수 있다. 크기가 ±Vg와 같은 구형파 전압원 VS(t)와 등가인 방법에 대해서 스위칭 소자의 효과를 나타낼 수 있다. 더욱이 저역 통과 필터에 있는 인덕터 L0은 부하 전류 I0가 일정하게 유지될 수 있도록 충분히 큰 값으로 가정한다.

결과적으로 정류 전류는 전압 VCP(t)가 (+), (-)의 값을 가짐에 따라 +I0, -I0와 같은 크기를 갖는 전류원 IE(t)에 따라 등가를 이룬다. 그림 2-1의 LLCC 병렬 공진형 인버터에 대한 간략화한 등가회로를 그림 2-2에 나타냈다.

이 새로운 토플로지의 기본적 회로 동작은 LC 병렬 공진형 인버터와 비슷하다. 연속 도통모드에 있어서 LLCC 병렬 공진형 인버터 동작에 대한 정상 상태궤적은 그림 2-4과 같다.

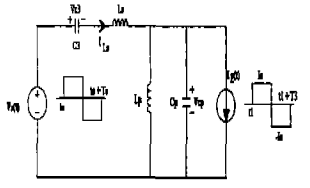


그림 2-2. 연속도통 모드로 동작되는 LLCC 병렬 공진형 인버터의 등가회로

인버터 동작은 다음과 같다.

t0는 T1이 턴 온하여 인버터 동작이 시작되는 시점이고, 이 점에서의 캐패시터 전압과 인덕터 전류는 각각 VCP(t0), ILS(t0) 및 ILP(t0)로 주어진다.

이 때에 VCP는 "0"이하로 가정한다. t = t1에서 캐패시터 전압 VCP는 부호가 변화하여 전류 IE는 역방향이 된다. 시간 t = t2에서 인덕터 전류 ILS(t)는 "0"을 가로지르며 트랜지스터 T1은 자연적으로 턴오프하며 풀라이 백 다이오드 D1은 공진 인덕터 LS에 있어서 주전류가 연속성을 갖기 위해서 도통을 시작한다.

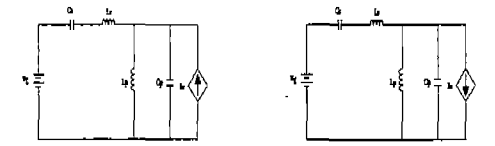
연속 도통 모드로 동작할 때에 있어 D1은 T2가 턴 온 할때 t = t0 + TS/2에서 강제적으로 턴 오프한다. 비슷하게 인덕터 전류 ILS(t)가 0을 가로지를 때 T2는 자연적으로 턴 오프하고 D2은 반대 방향에 있어서 인덕터 전류 ILS가 흐르기 시작한다. 또다시 t = t3에서 CP의 캐패시터 전압은 극성이 변하고 전류 IE(t)는 역 방향이 된다. t = t0 + Ts에서 주기적 동작은 반복된다.

LC형 인버터 및 LLC형 인버터들과 같이 연속 도통 모드에서 동작할 때 본 인버터는 그림 2-3에서 보여준 4개의 가능한 회로 도통 모드를 갖는다.

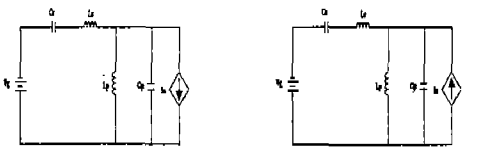
표 2-1는 이러한 모드에서 인버터가 동작하는 것을 보여준다.

표 2-1. LLCC 병렬 공진형 인버터에 대한 각 모드의 상태

	On	voltage	Vs	IE
M1	T1	VCP(t) < 0	+Vg	-I
M2	T1/D1	VCP(t) > 0	+Vg	+Ig
M3	T2	VCP(t) > 0	-Vg	+I
M4	T2/D2	VCP(t) < 0	-Vg	-I



(a) M1 (b) M2



(c) M3 (d) M4

그림 2-3. 연속 도통모드로 동작되는 LLCC 병렬 공진형 인버터에 대한 토플로지 모드

2-2. 상태 평면 해석

가) 수학적 해석

정상 상태 응답은 그림 2-2의 이상적 등가회로로부터 유도할 수 있다. 전압 VS, VCS, VCP와 전류 ILS, ILP, IE는 그림 2-2에서 정의된다. 위에서 언급한 것처럼 정류 회로는 이 회로에서 평균 전력을 방전하는 것이 컨버터의 DC출력 전력과 등가인 VCP(t)의 부호에 전류 극성이 위존되는 전류원 IE(t)의 의해서 대체할 수 있다.

