



工學碩士學位論文

照光用 螢光램프에 使用되는 새로운 高周波 인버터에 關한 硏究



釜慶大學校 産業大學院

電氣工學科

全正澤

工學碩士學位論文

照光用 螢光램프에 使用되는 새로운 高周波 인버터에 關한 研究

NATIONAL UN
指導教授 禹 炅 一
이 論文을 工學碩士 學位論文으로 提出함.
2018年 2月

釜慶大學校 産業大學院

電氣工學科

全正澤

이 論文을 全正澤의 碩士學位 論文으로 認准함

2017年12月 主審工學博士 朴 瀚 錫 印 委員工學博士 文 相 弼 印 委員工學博士 禹 炅 一 印

目 次	
-----	--

目 次i
국문요약ii
제 I 장 서 론
제 II 장 형광램프의 원리와 특성
2.1 구조와 발광원리
2.2 특성
2.3 유기 전계발광 소자의 원리와 특징
제 Ⅲ 장 형광램프 등가회로 모델과 회로 파라미터측정
3.1 유전체 장벽 방전(Dielectric Barrier Discharge)1:
3.2 형광 램프의 전기적 등가회로 모델
3.3 등가회로 파라미터의 측정방법
3.4 형광램프의 파라미터 측정
제 IV 장 제안한 1석 역도통형 ZVS-PDM 고주파 인버터의 특성
4.1 일반적인 로이어 공진형 인버터
4.2 제안한 1석 역도통형 고주파 인버터의 회로구성 및 동작원리
4.3 시뮬레이션 결과 및 고찰
4.4 고주파 변압기의 설계
4.5 실험 결과 및 고찰
제 V 장 결 론
참고문헌
ABSTRACT

照光用 螢光램프에 使用되는 새로운 高周波 인버터에 關한 研究

全正澤

釜慶大學校 産業大學院 電氣工學科

요 약

본 연구에서는 유전체 장벽 방전(Isolation Barrier Discharge)현상을 이용한 희가 스 형광 램프를 조광하기 위한 새로운 전력변환장치를 제안하였다. 먼저, 일반적인 로이어 공진형 고주파 인버터와 제안한 1석 역도통형 ZVS-PDM 고주파 인버터의 특성을 비교하였다. 그리고 유전체 장벽 방전의 원리를 이용하여 발광시키는 형광 램프의 전기적 등가회로 모델을 설계하고, 발광 원리, 파라미터의 선정 등을 통하여 형광 램프의 부하 모델을 설계한다. 설계된 형광 램프의 부하모델을 이용하여 제안 한 전력변환장치의 특성을 서술하였다.

또한, 형광 램프의 조광 회로로서 새로운 1석 역도통형 PDM 고주파 인버터를 제 안하고, 동작 원리 및 회로 구성에 관해서 서술하였으며, 시뮬레이션과 실험을 통하 여 특성을 증명하였다.

고휘도 출력 성능에서는 기존의 로이어 공진형 고주파 인버터가 저전력의 출력으 로는 우수하나 500[cd/m2]이하에서는 플리커가 발생하기 때문에 조광 범위가 좁아 저휘도 출력에는 적합하지 않는 결과가 나타난다. 따라서 고휘도에서 저휘도의 넓은 출력 범위에서 안정된 방전을 실현 할 수 있으며, 제안한 1석 역저지형 ZVS-PDM 고주파 인버터는 92.6[%], 기존의 로이어 공진형 인버터는 79.5[%]로 13[%]의 효 율 상승효과를 가진다.

이러한 결과에 의해서 제안한 1석 역도통형 ZVS-PDM 고주파 인버터가 조광용 회로로 우수하다고 할 수 있다.

제 I장서론

최근 환경 문제에 대한 의식이 높아지면서 다양한 분야에 있어 사람과 환경 에 대한 악영향을 미치지 않는 것을 활발히 연구되어지고 있다. 이것은 조명 분야에 있어도 예외가 아니며, 가정이나 병원, 호텔 등의 실내의 조명 시스템 이나 TV, 휴대전화 등의 디스플레이에 주로 사용되어진 수은을 이용한 형광 램프는 이미 사람과 환경에 의해 무공해의 새로운 조명 시스템으로 교체되고 있다. 특히, 카 내비게이션(Car Navigation)과 같이 환경 기준이 상당히 엄격 하고 까다로운 차량용 디스플레이는 필수적으로 인체에 무해한 것을 사용하지 않으면 안 된다. 이러한 차량용 디스플레이는 주야에 관계없이 적절하게 밝기를 조절 할 필요가 있으므로 디스플레이의 밝기를 조절하는 전원 회로가 필요하다[1]-[20].

이러한 전원 회로의 성능을 향상시키기 위해서는 파워 MOSFET, IGBT등 최신의 파워 반도 스위칭 디바이스를 이용한 전력변환 및 제어 기술과 전원시 스템의 고주파화, 소형화에 대한 연구가 진행되면서 파워 반도체 스위칭 디바 이스의 스위칭 손실과 그 스위칭 동작에 의해서 발생하는 전자노이즈의 증가, 고주파 스위칭에 의해 발생하는 di/dt나 dv/dt의 증가 등의 문제점이 대두되고 있다.

이러한 문제점을 해결하기 위해서 본 연구에서는 유전체 장벽 방전(Isolation Barrier Discharge)현상을 이용한 형광 램프를 조광하기 위한 새로운 전력변 환장치를 제안하였다. 먼저, 일반적인 로이어 공진형 고주파 인버터와 제안한 1석 역도통형 ZVS-PDM 고주파 인버터의 특성을 비교하였다.

또한, 유전체 장벽 방전의 원리를 이용하여 발광시키는 형광 램프의 전기적 등가회로 모델을 설계하고, 발광 원리, 파라미터의 선정 등을 통하여 희가스 형광 램프의 부하 모델을 설계한다. 설계된 형광 램프의 부하모델을 이용하여 제안한 전력변환장치의 특성을 서술하였다. 이러한 모든 사항은 시뮬레이션 및 실험 결과를 통하여 그 타당성을 증명하였다.

1

제Ⅱ장 형광램프의 원리 및 특성

일반적으로 형광 램프에는 미량이지만 수은이 봉입되어 있으며, 이 수은이 방사하는 자외선에 의해 형광체가 발광한다. 이에 반해 형광 램프는 수은 대 신에 키세논 등의 희가스를 사용한 형광 램프이다. 형광 램프는 오래전부터 연구되고 왔지만 CCFL등의 수은을 사용한 형광 램프에 비해 효율이 낮기 때 문에 스캐너 용도에만 일부 사용되어지고 있다. 그러나 형광 램프는 수은을 사용한 형광 램프등과 비교하면 주위온도에 영향을 받지 않고 항상 일정한 광 량을 얻을 수 있는 특징이 있다. 이 특징은 팩시밀리, 복사, 스캐너 등의 읽기 노광용 광원 등에 최적이다. 최근에는 환경에 대한 의식이 높아져 환경 기준 이 엄격한 자동차에 사용되는 등기구에 많이 적용되어지고 있다.

2.1 구조와 발광원리

일반적으로 회귀 가스 형광 램프에는 내부 전극형과 외부 전극형이 있다. 본 연구에서 외부 전극형 형광 램프를 사용하였다. 외부 전극형 형광 램프는 램프 내부에 전극을 갖지 않고, 외부에 전극을 두고 내부 가스를 방전시키는 것으로 일반적으로 무전극 방전 램프라고 불리며, 램프 외부 표면에 적어도 1 개 이상의 전극을 설치하는 경우가 대부분이다.

그림 2.1는 일반적으로 사용되고 있는 외부 전극형 형광 램프의 구조를 나 타낸 것이다. 그림 2.1에서 유리관 외부의 관축에 평행하게 2개의 전극을 배 치하고, 유전체인 유리관 내부에 형광체를 도포하고, 외부 전극사이의 위치에 해당되는 부분의 형광체를 제거한 후 간극을 마련하고, 이 간극으로부터 빛을 꺼내는 구조로 되어 있다. 봉입 가스로서는 희가스 원자에서 가장 에너지 효 율이 높은 순 Xe 또는 Xe을 주체로 하는 희가스 혼합 가스가 이용되며, 형광 체를 발광시키는 목적으로 수은은 불필요하다.

2



그림 2.1 외부 전극형 형광램프의 구조

Fig. 2.1 Structure of external electrode type fluorescent lamp





그림 2.2은 외부 전극형 형광 램프의 발광 원리를 나타낸 것이다. 그림 2.2 에서 알 수 있듯이 외부 전극형 형광 램프는 전극 사이에 고주파 고전압이 인 가되면 램프의 유전체인 유리에 유전 분극에서 램프 내부에 고전압이 발생한 다. 램프 내부에 고전압이 인가되기 때문에 내부에 있는 Xe 원자가 여기상태 (Excited State)에서 즉시 원래의 기저 상태(Ground State)로 된다. 이때에 발생하는 천이(遷移)에너지가 진공 자외선으로 되고, 형광체가 가시광선으로 변환되어 광 출력으로 된다.

형광 램프의 Xe 가스 방전중에 일어나는 주된 소과(素過)를 식 (2.1)~(2.7)에

나타내었다.