$$I_{E(t)} = \frac{V_{CP}(t)}{|V_{CP}(t)|} I_0 \quad (1)$$

$|V_{CP}(t)|$ 는 $V_{CP}(t)$의 크기이며 I0는 V0/R0와 같고

$$V_0 = \frac{1}{T_S}\int_0^{T_S} |V_{CP}(t)|\,dt \quad (2)$$

TS는 스위칭 주기이며 다음 미분 방정식들은 등가회로인 그림 2-2에 대한 수학적 방정식이다.

$$\frac{d}{dt}V_{CP}(t) = \frac{1}{C_P}[I_{LS}(t) - I_{LP}(t) - I_E(t)] \quad (3)$$

$$\frac{d}{dt}I_{LS}(t) = \frac{1}{L_S}[V_S(t) - V_{CS}(t) - V_{CP}(t)] \quad (4)$$

$$\frac{d}{dt}V_{CS}(t) = \frac{1}{C_S}I_{LS}(t) \quad (5)$$

$$\frac{d}{dt}I_{LP}(t) = \frac{1}{L_P}V_{CP}(t) \quad (6)$$

식(3)~(6)은 해석이 난해한 비선형 종속 전류원을 가진 4차 계통을 나타낸다. 그렇지만 상태변수 V_{CS} , V_{CP}, I_{LS} , I_{LF}를 적당히 변형시키면 이것은 식(3)~(6)에 대한 정상 상태 2차 계통의 상태 평면도로써 나타낼 수 있다.

나) 상태 평면 방정식의 유도

상태 평면 설계 접근은 2차와 3차 컨버터를 분석 하는데 성공적인 방법을 보여 주었다. 이러한 컨버터에 이용되어진 상태변수 변형과 달리 4차 컨버터에 대한 상태변수 변형은 더욱 복잡하다. 전압, 전류변수 V_{CS} , V_{CP} , I_{LS}와 I_{LF}의 적당한 변형을 이용하므로써 식(3)~(6)에 대한 정상 상태 해석은 2차원 상태 평면으로부터 유도될 수 있다. 새로운 상태 변수인 V1(t), V2(t), I1(t)와 I2(t)가 있는 다음과 같은 상태 변수 변환은 다음과 같이 정의한다.

$$\begin{pmatrix} V_1(t) \\ V_2(t) \\ I_1(t) \\ I_2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & K_1 & 0 & 0 \\ 1 & K_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & K_3 \\ 0 & 0 & 1 & K_4 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{CP}(t) \\ V_{CS}(t) \\ I_{LS}(t) \\ I_{LP}(t) \end{pmatrix} \quad (7)$$

이 변환의 이용목적은 상태변수 쌍 (V_1 , I_1)과 (V_2 , I_2)가 그들의 정상 상태 응답이 상태 평면에서 폐곡선(Closed contours)으로서 나타내질 수 있도록 서로 조합된 K_1 , K_2 , K_3에 대한 값을 찾는 것이다. 식(7)을 (3)~(6)에 대입하면 다음과 같은 상태 평면 방정식을 얻을 수 있다.

$$\frac{d}{dI_1(t)}V_1(t) = \frac{L_S}{C_S}[1 + \frac{C_S}{C_P}K_1][\frac{I_1(t) + K_3I_E(t)}{V_S(t) - V_1(t)}] \quad (8)$$

$$\frac{d}{dI_2(t)}V_1(t) = \frac{L_S}{C_S}[1 + \frac{C_S}{C_P}K_2][\frac{I_2(t) + K_4I_E(t)}{V_S(t) - V_2(t)}] \quad (9)$$

$$K_1 = 1 - \frac{L_S}{L_P}K_3 \quad (10)$$

$$K_2 = 1 - \frac{L_S}{L_P}K_4 \quad (11)$$

$$K_3 = \frac{-K_1}{\frac{C_P}{C_S + K_1}} \quad (12)$$

$$K_4 = \frac{-K_2}{\frac{C_P}{C_S + K_2}} \quad (13)$$

이방정식으로부터 K_1 , K_2 , K_3 , K_4 는 C_P/C_S와 L_S/L_F로 풀 수 있다.