 $Xe + e^{-} \rightarrow Xe^{*} + e^{-}$ (2.1)

 $Xe^* \to Xe + 147[nm] \tag{2.2}$

 $Xe^* + e^- \rightarrow Xe^+ + 2e$ (2.3)

 $Xe^+ + 2Xe \rightarrow Xe_2^+ + Xe$ (2.4)

 $Xe_2^+ + e^- \to Xe^{**} + Xe \tag{2.5}$

 $Xe^{**} + 2Xe \rightarrow Xe_2^* + Xe$ (2.6)

 $Xe_2^* \to 2Xe + 172[nm]$ (2.7)

식 (2.1)과 식 (2.2)은 Xe 전자 충돌에 의해 여기(Excited)원자를 생성하 고 한동안 공명 순위로 부터의 147[nm]가 발광하는 기구이며, 내부 전극형의 태양 빛 중에서 발광하는 147[nm]의 주된 발생기구이다. 이 때문에 동일한 E/N의 값에 대해서 Xe 가스 중에서 전자는 주행하기 어렵고, 또한 전자의 평 균 에너지도 작아지기 때문에 Xe 여기(Excited)원자의 전자 충돌 파괴와 누 적 전리가 현저하게 효율이 저하된다.

즉, 식 (2.2)의 과정보다 식 (2.3)의 과정이 지배적이기 때문이다. 양광주의 전류 밀도가 높아지면 효율이 저하되는 것도 같은 이유 때문이다. 일반적으로 Xe 방전은 비교적 낮은 전류 밀도의 영역(저전력 영역)에서는 높은 효율을 얻을 수 있지만, 더 진공 자외선을 얻기 위해 전력을 추가하면 햇빛 중에서 Xe 여기(excited)원자의 전자 충돌 파괴와 누적 전리가 지배적이며, 효율이 떨어지는 결과가 된다. 일반적으로 Ne에서 Xe로 질량수가증가함에 따라 충돌 단면적은 임계값이 떨어지고 절대치가 커지는 경향이 있다. 조도를 얻을 수 없는 이유는 여기에 있다.

외부 전극의 경우는 다수 발생하는 미세 방전의 한개 한개의 전류 밀도는 원리적으로 낮게 억제하는 것과 동시에 단시간에 방전이 자동적으로 종료하 고, 가속된 전자는 Xe의 최저 여기에너지(excited energy)를 겨우 초과한 정

4

도의 크기의 에너지를 많이 갖는 분포로 된다. 그 결과 한개 한개가 미세 방 전은 비교적 높은 효율을 실현할 수 있다. 또한, Xe 가스압이 5[kPa]이상의 영역에서는 미세 방전에 계속된 애프터 글로우 중에서 반응 식 (2.1), (2.3) 으로 생성한 여기종이나 전리한 원자가 식 (2.4)~(2.7)의 과정에서 여기(excited) Xe 분자의 생성에 기여하여 엑시머 발광에 의한 172[nm]가 147[nm]공감선 보다 지배적이다.

2.2 특성

외부 전극형 형광 램프의 우수한 특징은 다음과 같다.

(1) 수은 미사용

희가스 형광 램프에는 수은이 없고, 환경 및 인체에 무해한 Xe 가스만이 봉 입되어 파손시나 폐기시에도 무해하다.

(2) 순간 광량 상승

수은을 이용한 냉음극 형광 램프(CCFL : Cold Cathode Fluorescent Lamp) 은 점등 직후 램프 자신의 온도 상승으로 램프 내부의 수은이 액체에서 기체 로 변화하고 램프 내부의 수은 증기압이 상승한다.

(3) 안정된 주위 온도 특성

주위 온도의 변화에 대해서 영향을 받기 어렵다는 특징도 가지고 있다. CCFL은 주위 온도에 따라 밝기가 크게 변동하지만 회가스 형광 램프는 수은 을 포함하지 않기 때문에 주위 온도의 영향을 거의 받지 않고, 넓은 온도 범 위에 걸쳐 안정된 광 출력을 얻을 수 있다. 그림 2.4은 주위 온도를 변화시켰 을 때의 외부 전극형 희가스 형광 램프의 조도 특성을 나타낸 것이다. 그림 2.3 과 그림 2.4을 비교해 것보다 CCFL과 희가스 형광 램프의 주변 온도 특성의 차이는 분명한 것을 알 수 있다.



그림 2.3 Xe 램프의 상대 조도 상승 특징 Fig. 2.3 Relative illuminance rise characteristics of Xe lamp



그림 2.4 Xe 램프의 주변 온도 특징

Fig. 2.4 Ambient temperature characteristic of Xe lamp

(4) 장수 생명

CCFL은 점등에 의해 전극의 소모가 일어난다. 또한, 봉입하는 수은도 램프 내부의 형광체와 유리관과 반응이 감소한다. 따라서 장시간 점등하면 최종적 으로 램프가 점등하지 않는다. 한편, 수은을 사용하지 않는 희가스 형광 램프 에서는 이 같은 현상은 일어나지 않고, 점등하지 않을 때까지의 시간이 CCFL 에 비해 매우 길다.

이러한 장점의 한편으로 효율은 CCFL에 비해 매우 낮다. 외부 전극형의 개 발은 램프에 입력 전력에 대해서 빛에 변환 효율이 50~60[%]로 높아지고 있지만, CCFL의 변환 효율과 비교하면 아직 충분하다고는 말할 수 없기 때문 에 고효율의 형광 램프의 개발이 필요하다.

2.3 유기 전계발광 소자의 원리와 특성

유기 화합물에 의한 전계 발광현상(EL : Electro Luminescence)은 1963년 에 Pope, Kallmann, Magnate 등에 의해 안트라센(Anthracene)의 단결정에서 최초로 발견되었지만 제한된 크기, 단결정 성장의 어려움, 매우 높은 전압(~ 1,000[V]) 때문에 20여년간 발전하지 못했다. 그러나 1987년 Tang이 진공 증착을 사용하여 발광 효율과 안정성을 향상시킬 수 있는 초박막 2층 적층형 유기 전계발광 소자를 발표한 이후 활발한 연구 개발이 진행되어 1997년 말 에 단색 유기 EL 디스플레이를 상품화하였고, 현재는 천연색 유기 EL 디스플 레이도 실용화 단계에 도달하였다.

2.3.1 유기EL 소자 구조

유기EL 소자는 유기 발광체를 포함한 유기 재료가 전극사이에 놓여 있는 구조로 그림 2.5와 같다. 그림 2.5(a)는 양극 전극(Anode Electrode, 주로 Metal Electrode 사용)/발광층(EML : Emission Layer)/음극 전극(Cathode Electrode, 주로 ITO Electrode 사용)의 순서로 적층되어 있는 간단한 구조이다.

그림 2.5의 (b), (c)는 각각 발광층과 함께 정공 수송층(HTL : Hole Transport Layer)이나 전자 수송층(ETL : Electron Transport Layer)중 하 나를 포함하는 구조이고, 그림 2.5(d)는 발광층과 함께 정공 수송층과 전자 수송층 모두를 포함하는 구조이다. 정공 수송층과 전자 수송층은 주입되는 전 자와 정공의 균형을 향상시키고, 재결합 영역을 전극 계면으로부터 떨어뜨려 발광 효율을 높이기 위해 주로 사용된다. 즉, 전자 수송층이 발광층과 음극 전 극 사이에 위치하여 음극에서 발광층으로 주입되는 전자의 대부분은 정공과 재결합하기 위해 양극쪽으로 이동하게 된다. 정공 수송층은 양극 전극과 발광 층 사이에 위치하고 있고 발광층에 주입된 전자는 정공 수송층과의 계면에 막 혀 더 이상 이동하지 못하고 발광층에 갇히게 된다. 이 결과 정공과의 재결합 효율이 향상되게 된다.



(a) 1 layer structure (b) 2 layer structure with HTL



(c) 2 layer structure with ETL (d) 3 layer structure 그림 2.5 유기EL의 소자 구조 Fig. 2.5 Luminescence principle of LED

이런 구조 이외에도, 양극으로부터 정공 수송층으로의 정공 주입시 에너지 장벽을 낮추어 보다 효과적으로 정공을 주입하기 위해 양극 전극과 정공 수송 층 사이에 정공 주입층을 삽입한 구조와 음극 전극과 전자 수송층 사이에도 소자의 효율을 개선하기 위해 완층층을 포함한 구조가 발표되었다. 이때 전하 를 유기 물질 내부로 주입하기 위해 사용되는 전극인 양극 전극은 가시광 영 역에서 투명할 것과 도전성이 요구됨에 따라 진공 증착이나 스퍼터링(Sputtering) 에 의해 형성된 ITO(Indium Thin Oxide)투명 전극을 사용한다. 음극 전극은 음 극의 일함수가 낮게 되면 구동 전압이 낮아질 뿐만 아니라 휘도-전류 밀도 특 성도 향상되기 때문에 음극 전극으로 일함수가 낮은 리듐 등이 포함한 합금을 사용한다.

2.3.2 유기EL 소자의 동작원리

유기EL 소자는 외부에서 전자와 정공이 주입되어 이동하고, 이들 사이의 재 결합 에너지에 의해 여기되어 발광하는 동작 메커니즘을 가지고 있다. 유기EL 소자의 발광 과정은 그림 2.6와 같다.

소자의 전극 양단에 순방향 바이어스를 인가하면 음극에서는 전자(Electron), 양극에서는 정공(Hole)이 발광층에 주입된다. 주입된 전자와 정공은 발광체 내에서 포논(Phonon)과 상호작용에 의해 각각 양성 및 음성 폴라론(Polaron)을 생성한다. 생성된 폴라론들은 소자에 인가된 전기장 하에서 발광체 내를 hopping을 통해 각각 반대편 전극을 향해 간다. 이동해가는 운반자들은 발광 체 내의 어느 한 부분에서 이들 폴라론들이 서로 만나 재결합하여 여기자를 형성하게 된다. 생성되는 여기자는 스핀 결합상태에 따라 일중항(Single), 또는 삼중항(Triplet) 여기자를 생성하게 된다. 형성된 여기자 중에서 일중항 여기자 가 기저 상태로 돌아가면서 발광 소멸을 할 때 폴라론의 에너지 갭에 해당하 는 빛이 발생한다.