$$K_1 = \frac{1}{2}[1 + \frac{L_S}{L_P} - \frac{C_P}{C_S} + \sqrt{[1 + \frac{L_S}{L_P} - \frac{C_P}{C_S}]^2 + 4\frac{C_P}{C_S}}] \quad (14)$$

$$K_2 = \frac{1}{2}[1 + \frac{L_S}{L_P} - \frac{C_P}{C_S} - \sqrt{[1 + \frac{L_S}{L_P} - \frac{C_P}{C_S}]^2 + 4\frac{C_P}{C_S}}] \quad (15)$$

$$K_3 = \frac{1}{2}[1 + \frac{L_P}{L_S}\frac{C_P}{C_S} - \frac{L_P}{L_s} + \sqrt{(1 - \frac{L_S}{L_P}\frac{C_P}{C_S} + \frac{L_P}{L_S})^2 + 4\frac{C_P}{C_S}(\frac{L_P}{L_S})^2}] \quad (16)$$

$$K_4 = \frac{1}{2}[1 + \frac{L_P}{L_S}\frac{C_P}{C_S} - \frac{L_P}{L_S} - \sqrt{(1 - \frac{L_S}{L_P}\frac{C_P}{C_S} + \frac{L_P}{L_S})^2 + 4\frac{C_P}{C_S}(\frac{L_P}{L_S})^2}] \quad (17)$$

V_g/Z_{01}과 V_g/Z_{02}에 의해서 $I_1(t)$와 $I_2(t)$, V_g에 의해서 $V_1(t)$와 $V_2(t)$를 정규화하면 식(8)과 (9)로부터

다음과 같이 얻어진다.

$$\frac{d}{dI_{N1}(t)} V_{N1}(t) = \frac{I_{N1}(t) + K_3 I_{NE1}}{V_{NS}(t) - V_{N1}(t)} \quad (18)$$

$$\frac{d}{dI_{N2}(t)} V_{N2}(t) = \frac{I_{N2}(t) + K_4 I_{NE2}}{V_{NS}(t) - V_{N2}(t)} \quad (19)$$

$$Z_{01} = \sqrt{\frac{L_S}{C_S}(1 + \frac{C_S}{C_P} K_1)} \quad (20)$$

$$Z_{02} = \sqrt{\frac{L_S}{C_S}(1 + \frac{C_S}{C_P} K_2)} \quad (21)$$

$$I_{NE1} = \frac{Z_{01} I_E}{V_g} \quad (22))$$

$$I_{NE2} = \frac{Z_{02} I_E}{V_g} \quad (23)$$

식(18)과 식(19)는 보통의 병렬 공진형 컨버터처럼 Piece-wise 시간 불변 분석에 의해 해석될 수 있다. 스위칭 주기동안의 해가
상태 평면 $V_{N1} - I_{N1}$과 $V_{N2} - I_{N2}$에서 원호를 이루는 4개의 시간 구역으로 존재함을 보여주며 그에 대한 식은 다음과 같이 주어진다.

$$[V_{N1}(t) - V_{NSi}(t)]^2 + [I_{N1}(t) - K_3 I_{NE1i}(t)]^2 = [V_{1Ni}]^2 \quad (24)$$

$$[V_{N2}(t) - V_{NSi}(t)]^2 + [I_{N2}(t) - K_4 I_{NE2i}(t)]^2 = [V_{2Ni}]^2 \quad (25)$$

i=1, 2, 3, 4이며 V_{1Ni}와 V_{2Ni}는 반경이다. 이 원호의 중심은 식(18)과 식(19)의 특이점으로서 일치한다. 이러한 특이점은 상태 평면에 따라서 다음과 같은 값을 갖는다.