그림 2.6 유기 EL 소자의 발광 과정

Fig. 2.6 Emission process of organic EL device

위의 과정을 거쳐 생성된 여기자는 일중항 상태와 삼중항 상태로 존재하게 되는데, 유기 재료의 경우 일반적으로 상온의 삼중항 상태에서는 발광하지 않 고, 일중항 상태에서의 발광만이 관측되는 것으로 알려져 있다. 통계적으로 일중항 상태와 삼중항 상태는 1:3으로 형성되기 때문에 유기EL 소자의 이론적 내부 양자 효율은 최고 25[%]로 알려져 있다. 하지만, 최근에 회토류 유기 금속착물을 이용하여 삼중항 여기자의 발광을 가능하게 하여 내 부 양자 효율의 이론적 한계를 극복하려는 연구가 진행되고 있다. 그리고 주 입된 정공과 전자가 재결합하는 데까지 걸리는 시간은 수 [nsec]정도로 대단 히 짧기 때문에 소자의 응답 속도가 매우 빠르다.

2.3.3 유기EL 소자의 전기적, 광학적 특성

유기 EL 소자의 전류-전압 특성 곡선은 그림 2.7(a)에 보인 바와 같이 다 이오드와 유사한 동작 특성을 나타낸 것이다. 그러나 기본 구조에서 보았듯이 두 전극 사이에 형성된 얇은 층들에 의해 기생 커패시턴스가 존재하기 때문에 이들의 영향을 고려한 전기적 등가 모델은 그림 2.7(b)와 같이 다이오드와 커 패시터의 병렬연결로서 표현이 가능하다.







(c) Current-luminance characteristics

9

그림 2.7 유기 EL 소자의 전기적 특성

Fig. 2.7 Electrical properties of the organic EL device

그림 2.7(c)는 유기 EL 소자의 전류-휘도 특성을 나타낸 것이다. 유기 EL 은 대표적인 전류 구동형 소자 중의 하나로 유기 EL 소자의 발광 응답은 소 자내부로 유입되는 전류에 비례한다. 그러나, 유기 EL 소자의 발광 응답이 소 자 양단에 유기되는 전압에 비례하는 것은 아니므로 화소나 구동 회로를 설계 할 때 소자 내부로 유입되는 전류를 제어하여 계조를 표현하는 것이 유리하다.

u io

제Ⅲ장 형광램프 등가회로 모델과 회로 파라미터측정

3.1 유전체 장벽 방전(Dielectric Barrier Discharge)

일반적으로 형광관 외부에 전극이 있는 방식을 이용한 외부 전극형 형광 램 프는 방전 램프와 같이 램프 내부에 전극에 내부 가스를 방전시키는 것으로 무전극 방전 램프(Induction Lamp)라고도 불리고 있다. 유전체 장벽 방전 (DBD : Dielectric Barrier Discharge)은 살균, 악취제거, 표백 등에 필요한 오존을 발생시키는 장치로 사용되어 왔고 최근에 이르러 NOx, SOx, VOCs 등의 대기오염물질 제거 공정에의 응용이 시도되고 있다. 그림 3.1은 일반적 인 유전체 장벽 방전의 원리를 나타낸 것이다.



Fig. 3.1 The principle of common dielectric barrier discharge

그림 3.1에서 일반적으로 전극간에 사용되는 유전체는 글라스와 세라믹스가 있으며, 전극으로는 금속이 사용된다. 본 연구에서는 유전체로 글라스를 사용 하였으며, 글라스 관의 외부 또는 내부를 통과한 냉각수 그 자체를 전극으로 구성하였다. 그리고 이 전극간에 고주파 고전압을 인가하면 방전 갭에 무수히 미세한 방전이 생성되며, 이중 1개의 방전을 확대해 보면 방전의 발생, 소비 의 감소를 반복하고 있는 것을 알 수 있다. 이것은 방전 갭에서 방전이 개시 되면 방전 개시 전압Vs가 되어 방전이 개시되어도 그 방전 전류에 의해 유전 체 표면에 전하가 축적되고 역방향 전기장이 형성되어 상쇄되기 위해 방전은 즉시 감소하기 때문이다. 이때의 방전 갭에 걸리는 전압을 V_e 라고 한다. 이 미세한 방전이 전극 표면의 전역에 걸쳐 빈번하게 발생하고 있는 기간을 방전 기간이라고 부른다. 이 기간에서는 방전 갭의 평균값인 ($V_s + V_e$)/2 전압이 유 지되고 있다. 이 전압을 방전 유지 전압 V_z 라 할 수 있다. 방전이 발생하지 않는 기간을 비방전 기간이라 하며, 방전 갭이 절연성을 갖고, 커패시터라고 간주할 수 있는 기간이다.

본 연구에서 채택한 형광 램프는 전극이 외부와 내부에 각각 1개씩 설치되 어 있는 형광 램프이며, 그림 3.1의 구조와는 차이가 있으나 발광 형태는 유 전체 장벽 방전을 이용하고 있기 때문에 외부 전극형 형광 램프와 동일한 것 으로 그 부하로서의 특성의 해석이 가능하다고 할 수 있다.

3.2 형광 램프의 전기적 등가회로 모델

유전체 장벽 방전은 그림 3.1에서와 같이 전극 사이에 유전체를 삽입한 구 조이며, 방전 갭의 부분과 유전체 부분의 정전용량이 직렬로 구성되어 있는 비선형 용량성 부하이다. 이것을 등가 회로로 나타내면 그림 3.2와 같다.

그림 3.2에서의 C_a 은 방전 갭의 정전 용량을 나타내고, C_g 는 유전체(유리) 의 정전 용량을 을 나타낸다. 그림 3.2(a)는 방전 유지 전압 V_z 를 제너 다이오 드의 제너 전압으로 나타내고, 그림 3.2(b)는 C_a 와 병렬로 다이오드 브리지가 접속된 방전 유지 전압 V_z 는 직류 전압원으로 나타낸다. 그림 3.2(a)를 예로, 등가 회로의 동작을 설명하면 방전하지 않는 기간, 즉 비방전 기간은 방전 갭 의 정전용량 C_a 와 유전체의 정전 용량 C_g 가 직렬로 연결되어 있다고 할 수 있다. 또한, 방전 갭에 걸리는 전압이 방전 유지 전압을 초과하고 방전이 시작 될 때 방전 기간은 C_a 에 걸리는 전압이 V_z 를 초과하고, 병렬로 접속된 제너

14

다이오드에 전류가 흘러 제너다이오드와 C_g 의 직렬 회로가 된다. 방전 갭에 걸리는 전압이 V_z 이하로 된다면 방전이 끝나고, 다시 C_a 와 C_g 가 직렬 접속되 어 있는 상태가 된다. 이러한 전기적 등가 회로 모델에 의해 유전체 장벽 방 전의 방전 기간 및 비방전 기간의 램프 부하를 효과적으로 나타낼 수 있다.



- (a) Equivalent circuit of a zener diode
- (b) Equivalent circuit of diode bridge

3.3 등가회로 파라미터의 측정방법

그림 3.2에서 형광 램프의 등가 회로 모델의 회로 파라미터 C_a , C_g 는 램프 내부의 정전 용량을 등가적으로 나타낸 것이기 때문에 직접 측정이 불가능하 다. 그러므로 램프 점등시의 형광 램프간 전압과 램프를 통과하는 전하에 의 한 리사주 도형로부터 회로 파라미터를 간접적으로 측정하는 방법이 있다. 이 측정법은 기존 유전체 장벽 방전의 파라미터를 구하기 위해 사용되어 온 방법이지만, 본 논문에서는 방전 형태가 유전체 장벽 방전과 동일한 형광 램 프의 파라미터를 측정하므로 이 측정법을 사용하여 램프 파라미터 측정하였 다.



그림 3.3은 측정회로를 나타낸 것이다. 그림 3.3에서 램프에 직렬로 접속된 커패시터 C_m 은 램프 부하를 통과하는 전하양 Q를 계산하면 다음과 같다.

$$Q = C_m \times V \tag{3.1}$$

식 (3.1)에서 C_m 의 값은 일반적으로 C_a 와 C_g 가 직렬 접속된 합성 커패시 턴스 C_{ag} 에 대해서 $C_m \gg C_{ag}$ 이 되도록 해야 하다.

회가스 형광 램프에 인가된 전압 V_L과 고주파 교류 전원으로부터 공급된 전하 Q를 오실로스코프로 합성하여 그림 3.4에 나타내는 평행 사변형의 V-Q리사주 도형을 얻을 수 있다. 그림 3.4에서처럼 유전체 장벽 방전의 일 반적인 형상인 평행 사변형의 리사주 도형을 사용하여 불활성 가스 형광 램프 의 각 등가 회로 파라미터의 측정이 가능하다.



그림 3.4 *V-Q* 리사주 도형 Fig. 3.4 *V-Q* Lissajous figures

그림 3.4에서 리사주 도형 *BC*와 *DA* 기간은 각각 램프의 방전 기간을 나타 내며, 또한 *AB*와 *CD* 기간은 비방전 기간을 나타낸다. 등가 회로 모델의 각 회로 파라미터는 다음의 순서에 따라 구할 수 있다.

먼저, C_a 와 C_g 의 직렬 합성 용량인 C_{ag} 를 측정한다. 비방전 기간인 A-B 기간 동안 램프를 통과하는 전하량 ΔQ,은 다음과 같다.

$$\Delta Q_1 = \Delta V_{L1} \times C_{ag} \tag{3.2}$$

여기서, V_{L1} 은 비방전 기간에 램프에 관련된 전압이고, C_{ag} 는 다음과 같다.

$$C_{ag} = \frac{C_a \times C_g}{C_a + C_g} \tag{3.3}$$

같은 기간에 측정용 커패시터 C_m 에 유입되는 전하량은 ΔQ_1 에 동일하기 때

문에 이 기간에 C_m 에 걸리는 전압 V_{m1} 를 이용하여 다음의 관계가 성립된다.

$$\Delta Q_1 = \Delta V_{m1} \times C_m \tag{3.4}$$

여기서, 리사주 도형의 비방전 기간에 해당되는 직선 A-B와 수평축의 각 도q1은 식 (3.5)와 같다.

$$\tan \theta_{1} = \frac{\Delta Q_{1}}{\Delta V_{L1}}$$
(3.5)
(3.4)과 식 (3.5)를 정리하면 식 (3.6)이 된다.
$$\tan \theta_{1} = \frac{\Delta V_{m1} \times C_{m}}{\Delta V_{L1}}$$
(3.6)

식

또한, 식 (3.2)와 식 (3.4)은 같으므로 식 (3.7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\Delta V_{L1} \times C_{ag} = \Delta V_{m1} \times C_{m}$$

$$C_{ag} = \frac{\Delta V_{m1} \times C_{m}}{\Delta V_{L1}}$$
(3.7)

A THE TO

식 (3.6)과 식 (3.7)은 같기 때문에 그림 3.4의 리사주 도형에 있어서 비방 전 기간의 기울기, 즉 각도 q_1 의 tan 함수는 비방전 기간의 정전 용량 C_{ag} 와 같다. 따라서, C_{ag} 를 구하면 다음과 같다.

$$C_{ag} = \tan\theta_1 = \frac{\Delta V_{m1} \times C_m}{\Delta V_{L1}}$$
(3.8)

다음은 유전 정전 용량 C_q 를 구한다.

방전 기간(B-C 기간)에서 램프를 통과한 전하량 △Q₂는 이 기간의 램프에 걸리는 전압을 V_{L2}라 하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\Delta Q_2 = \Delta V_{L2} \times C_g \tag{3.9}$$

또한, 방전 기간에 측정용 커패시터 C_m 에 축적된 전하량은 ΔQ₂와 동일하 기 때문에 이 기간에 C_m 에 걸리는 전압ΔV_{m2}을 이용하여 다음과 같은 관계식 이 성립된다.

$$\Delta Q_2 = \Delta V_{m2} \times C_m \tag{3.10}$$

여기서, 리사주 도형의 방전 기간에 해당되는 직선 B-C와 수평축의 각도 q_2 는 다음과 같다.

$$\tan\theta_2 = \frac{\Delta Q_2}{\Delta V_{I2}} \tag{3.11}$$

식 (3.10)을 이용하여 식 (3.11)을 변환하면 다음과 같다.

$$\tan\theta_2 = \frac{\Delta V_{m2} \times C_m}{\Delta V_{L2}} \tag{3.12}$$

또한, 식 (3.9)와 식 (3.10)은 서로 같으므로 다시 정리하면 식 (3.13)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\Delta V_{L2} \times C_g = \Delta V_{m2} \times C_m$$

$$C_g = \frac{\Delta V_{m2} \times C_m}{\Delta V_{L2}}$$
(3.13)

식 (3.12)과 식 (3.13)은 같기 때문에 그림 3.4의 리사주 도형에 있어서 방 전 기간의 기울기, 즉 각도 q_2 의 tan 함수는 방전 기간의 정전 용량 C_g 와 같 다. 따라서, C_g 를 구하면 다음과 같다.

$$C_g = \tan\theta_2 = \frac{\Delta V_{m2} \times C_m}{\Delta V_{L2}}$$
(3.14)

C_{ag} 및 *C_g*의 값을 결정함으로써 방전 갭의 정전 용량*C_a*는 식 (3.3)을 변형 하여 구하면 식 (3.15)와 같이 된다.

$$C_a = \frac{C_{ag} \times C_g}{C_g - C_{ag}} \tag{3.15}$$

또한, 리사주 도형 Q=0일 때의 램프 전압, 즉 평행 사변형의 V_a , V_b 의 전위 차는 방전 유지 전압 V_z 의 2배 크기로 나타난다. 즉, V_z 는 식 (3.16)와 같이 구할 수 있다.

$$V_z = \frac{V_a - V_b}{2} \tag{3.16}$$

형광 램프의 방전 전력은 오실로스코프 위에 그려진 램프간 전압과 측정용 커패시터간 전압에 의해 리사주 도형의 면적을 *S*라고 하면 한 주기의 램프로 소비되는 방전 에너지 *E*는 식 (3.17)와 같이 나타낼 수 있다.

$$E = S \times C_m \tag{3.17}$$

앞에서 서술한 것처럼 C_m 은 측정용 커패시터로써 한 주기의 값이기 때문에 입력 주파수f를 적용하면 희가스 형광 램프의 방전전력은 식 (3.18)와 같이 나타낼 수 있다.

$$P = S \times C_m \times f \tag{3.18}$$

3.4 형광램프의 파라미터 측정

그림 3.5은 본 연구에서 사용된 형광 램프의 점등시 개관(概觀)을 타나낸 것이다. 일반적으로 V-Q 리사주 도형은 오실로스코프로 출력하는데, 본 연 구에서는 그림 3.6와 같이 측정 회로를 배선하여 측정하였다. 그림 3.6에서 신호발생원는 함수발생기로 사용하였으며, 발생기에서 출력된 전력은 증폭기 에 의해서 증폭한 후 고주파 변압기를 이용하여 승압한다. 이렇게 승압된 고 주파 전압을 희가스 형광 램프에 공급하는 회로이다. 그림 3.7은 실측한 리사 주 도형을 나타낸 것이다.



그림 3.5 형광 램프의 점등시 개관(概觀)

Fig. 3.5 When the shape of fluorescent lamp lighting



그림 3.7에서 측정 주파수는 25[kHz], 램프 인가전압 500[Vrms]의 정현 파, 그리고 측정용 커패시터는 48.73[nF]로 측정을 했다. 앞에 식을 바탕으로 희귀 가스 형광 램프 회로의 매개 변수인 C_{ag} , C_{g} , C_{a} , V_{z} , P을 구하면 다음 과 같다.





Fig. 3.7 Measured Resistance figure

⑦ 식 (3.8)로부터 C_{ag}을 구하면 다음과 같다.

$$C_{ag} = \frac{\Delta V_m \times C_m}{\Delta V_L} = 2.92 \times 10^{-10} \approx 292 [\text{ pF}]$$

ⓑ 식 (3.14)로부터 Cg를 구하면 다음과 같다.

$$C_g = \frac{\Delta V_{m2} \times C_m}{\Delta V_{L2}} = 6.71 \times 10^{-10} \approx 671 [\text{ pF}]$$

ⓒ 식 (3.15)로부터 방전 갭의 정전용량 C_a을 구하면 다음과 같다.

$$C_{a} = \frac{C_{ag} \times C_{g}}{C_{g} - C_{ag}} = 516.97 \times 10^{-10} = 571 [\text{ pF}]$$

(a) 로부터 램프 방전 유지 전압 V₂을 구하면 다음과 같다.
 V₂ = 237.88 ≅ 237.9[V]

제 IV 장 제안한 1석 역도통형 ZVS-PDM 고주파 인버터의 특성

4.1 일반적인 로이어 공진형 인버터

일반적으로 로이어(Royer)공진형 인버터는 주로 액상 결정 백라이트의 냉음 극 형광 램프(CCFL)의 점등용 회로로 사용되어져 왔으나, 최근에 형광 램프의 점등용 회로나 복사기, 스캐너 등의 판독용 광원으로도 사용되어지고 있다.

그림 4.1은 일반적인 로이어 공진형 인버터의 회로를 나타낸 것이다. 그림 4.1에서 전원은 직류 12[V]를 이용하며, 전류를 안정하게 공급하기 위해서 초 크 코일 L_1 을 배치하였다. 그리고 공진 커패시터 C_r , 고주파 변압기TR, 스위치 는 바이폴러 트랜지스터 S_1 및 S_2 로 구성하였다. 또한 부하로 접속된 희가스 형광 램프는 용량성 부하로 전기적 등가회로 모델로 나타내었다.



그림 4.1 일반적인 로이어 공진형 인버터의 회로 Fig. 4.1 The circuit of a general royer resonant inverter 로이어 공진형 회로는 직접 주 회로로부터 신호의 공급을 받는 자려식 방식 이기 때문에 스위칭 신호 발생 회로가 별도로 필요로 하는 타려식 방식에 비 해 부품수가 적으며, 저비용, 소형화가 가능하다. 그리고 로이어 공진형 회로의 전력 제어는 직류 전원 전압을 가변시키는 PAM 제어 방식을 사용한다.

그림 4.2는 PAM 제어의 원리를 나타낸 것이다. 그림 4.2에 나타낸 것처럼 일반적으로 DC-DC 컨버터는 로이어 공진형 인버터의 전단에 접속하여 나온 출력을 가변하여 제어하며, 일정한 광 출력만을 얻기 위한 목적으로 사용된다. 만일, 조광을 필요로 하지 않는 경우에는 DC-DC 컨버터는 사용하지 않는다.