$V_{N1} - I_{N1}$ plane	$V_{N2} - I_{N2}$ plane
$(V_{NS1}, I_{NE11}) : (1, -K_3 I_{N01})$	$(V_{NS1}, I_{NE21}) : (1, -K_4 I_{N02})$
$(V_{NS2}, I_{NE12}) : (1, -K_3 I_{N01})$,	$(V_{NS2}, I_{NE22}) : (1, K_4 I_{N02})$
$(V_{NS3}, I_{NE13}) : (-1, K_3 I_{N01})$	$(V_{NS3}, I_{NE23}) : (1, K_4 I_{N02})$
$(V_{NS4}, I_{NE14}) : (-1, -K_3 I_{N01})$	$(V_{NS4}, I_{NE24}) : (1, -K_4 I_{N02})$

위의 값에서

$$I_{N01} = \frac{I_0 Z_{01}}{V_g} \quad (26)$$

$$I_{N02} = \frac{I_0 Z_{02}}{V_g} \quad (27)$$

다) 정상 상태 궤적

위 컨버터에 대한 정상 상태 궤적은 상태 평면 $V_{N1} - I_{N1}$과 $V_{N2} - I_{N2}$ 구성될 수 있으며, 그림 2-4(a)와 그림 2-4(b)는 스위칭 주기를 지나는 동안 평면 $V_{N1} - I_{N1}$과 $V_{N2} - I_{N2}$에서 컨버터에 대한 전형적인 상태 평면도를 보여주고 있다. 실선과 점선은 $V_{NS} = 1$, $V_{NS} = -1$일 때 반스위칭 주기를 지나는 정상 상태 응답을 나타낸다. $\beta_1 + \beta_2 + \alpha$와 $\beta_1' + \beta_2' + \alpha'$ 는 주파수 변수 γ_1과 γ_2를 각각 나타내며 스위칭 주파수에 대한 공진비로 정의된다.

$$\gamma_1 = \beta_1 + \beta_2 + \alpha_1 = \omega_{01} \frac{T_S}{2} = \pi \frac{f_{01}}{f_S} \quad (28)$$

$$\gamma_2 = \beta_1' + \beta_2' + \alpha_1' = \omega_{02} \frac{T_S}{2} = \pi \frac{f_{02}}{f_S} \quad (29)$$

$$\omega_{01}^2 = \frac{1}{L_S C_S}[1 + \frac{C_S}{C_P} K_1] = \frac{Z_{01}^2}{L_S^2} \quad (30)$$

$$\omega_{02}^2 = \frac{1}{L_S C_S}[1 + \frac{C_S}{C_P} K_2] = \frac{Z_{02}^2}{L_S^2} \quad (31)$$

ω_{01} , ω_{02}는 부하 개방 회로 상태로 전원 단자로부터 탱크 회로를 들여다 본 입력 임피던스가 "0"일 때의 공진주파수이다. 식(26)과 식(27)로부터 I_{N01}과 I_{N02}는 식(30)과 식(31)에서

$$\frac{I_{N01}}{I_{N02}} = \frac{K_3}{K_4} \times \sqrt{\frac{1 + C_S/C_P K_1}{1 + C_S/C_P K_2}} \quad (32)$$

식(28)~(32)에서

$$\frac{\gamma_1}{\gamma_2} = \frac{Z_{01}}{Z_{02}} = \frac{\omega_{01}}{\omega_{02}} = \frac{I_{N01}}{I_{N02}} = \frac{K_3}{K_4}\sqrt{\frac{1 + C_S/C_P K_1}{1 + C_S/C_P K_2}}$$

이것은 C_P/C_S , L_S/L_F가 알려질 때 중요한 식이며, 두 개의 상태 평면 변수에 상당한 영향을 준다.

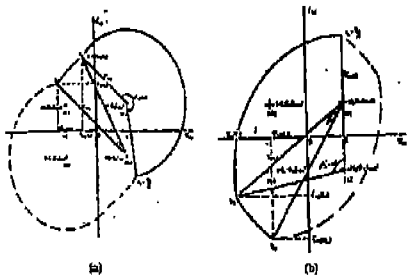


그림 2-4. 공진주파수 윗 영역의 연속모드에 있어서 LLCC형 병렬공진형 인버터의 안정상태궤적

3. 시뮬레이션

입력전압을 220V로 주었을 때 LLCC형 Full-Bridge

공진형 인버터의 회로구성도 및 이에따른 각부 파형과 주파수 응답 특성을 보여주고 있다.