Fig. 4.2 The principle of PAM control

일반적으로 로이어 공진형 인버터는 직류 전원 *E*부터 입력 전압이 인가되면 시동 저항 R_1 및 R_2 를 통하여 2개의 스위치에 동시에 베이스 전류가 흐른다. 트랜지스터의 증폭률(h_{fe})이 고르지 않은 상태에서 h_{fe} 가 큰 쪽인 스위치 S_1 이 먼저 턴-온 상태가 되어 발진 동작을 개시하며, 이때 스위치 S_2 는 OFF 상태가 된다. 스위치S₁과 S₂는 교대로 ON/OFF를 반복하고, 고주파 변압기의 코일 N_{P1}에 는 정현파 전압이 인가된다. 이 정현파 전압은 고주파 변압기의 인덕턴스와 공 진 커패시터C₂의 공진에 의해서 발진한다.

스위치S₁과 S₂의 베이스 전류의 공급원은 고주파 변압기의 코일 N_{P3}이고, 이 코일은 정 귀환을 구성하고 있기 때문에 코일간에 발생한 공진 전압은 스 위치S₁, S₂에 교대로 베이스 전류를 공급한다. 따라서 로이어 공진형 인버터의 동작 주파수는 고주파 변압기의 인덕턴스와 공진 커패시터에 의해서 공진 주 파수로 결정된다.



그림 4.3 일반적인 로이어 공진형 인버터의 외관 Fig. 4.3 Appearance of a general royer resonant inverter

그림 4.3은 일반적으로 사용되는 형광 램프 조광용 로이어 공진형 인버터의 외관을 나타낸 것이며, 그림 4.4는 로이어 공진형 인버터 결선도를 나타낸 것이 다.

그림 4.5~그림 4.8은 입력 전압을 12.0[V], 9.0[V], 7.5[V], 6.5[V]로 변화 시킬 때 형광 램프의 점등상태를 촬영한 사진과 램프의 리사주 곡선(Lissajous Curve), 스위치 *S*₁의 전압과 전류의 파형, 희가스 형광 램프의 전압과 전류의 파형을 나타낸 것이다.



그림 4.4 로이어 공진형 인버터 결선도

Fig. 4.4 Connection diagram of royer resonance type inverter

그림 4.5~그림 4.8에서 스위치*S*₁은 영전압 스위칭(ZVS)으로 턴-온 및 턴-오프하여 스위칭에 의해 발생되는 손실이 충분히 억제되는 것을 알 수 있다. 이러한 ZVS 동작은 입력 전압을 6.5[V]까지 저하시켜도 변화하지 않는다. 그 러나 7.5[V]에서 램프의 점등이 깜박이기 시작하고, 6[V]가 되면 완전히 점 등되지 않는 현상이 발생한다.

즉, 7.5[V]이하인 경우에는 램프를 점등시킬만한 전력이 출력되지 않기 때문 이다. 이것은 램프에 인가되는 전압이 저하되어 가는 추이(推移)와 램프의 방 전 전력을 나타내는 리사주 도형의 변화를 보아도 확인할 수 있다. 특히, 리사 주 도형에서 이러한 방전 유지 전압의 저하를 현저하게 확인할 수 있으며, 저 출력시에는 설정한 값에 대해서 크게 감소하고, 안정된 방전이 이루어지고 있 지 않다는 것을 알 수 있다. 또한, 전류의 파형에서 서지가 발생하는 것을 확 인할 수 있다. 이것은 로이어 회로의 실험 회로는 제품으로 되어 있는 것을 이 용하고 있고, 그 스위치*S*₁의 전류 파형을 오실로스코프로 관측하기 때문에 스 위치*S*₁에 새로 배선을 첨가하였으며, 이 배선의 인덕턴스 혹은 커패시턴스의 동작에 의해 서지가 발생하는 것으로 추측된다.



(a) Light-on state of the rare gas fluorescent lamp



(c) The waveform of the voltage of the switch $S_1({\rm CH2})$ and current(CH4)



- (d) The waveforms of the voltage(CH1) and the current(CH4) of the rare gas fluorescent lamp
- 그림 4.5 로이어 공진형 인버터의 각 부 전압과 전류의 파형
- Fig. 4.5 The waveform of each sub-voltage and current of the royer resonant inverter(When the input voltage is 12[V])



(a) Light-on state of the rare gas fluorescent lamp



(b) Lissajous curve of the lamp



(c) The waveform of the voltage of the switch $S_1(\text{CH2})$ and current(CH4)



(d) The waveforms of the voltage(CH1) and the current(CH4) of the rare gas fluorescent lamp 그림 4.6 로이어 공진형 인버터의 각 부 전압과 전류의 파형 Fig. 4.6 The waveform of each sub-voltage and current of the royer resonant inverter(When the input voltage is 9[V])


(c) The waveform of the voltage of the switch $S_{\!1}({\rm CH2})$ and ${\rm current}({\rm CH4})$



(d) The waveforms of the voltage(CH1) and the current(CH4)

of the rare gas fluorescent lamp

- 그림 4.7 로이어 공진형 인버터의 각 부 전압과 전류의 파형
- Fig. 4.7 The waveform of each sub-voltage and current of the royer resonant inverter(When the input voltage is 7.5[V])





(b) Lissajous curve of the lamp



(c) The waveform of the voltage of the switch S_1 (CH2) and current(CH4)



(d) The waveforms of the voltage(CH1) and the current(CH4) of the rare gas fluorescent lamp
그림 4.8 로이어 공진형 인버터의 각 부 전압과 전류의 파형
Fig. 4.8 The waveform of each sub-voltage and current of the royer resonant inverter(When the input voltage is 6.5[V])

그림 4.9는 로이어 공진형 인버터의 입력 전압의 변화에 따른 휘도 특성을 나타낸 것이다. 그림 4.9에서 휘도는 그 광원의 단위 면적당의 빛의 강함이며, 조명 시스템의 평가 대상으로 하는 지표의 하나이다.

형광 램프 조광용 인버터에서 높은 제어성을 갖는다는 것은 제어하는 것의 변화에 대비하여 휘도와 같은 밝기의 강함이 거의 선형으로 변화해 나가는 데 있다. 로이어 인버터의 경우 전자가 입력 전압, 후자가 휘도라는 것이 되지만, 그림 4.9을 보면 완전히 선형이라고는 말하기 어렵다. 또한 앞에 설명한 것처 럼 입력 전압이 7.5[V]이하의 경우에 깜박임 없이 켜질 수 없게 된다.





일반적인 형광 램프 조광용 인버터는 고휘도뿐만 아니라 저휘도에서도 안정 된 점등을 가지므로 이에 사용되는 로이어 공전형 인버터는 조광 기능의 측면 에서 문제점이 있기 때문에 기본적으로 조광 제어에 중점을 두는 형광 램프 구동용 회로로 최적이라고 할 수 없다. 본 연구에서는 로이어 공진형 고주파 인버터의 높은 제어성을 갖는 1석 역도통형 고주파 인버터에 제안하여 그 특 성을 설명한다. 4.2 제안한 1석 역도통형 고주파 인버터의 회로구성 및 동작원리 일반적으로 자려식 로이어 공진형 고주파 인버터는 제어성이 낮고, 조광 범위도 좁으므로 본 연구에서는 높은 제어성을 갖는 1석 역도통형 고주파 인버터를 그림 4.10와 같이 제안하였다. 그림 4.10와 같이 입력 전원을 직류 전압원으로 구성한 것을 전압형 인버터라고 부르며, 전력 반도체 스위칭 디바이스의 전압 파형이 정현 파 공진 파형의 호(弧)로 된다. 이러한 1석형 인버터는 폭 넓은 용도에 사용되고 있으며, 턴-온시에는 전력 반도체 스위칭 디바이스 전압 및 전류가 제로의 상태가 되고, 턴-오프시에는 그 전압이 제로로부터 완만하게 일어나기 때문에 소프트 스 위칭 동작을 실현할 수 있다. 그리고 2석형 또는 4석형의 인버터에 비해 회로 구 성이 간단하며, 부품 수도 적으며, 저비용화에 적합한 회로이다.



그림 4.10 제안한 1석 역도통형 고주파 인버터

Fig. 4.10 A proposed single reverse conducting switch high frequency inverter

일반적으로 전기 밥솥, 전자 밥솥기용 스위칭 전원, 비접촉 전력공급 시스템 등 의 비교적 소전력용 전력 기기 등을 중심으로 이용되고 있다. 램프 용도로 소전력

용으로 사용되는 경우에는 램프에 흐르는 전류가 비교적 작은 전류 파형에 포함되어 있는 왜곡이 특별히 문제시되지 않는다.

이러한 1석형은 파형의 왜곡은 크지만 소프트 스위칭 동작에 의해 노이즈에 의 한 오동작이 발생하기 어렵다는 특징을 가지고 있기 때문에 항상 안정된 동작을 요구하는 램프 점등에 적합하다고 할 수 있다. 또한 본 회로 방식은 ZVS 모드를 실현 할 수 있기 때문에 인버터의 스위칭 손실의 저감화와 고주파 인버터 자체의 낮은 전자 노이즈화가 가능하다.

이 회로 구성은 직류 전원을 입력 전원으로, DC 12[V]로 하고 있다. 누설 인덕 턴스 L_1 과 여자 인덕턴스 L_m , 이상 변압기로 된 고주파 변압기, 전력 반도체 스위 칭 소자 Q(S/D), 공진 커패시턴스 C_r , 부하인 희가스 형광 램프의 등가 회로 모 델로 구성된다. 또한, 전력 반도체 스위칭 소자로는 파워 MOSFET(IRFP264)를 이용하고 있다.