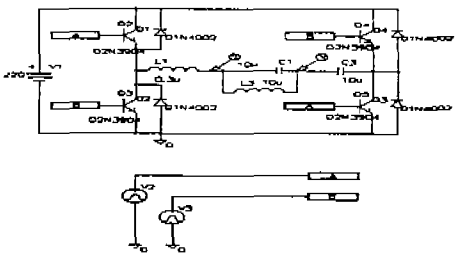


그림 3-1. LLCC형 병렬 공진형 인버터의 시뮬레이션 회로도

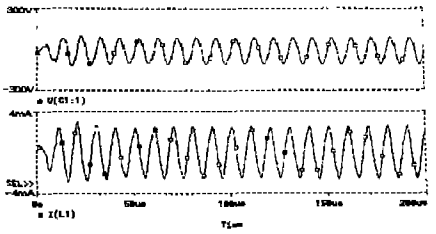


그림 3-2. LLCC형 병렬 공진형 인버터의 출력부의 전압 및 전류파형

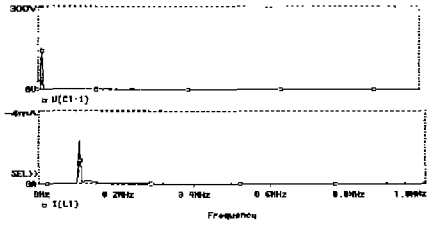


그림 3-3. LLCC형 병렬공진형 인버터의 주파수 응답

4. 실험 및 결과고찰

4-1. LLCC형 공진형 인버터

그림 4-1은 LLCC형 공진형 인버터의 실제회로를 나나낸다.

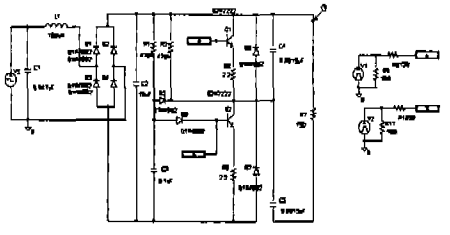


그림 4-1. 공진형 인버터의 회로

그림 4-2는 LLCC형 병렬 공진형 인버터의 출력전압 및 전류파형을 보여주고 있고 그림 4-3는 LLCC형 병렬 공진형 인버터의 상태궤적을 보여주고 있으며 그림 4-4은 기존 LCC형 병렬 공진형 인버터의 출력단 주파수 이득을 보여주고 있다. 그림 4-5은 LLCC형 병렬공진형 인버터의 구동시 전압 및 전류파형을 보여주고 있다

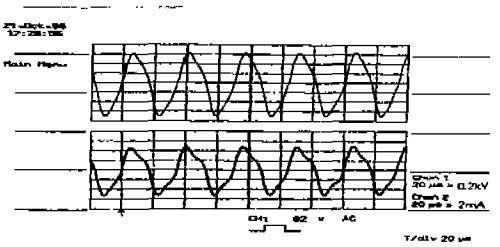


그림 4-2. LLCC형 병렬 공진형 인버터의 출력전압 및 전류파형

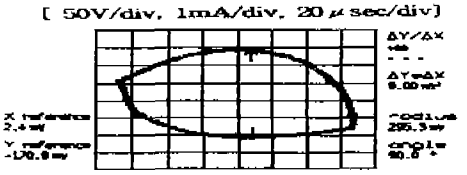


그림 4-3. LLCC형 병렬공진형 인버터의 상태궤적

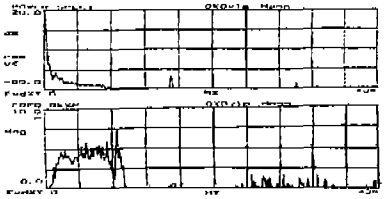


그림 4-4. LLCC형 병렬 공진형 인버터의 출력단 주파수 응답

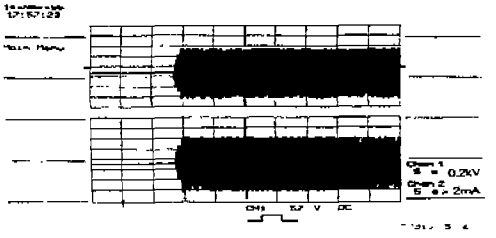


그림 4-5. LLCC형 병렬 공진형 인버터의 구동시의 전압 전류파형

4-2. 실험고찰

기존 LCC형 보다 LLCC형은 전류와 전압의 파형

이 더욱 정현파에 가까웠고 이에따른 인버터의 상태궤적은 더욱 크게 나타났다.

이는 LLCC형이 기존 LCC형보다 전하를 담는 용적이 크다고 해석할수 있으며 출력단의 주파수 응답을 볼 때 인덕터 소자 1개의 영향으로 인하여 노이즈 영향을 훨씬 줄일수 있었다.