앞에서 회가스 형광 램프 구동용 고주파 인버터인 전압 펄스 진폭 제어(PAM)를 이용한 로이어 공진형 인버터는 낮은 출력시에 램프의 방전 전극간 전압이 저하되 어 불활성 가스 형광 램프는 안정 방전을 유지하는 것이 어렵게 된다는 것을 로이 어 공진형 인버터로 확인했다. 그래서 새롭게 전력을 투입하는 기간과 전력을 투입 하지 않는 기간과의 비율을 정의하고, 회가스 형광 램프 구동용 1석 역도통형 공진 형 ZVS-PDM 고주파 인버터에 펄스 밀도 변조(PDM)의 전력 제어 방법을 제안한다.

그림 4.11은 PDM의 제어 원리를 나타낸 것이다. 펄스 밀도 변조(PDM)의 전력 제어법은 고주파 인버터의 스위칭 주파수를 일정하게 한 상태에서 전력 투입 기간 및 전력 비 투입 기간의 비율을 변화시킴으로써 전력 제어를 하는 방식으로, 식 (4.1)과 같이 PDM 신호의 1주기 $T(T_{on} \makebox{Q} T_{off}$ 의 합)에 대한 전력 투입 기간의 비를 PDM 시비율로 정의하고, PDM 시비율 *D*를 제어함에 따라 전력 제어를 하는 것이다.

36

$$D = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} = \frac{T_{on}}{T}$$

$$\tag{4.1}$$



그림 4.11 PDM의 제어 원리

Fig. 4.11 Control principle of PDM

형광 램프 구동용 고주파 인버터를 PDM 방식으로 제어한 경우에는 방전 유지 전압 V_z는 저하되지 않고, 출력 전력의 넓은 범위에서 안정된 방전을 유지할 수 있다. 또한, 램프의 전극간 전압의 저하에 의한 부분적인 방전이 생기지 않기 때문 에 램프의 전역에 걸쳐 한결같이 방전을 할 수가 있다. 그림 4.12는 PDM 제어 방 식을 이용한 형광 램프 구동용 1석 역도통형 공진형 ZVS-PDM 고주파 인버터의 각 모드의 동작 원리를 나타낸 것이다.

(1) 모드 1

모드 1은 스위치 S가 도통하고 있는 상태를 나타낸 것이며, 직류 전원 전압 E 보다 고주파 변압기의 여자 인덕턴스 L_m 에 에너지가 축적된다. 이 때 고주파 변압 기의 2차측에는 전류는 흐르지 않는다.

(2) 모드 2

모드 2는 스위치 S가 턴-오프되면 스위치에 흐르고 있던 전류는 병렬 연결 계 속된 공진 커패시터C,에 흘러 공진 커패시터는 충전된다. 이때, 공진 커패시터와 고주파 변압기의 인덕턴스 사이에서 공진이 일어난다.

스위치S를 턴-오프하는 순간 스위치 전류는 급속하게 제로에 떨어지지만 스위 치의 전압은 제로로부터 완만하게 상승하기 때문에 영전압 스위칭(ZVS)턴-오프가 실현된다. 또한 여자 인덕턴스에 축적된 에너지는 스위치 S가 턴-온될 때 2차측 으로 방출되고, 방전 갭의 정전용량 C_a에 인가된 전압은 방전 유지 전압V₂를 초과 하며, 램프는 방전을 개시한다.

(3) 모드 3 & 모드 4

모드 3과 모드 4는 커패시터 C_a 에 걸리는 전압이 방전 유지 전압 V_z 이하로 되고, 방전이 종료되는 모드이다. 이때 1차측 전류 및 램프 전류의 방향이 반전한다.

(4) 모드 5

모드 5는 방전 갭 전압이 방전 유지 전압Vz를 초과하는 모드이다. 이때 방전이 개시된다.

(4) 모드 6 & 모드 7

모드 6과 모드7은 스위치S의 제로에 이르렀던 순간에 공진 커패시터에 흐르고 있던 전류가 스위치의 역병렬 다이오드에 전류(轉流)하고, 공진이 끝나는 모드이 다. 이때, 역병렬 다이오드 도통시에 스위치S를 턴-온하면 ZVS 및 ZCS를 실현할 수 있으며, 공진 전류는 정방향으로 흐른다. 다음 모드 1에서 방전 갭 사이 전압이 V_z 이하로 되면 방전이 종료된다.



모드 1









모드 4



모드 6





그림 4.12 제안한 1석 역도통형 ZVS-PDM 고주파 인버터의 각 모드별 동작원리 Fig. 4.12 The each mode operating principle of proposed single reverse conducting switch ZVS-PDM high frequency inverter

1석 역도통형 ZVS-PDM 고주파 인버터를 설계함에 있어 파워 반도 스위칭 소 자 Q에 흐르는 전류 기간(모드 1, 모드 6, 모드 7)을 필요이상으로 짧게 하면 공 진 기간이 짧아 스위치 전압이 제로에 이른 것이 불가능하게 된다. 이 경우, 스위 치S를 강제적으로 턴-온한 것이 되고, 공진 커패시터 C,에 완전히 방전되지 않고 잔류한 전하가 스위치S의 턴-온과 동시에 스위치S와 C,과의 루프에서 단락 전류 가 흘러 스위치S에 매우 큰 전류가 흐르게 되어 전류 서지가 발생하는 요인이 된 다. 이 동작은 스위칭 손실의 증대를 일으키는 원인이 되기 때문에 설계시 주의할 필요가 있다.

4.3 시뮬레이션 결과 및 고찰

표 1은 제안한 고주파 인버터의 시뮬레이션에 사용된 회로정수를 나타낸 것이다. 시뮬레이션을 하기 전에 아래의 조건이 성립한 것으로 한다.

- (1) 직류 전원 전압 E는 전압의 리플 성분 및 내부 저항은 제로인 이상적인 직류 전원으로 한다.
- (2) 스위치S가 턴-온/턴-오프할 때 스위칭 기간은 제로하고, ON 기간중의 포화 전압 강하와 오프 때의 누설 전류는 각각 0으로 한다.
- (3) 회로 소자, 배선 및 변압기 권선의 도통 손실은 무시한다.
- (4) 회로 기생 파라미터는 무시한다.

표 1에서 스위칭 주파수는 전력 투입 기간 T_{on} 에 행해지는 스위칭의 주파수를 의미하며, PDM 주파수는 T_{on} 과 전력비 주입 기간 T_{off} 의 합의 역수를 나타낸 것이다.

표 1 제안한 고주파 인버터의 시뮬레이션 회로정수

Table. 1	Simulation	cırcuit	constant	ot	proposed	high	frequency	inverter
----------	------------	---------	----------	----	----------	------	-----------	----------

직류 입력전원 <i>E</i>	12[V _{dc}]
누설인덕턴스L _l	2.45[mH]
여자인덕턴스L _m	32.38[mH]
변압기의 권수비	1:25
공진 커패시터 <i>C</i> r	120[nH]
갭간 정전용량 <i>C</i> a	517[pF]
유전체 정전용량 C_{g}	671[pF]
방전 유지전압 V_z	237.9[V]
스위칭 주파수 f_s	25.0[kHz]
PDM 주파수	100[Hz]

그림 4.13~그림 4.15는 PDM 시비율 D를 80[%], 50[%], 10[%]로 변화시켰 던 때의 스위치와 부하인 희가스 형광 램프의 전압과 전류 파형의 전력 투입 개시 및 정상 동작시점의 시뮬레이션 파형을 나타낸 것이다.



(c) Voltage and current of switch(Normal operation)



(PDM duct factor(D)=0.8)





0.02014 0.02016 0.02018 0.0202 0.02022 -10

1_{switch}

-100



(PDM duct factor(D)=0.5)



(c) Voltage and current of switch(Normal operation)



(PDM duct factor(D)=0.1)

그림 4.13~그림 4.15에 알 수 있듯이 각 PDM 제어영역에서 전력 투입 기간과 전력비 투입 기간에 그 전압, 전류 모두 완전하게 제어할 수 있다. 특히, 전력 투입 기간의 스위칭 파형을 보면, 스위치가 동작한 전력 투입 개시로부터 정상상태에 이 르기까지 ZVS & ZCS 턴-온, ZVS 턴 -오프할 수 있다.

본 논문에서는 나타내고 있지 않지만 D=1.0, D=0.01에 있어도 스위칭 실현이 가능하며, 모든 제어 영역에서 소프트 스위칭이 가능하다. 또한, *C_a와 C_g*의 커패시 턴스는 거의 같은 값이므로 양자에 관련된 전압은 같다고 할 수 있다. 그리고 방전 시킬 수 있는 최소의 전압은 방전 유지 전압의 2배이며, 약 500[V]에 있다고 추측 할 수 있다. 램프 전압 파형을 보면, 공진 기간에 램프에 인가된 부(-)의 전압이 500[V]를 충분히 초과하므로 실험을 해도 확실하게 방전할 수 있다고 추측할 수 있다.

4.4 고주파 변압기의 설계

일반적으로 고주파 변압기를 설계하기 위해서는 그 내부에 발생하는 자속이 사 용한 코어 재료(페라이트 코어)의 포화자속밀도 B_m 을 충분히 밑돌도록 변압기의 1차 코일을 설계해야 한다. 변압기안에 발생한 자속 밀도는 식 (4.2)와 같다.

$$B = \frac{E \times T_{on}}{N_1 \times A_e} \tag{4.2}$$

여기서, E: 고주파 변압기 1차측에 인가되는 전압의 실효값

T_{om} : 파워 반도체 스위칭 소자 Q 온 시간

N₁ : 고주파 변압기의 1차 코일

A_e: 고주파 변압기 코일의 실효 단면적

포화자속밀도 Bm를 충분히 밑돌게 하려면 식 (4.3)와 같이 충족시켜야 된다.

 $B < B_m$

(4.3)

식 (4.1)에서 N_1 을 변형하면 식 (4.4)와 같다.

$$N_1 > \frac{E \times T_{on}}{B_m \times A_e} \tag{4.4}$$

본 실험에 사용되어지는 고주파 변압기의 설계하면 다음과 같다. 먼저, 기본적인 조건은 다음과 설정하였다.

$$N_1 > \frac{34.9 \times (2.0 \times 10^{-5})}{(510 \times 10^{-3}) \times (149 \times 10^{-6})} = 9.18541 \ge 10$$

② 아래의 식은 $N_1 \ge 10$ 에서 각 권선 수에 따른 자속밀도를 나타낸 것이다.

① 코일
$$N_1 = 10$$
일 경우
$$B = \frac{E \times T_{on}}{N_1 \times A_e} = \frac{34.9 \times (2.0 \times 10^{-5})}{10 \times (149 \times 10^{-6})} = 0.468[T]$$

① 코일 N₁=12일 경우

$$B = \frac{E \times T_{on}}{N_1 \times A_e} = \frac{34.9 \times (2.0 \times 10^{-5})}{12 \times (149 \times 10^{-6})} = 0.39[T]$$

ⓒ 코일 N₁=15일 경우

$$B = \frac{E \times T_{on}}{N_1 \times A_e} = \frac{34.9 \times (2.0 \times 10^{-5})}{15 \times (149 \times 10^{-6})} = 0.312[T]$$

(코) 코일 N₁=18일 경우

$$B = \frac{E \times T_{on}}{N_1 \times A_e} = \frac{34.9 \times (2.0 \times 10^{-5})}{18 \times (149 \times 10^{-6})} = 0.26[T]$$

- ③ ②에서 B가 0.3[T]일 때 B_m는 충분히 작으며, 변압기의 1차 코일은 N₁=
 15로 한다.
- ④ 2차 코일은 1차 코일과 2차 코일의 권선비가 1:25있기 때문에 2차 코일
 N₂는 375로 한다.
- ⑤ 여자 인덕턴스를 설정하려면 코어 사이에 간격을 두고 조절한다.
- ⑥ 고주파 변압기의 1차측과 2차측의 코일의 지름을 구한다.
- ⑦ 시뮬레이션에서 구한 1차측과 2차측 전류의 각 실효값은 다음과 같다.

 $I_{1rms} = 1.72$ [A], $I_{2rms} = 0.0459$ [A]

⑧ 만일 1[mm²]당 6[A]흐르게 할 수 있다고 한다면 1차측, 2차측의 코일의
 지름l₁, l₂는 다음과 같다.

$$l_1 = 2 \times \sqrt{\frac{1.72}{6} \times \frac{1}{\pi}} \cong 0.604, \quad l_2 = 2 \times \sqrt{\frac{0.0459}{6} \times \frac{1}{\pi}} \cong 0.0987$$

하지만, 충분한 여유를 가지고 권선을 사용한다면 다음과 같다.

$$l_1 = 1.0[mm\phi], \ l_2 = 0.3[mm\phi]$$

④ 갭을 조정한 결과 누설 인덕턴스 L_1 과 여자 인덕턴스 L_m 은 다음과 같다.

 $L_1=2.27[\mu H],\ L_m=36.01[\mu H]$



그림 4.16 제작한 고주파 변압기의 외관(권선비(a)=1:25)

Fig. 4.16 Produce the appearance of a high-frequency transformer (turns ratio (a)=1:25)

그림 4.16은 위의 정수를 바탕으로 제작한 고주파 변압기를 나타낸 것이며, 이를 이용하여 본 연구에서는 실험하였다.

4.5 실험 결과 및 고찰

그림 4.17는 제안한 1석 역도통형 ZVS-PDM 고주파 인버터의 실험장치를 나타 낸 것이며, 그림 4.18은 파워 MOSFET에 인가되는 PDM 제어회로를 나타낸 것이 다. 그림 4.18에서 IC는 Timer IC인 TLC555CP를 이용하였으며, R_3 를 바꾸는 것 으로 PDM 시비율을 변화시켜 출력하는 PDM 신호는 V_{out} 로부터 검출하였다. 이 회로 방식은 마이크로컴퓨터를 사용한 발생 회로 등에 비해 회로 소자가 적고, 충 분히 저비용이며, 비교적 소형이다.



그림 4.17 제안한 1석 역도통형 ZVS-PDM 고주파 인버터의 실험장치 Fig. 4.17 The experimental of proposed single reverse conducting switch ZVS-PDM high frequency inverter



그림 4.18 파워 MOSFET에 인가되는 PDM 제어회로

Fig. 4.18 PDM control circuit applied to the power MOSFET

그림 4.19~그림 4.21은 PDM 시비율 D를 80[%], 50[%], 10[%]로 변화시켰 던 때의 1석 역도통형 고주파 인버터의 스위치*S*와 부하인 희가스 형광 램프의 전 압과 전류의 파형, 희가스 형광 램프의 점호하고 있는 사진, 램프 방전 전력을 나 타내는 리사주 도형의 실험 파형을 나타낸 것이다.



(a) Lamp Lighting Picture



(c) Waveform of switch for PDM control(CH2 : Voltage, CH4 : Current)



(d) Waveform of lamp for PDM control(CH1 : Voltage, CH4 : Current)



(e) Waveform of switch for power input at the start(CH2 : Voltage, CH4 : Current)



(f) Waveform of lamp for power input at the start(CH2 : Voltage, CH4 : Current)



(g) Waveform of switch for normal operation(CH2 : Voltage, CH4 : Current)



(h) Waveform of lamp for normal operation(CH1 : Voltage, CH4 : Current)
 그림 4.19 제안한 1석 역도통형 고주파 인버터의 각 부 실험 파형
 (PDM 시비율(D)=0.8일 경우)

Fig. 4.19 The each part for experiment waveform of proposed single reverse conducting switch ZVS-PDM high frequency inverter



(a) Lamp Lighting Picture



(c) Waveform of switch for PDM control(CH2 : Voltage, CH4 : Current)



(d) Waveform of lamp for PDM control(CH1 : Voltage, CH4 : Current)



(e) Waveform of switch for power input at the start(CH2 : Voltage, CH4 : Current)



(f) Waveform of lamp for power input at the start(CH2 : Voltage, CH4 : Current)



(g) Waveform of switch for normal operation(CH2 : Voltage, CH4 : Current)



- (h) Waveform of lamp for normal operation(CH1 : Voltage, CH4 : Current)
 그림 4.20 제안한 1석 역도통형 고주파 인버터의 각 부 실험 파형
 (PDM 시비율(D)=0.5일 경우)
- Fig. 4.20 The each part for experiment waveform of proposed single reverse conducting switch ZVS-PDM high frequency inverter

(PDM duct rate(D)=0.5)



(a) Lamp Lighting Picture





(d) Waveform of lamp for PDM control(CH1 : Voltage, CH4 : Current)



(e) Waveform of switch for power input at the start(CH2 : Voltage, CH4 : Current)



(f) Waveform of lamp for power input at the start(CH2 : Voltage, CH4 : Current)



(g) Waveform of switch for normal operation(CH2 : Voltage, CH4 : Current)



(h) Waveform of lamp for normal operation(CH1 : Voltage, CH4 : Current) 그림 4.21 제안한 1석 역도통형 고주파 인버터의 각 부 실험 파형

(PDM 시비율(D)=0.1일 경우)

Fig. 4.21 The each part for experiment waveform of proposed single reverse conducting switch ZVS-PDM high frequency inverter

(PDM duct rate(D)=0.1)

그림 4.19~그림 4.21에서 알 수 있듯시 PDM 시비율 D를 0.1~0.8의 사이 에서 가변시켜도 형광 램프의 깜박임은 보이지 않았다. 또한, 스위치의 파형도 각각 턴-온, 턴-오프 모두 소프트 스위칭을 실현하고 있다. 이것은 D=0.9, 1.0에서도 확인됐다. 이 결과는 그림 4.13~4.15에 나와 있는 시뮬레이션 분석 결과와 거의 동일하며, 시뮬레이션 분석 결과의 정당성이 증명되었다.

그러나, 전력을 투입하기 시작하는 순간에 전류 서지가 발생하고 있다. 이것 은 전력을 투입하지 않는 기간, 즉 지속적으로 스위치를 OFF하는 기간에 스 위치에 병렬로 접속된 커패시터*C*,에 전하가 쌓여 스위치가 ON 한 순간에 그 전하가 스위치에 흐르기 때문이다. 따라서 스위치를 OFF하여 계속한 기간이 없는 시비율 D=1.0시로는 이 서지는 발생하지 않는다. 시비율 D를 더욱 작게 해 나가면 0.05까지는 램프는 켜져 있다. 그러나, 0.05 이하에서는 켜지지 않 는다. 즉, D=0.05이하에서는 램프를 방전시키는데도 충분한 방전 전력이 발 생하고 있지 않는 것이 된다. 또한, 램프간 전압과 리사주 도형으로부터 알 수 있듯이 시비율 D를 변화시켜도 그 전압, 방전 유지 전압 모두 변화 없이 안정 된 방전이 이루어지고 있는 것을 알 수 있다.