기존 LCC형의 구동특성은 LLCC형에 비해서 빠른 시간에 정격전압에 도달하는 속응성을 보여줬는데 이는 LLCC형에서 L의 소자의해 지연현상이 발생했을 것으로 사료된다.

위와 같은 인버터 동작 및 특성은 효율과 신뢰도 면에서 LLCC형이 우수하다고 볼수 있다.

아쉬운 점은 대량생산면에서 소자하나가 더 첨가되며 공진주파수 추종이 어렵다는 것이다.

이러한 점이 점차 보완되어질 때 시제품으로써의 가능성을 가진다고 할수 있다.

5. 결 론

형광등 구동용 전자안정기 회로를 구성하는 전력변환기로써 기존 LCC형 및 LLCC형 병렬공진형 인버터의 제작 및 그 특성에 관하여 다음과 같은 결론을 얻었다.

1. 시뮬레이션 파형과 실험파형을 비교하였을 때 유사한 특성을 얻어서 논문의 실효성을 높였다.
2. 기존 LCC형보다 LLCC형이 전류 전압파형이 정현파에 가까워 효율적인 면과 출력단의 EMI가 더 높아서 LLCC형에 대한 연구가 더 진행되어져야 한다.
3. LLCC형이 LCC형보다 인덕터 소자가 하나더 많아서 대량생산의 경우, 단가문제가 있어 기존 LCC형이 유리함을 알 수 있었다.
4. 기존 LCC형에서 Cp와 Cs의 비에 대한 주파수 특성과 LLCC형에서 Lp과 Ls, Cp과 Cs의 비에 대한 주파수 특성에 대한 정확한 데이타를 추후연구에서 다루고자한다.
5. 고주파 공진형 인버터로써 시제품화하기에는 미진한 면이 아직은 많이 있어서 이에 대한 연구가 진행 되어져야한다.

5. 참고문헌

1. R.I Steigerwald, " A comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies", IEEE Ind. Applications Society Ann., pp. 135-144, 1978.
2. A.K.S Bhat, and S.B. Dewan :" Analysis and Design of A High Frequency Resonant", Conference Record of IEEE-APEC-86, pp. 657-663, 1986.
3. Michael Gulko 외 3명, " Inductor-ConTrolled Current-Sourcing Resonant Inverter and its Application as a High Pressure Discharge Lamp Driver.", IEEE-APEC'94, pp. 434-436, 1994.
4. Ed Deng, Slobodan Cuk, " Single Stage, High Power Factor, Lamp Ballast.", IEEE-APEC'94, pp. 441-443, 1994.
5. Urs Mader, " Steady-State Analysis of a Voltage-Fed Inverter with Second-Order Network and Fluorescent Lamp Load.", IEEE-APEC'96, pp. 609, 1996.
6. Philip F. Keebler, Robert Gilleskie, P.E, " In-rush Currents of ElecTronic Ballasts and Compact Fluorescent Lamps Affect Lighting ConTrols.", IEEE-IAS'96, pp. 2201~ 2208, 1996.
7. P. Van Tichelen, D. Weyen, G. Meynen, " Test Results from High Intensity Discharge Lamps with Current Supplied at 50Hz, 400Hz and Modulated between 15 and 35kHz.", IEEE-IAS'96, 2225~2230, 1996
8. Chin S. Moo, 외 3명 , "Modeling of Fluorescent Lamps for Dimmable ElecTronic Ballast.", IEEE-ISA'96, pp. 2231~2236, 1996.
9. M. C. Cosby, and R. M. Nelms, "Design a Parallel-loaded Resonant Inverter for an ElecTronic Ballast using the Fundamental Approximation.", Proceedings of APEC'9f3, pp. 418~423.
10. IEEE Standard 519, IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic ConTrol in ElecTric Power Systems, 1992.
11. 지철근, " 최근 조명공학", 1986.
12. 최수현외, " LC공진회로를 이용한 형광램프용 전자식 안정기에 관한 연구", 한국조명·전기설비학회지, Vol.2, No.3, 1988.
13. 김능수, 김상국," 최근 방전등 안정기의 기술현황", 산업기술정보원, 1992.2
14. 조성권외, " 고효율 전자회로식 안정기 개발 연구 ", 통상산업부, 1995.8
15. Illuminating Engineering Society of North America, IES Lighting Handbook, 1981