그림 4.22는 PDM 시비율D의 변화에 따른 휘도 특성을 나타낸 것이다. 그 림 4.22에서 알 수 있듯이 그림 4.9에서 보여진 로이어 공진형 ZVS-PDM 고 주파 인버터를 이용한 경우와 달리 PDM 시비율의 변화에 따라 완전히 선형 으로 변화하므로 제안한 1석 역도통형 ZVS-PDM 고주파 인버터의 제어성은 높다고 말할 수 있다.



그림 4.22 PDM 시비율D의 변화에 따른 휘도 특성

Fig. 4.22 The luminance characteristic according to the variation of PDM application rate D

그림 4.23은 입력 전력의 변화에 따른 휘도의 특성을 나타낸 것이다. 그림 4.23 에서 알 수 있듯이 1석 역도통형 ZVS-PDM 고주파 인버터는 높은 제어성을 갖지 만 로이어 공진형 인버터에 비해 고휘도를 출력할 수 없다. 본 연구에서는 차량용 디스플레이 응용을 목적으로 하고 있으며, 고휘도에서 저휘도 출력을 높은 제어성 이 가능한 전원 회로를 구성하기 위해서 고주파 변압기의 권수비를 늘린다. 하지만 다소 고주파 변압기가 커져 소형화를 요구하는 희가스 형광 램프 조광용 전원회로 에 적용하기에는 무리가 있다. 또한, 공진 커패시터 *C*,과 고주파 변압기의 인덕턴 스를 바꾸는 것으로 출력을 증대시키는 것이 가능하기는 하지만 스위치의 소프트 스위칭 동작이 어렵게 될 가능성이 있기 때문에 큰 변화를 만든다 할 수 없다.



Fig. 4.23 Characteristics of luminance according to change of input power

제안한 1석 역도통형 ZVS-PDM 고주파 인버터에서 높은 출력을 실현 할 수 있 는 공진 기간은 *C*,에 흐르는 전류가 전력 반도체 스위칭 소자 *Q*의 역병렬 다이오 드에 전류(轉流)되면 종료된다. 이 전류(轉流)동작에 의해서 공진 기간이 단축될 수 있어 고출력을 어렵게 하는 원인이 된다.

이상의 결과에서 일반적으로 사용되어지는 로이어 공진형 인버터는 넓은 범위에 서 휘도 출력이 되지만 저휘도에서 깜박임이 발생하기 때문에 제어 가능성이 높다 고 할 수 없다. 그러나 제안한 1석 역도통형 ZVS-PDM 고주파 인버터는 높은 제 어성을 가지며, 저휘도에서도 깜박임 없이 점등시킬 수 있다. 하지만 고휘도 출력 에는 문제점이 있다. 이러한 문제점은 추가적인 연구를 통하여 해결하고자 한다.

64

제 V 장 결 론

최근 환경 문제에 대한 의식이 높아지면서 다양한 분야에 있어 사람과 환경 에 대한 악영향을 미치지 않는 것을 활발히 연구되어지고 있다. 이것은 조명 분야에 있어도 예외가 아니며, 가정이나 병원, 호텔 등의 실내의 조명 시스템 이나 TV, 휴대전화 등의 디스플레이에 주로 사용되어진 수은을 이용한 형광 램프는 이미 사람과 환경에 의해 무공해의 새로운 조명 시스템으로 교체되고 있다. 특히, 카 내비게이션(car navigation)과 같이 환경 기준이 상당히 엄격 하고 까다로운 차량용 디스플레이는 필수적으로 인체에 무해한 것을 사용하지 않으면 안 된다. 이러한 차량용 디스플레이는 주야에 관계없이 적절하게 밝기를 조절할 필요가 있으므로 디스플레이의 밝기를 조절하는 전원 회로가 필요하다.

이러한 전원 회로의 성능을 향상시키기 위해서는 파워 MOSFET, IGBT등 최신의 파워 반도 스위칭 디바이스를 이용한 전력변환 및 제어 기술과 전원시 스템의 고주파화, 소형화에 대한 연구가 진행되면서 파워 반도체 스위칭 디바 이스의 스위칭 손실과 그 스위칭 동작에 의해서 발생하는 전자노이즈의 증가, 고주 파 스위칭에 의해 발생하는 di/dt나 dv/dt의 증가 등의 문제점이 대두되고 있다.

이러한 문제점을 해결하기 위해서 본 연구에서는 기존의 형광램프에 사용되는 고주파 인버터의 단점을 보완하기 위해서 새로운 1석 역도통 PDM 고주파 인버터를 제안하여 다음과 같은 결과를 얻었다.

첫째, 현재 자동차용 디스플레이 등에 적용되는 형광 램프의 구조, 발광 원 리 등에 대해 설명하고, 그 전기적 등가 회로 모델을 도입하여 회로 정수를 측정을 하였다.

둘째로, 유전체 장벽 방전의 원리를 이용하여 발광시키는 형광 램프의 전기 적 등가회로 모델을 설계하고, 발광 원리, 파라미터의 선정 등을 통하여 형광

65

램프의 부하 모델을 설계한다. 설계된 형광 램프의 부하모델을 이용하여 제안 한 전력변환장치의 특성을 서술하였다.

셋째로, 형광 램프의 조광 회로로서 새로운 1석 역도통형 PDM 고주파 인 버터를 제안하고, 동작 원리 및 회로 구성에 관해서 서술하였으며, 시뮬레이션 과 실험을 통하여 특성을 증명하였다.

넷째로, 제안한 1석 역도통형 PDM 고주파 인버터는 높은 조광 특성을 갖 지만 고휘도를 출력한 것이 어렵고, 최대로 로이어 공진형 고주파 인버터의 반 정도밖에 출력할 수 없는 단점이 확인되었다.

다섯째로, 고휘도 출력 성능에서는 기존의 로이어 공진형 고주파 인버터가 저전력의 출력으로는 우수하나 500[cd/m²]이하에서는 플리커가 발생하기 때 문에 조광 범위가 좁아 저휘도 출력에는 적합하지 않는 결과가 나타난다. 따라 서 고휘도에서 저휘도의 넓은 출력 범위에서 안정된 방전을 실현 할 수 있다.

이러한 결과에 의해서 제안한 1석 역도통형 PDM 고주파 인버터가 조광용 회로로 우수하다고 할 수 있다.
참고문 헌

- [1] S. Mikoshiba, "Xe discharge Backlights for LCDs", SID 01 Digest, pp. 286–289, 2001.
- [2] T. Shiga, S. Mikoshiba and S. Shinada, "No-Mercury Flat discharge Lamp for LCD Backlighting", IDW '99, pp. 347–350, 1999.
- [3] Joung-Hu Park, Jong-Bok Baek, and Bo-Hyung Cho, "Electrical feedback control for driving mercury-free flat fluorescent lamp," Journal of the Society for Information Display, Volume 16, Issue 2, pp.367–373, 2008.
- [4] Ju kwang Lee, Jaechul Jung, Byungjoo Oh, Inwoo Seo, Joongkyun Kim and Ki-Woong Whang, "The Electro-optic Characteristics of MFFL", SID 06 Digest, pp.1422-1424, 2006.
- [5] J. H. Park, I.K Lee, B. H Cho, Ju Kwang Lee, Ki-Woong Whang, "High Efficiency Inverter Systems for Driving Mercury-free Flat Fluorescent Lamps", PCC '07, pp.717-720, 2007.
- [6] 정종문, 신명주, 이미란외 8명, "LCD 백라이트용 외부전극 형광램프의 인 버터 회로 해석", 韓國眞空學會誌, Vol.15, No.6, 2006
- [7] 이진우, "주파수변화에 따른 형광램프의 특성변화 해석", 한국조명·전 기설비학회 학술대회논문집, Vol.2005, No.5, 2005
- [8] Jae-Young Gwark, In-Seon Yeo, "Dimming Characteristics of an Electronic Ballast of Variable Power Output for a Compact Fluorescent Lamp", KIEE, Vol.45 No.9, 1996
- [9] 本堂泰治, "21 世紀の電化住宅と機器システム", 日本電熱協会エレクトロ ヒート, 2001 No.118, pp.1-8, 2001
- [10] 玉手道雄, 三野和明, 五十嵐政輝, "AC-AC 直接変換方式を用いた誘導加熱

回路", 平成14年電気学会全国大会講演論文集, vol.4 パワーエレクトロニ クス産業システム, pp.144-145, 2002.

- [11] 大熊浩康, "交流チョッパ技術に基づく PWM制御交流電源とその適用例", 電気学会論文誌D産業応用部門誌, Vol.119-D. No.3 1999, pp412-418, 1999
- [12] 馮越路,中岡睦雄,"誘導加熱ローラ方式複写機定着用電圧形直列共振 ZCS
 -PDM 高周波インバータ",電気学会論文誌D産業応用部門誌, Vol.123 No.2
 2003, pp112-120, 2003
- [13] 菱川真吾, 中岡睦雄, 弘田泉生, 大森英樹, 寺井春夫, "シングルエンデッド 高周波ソフ トスイッチング PWM インバータの新回路トポロジー", 電子 情報通信学会技術研究報 告 [電子通信エネルギー技術], 信学技報 Vol.100 No.628 pp.19-24, 2001
- [14] Ju kwang Lee, Tae Jun Kim, Hae youn Jeong and Ki-Woong Whang,
 "High efficiency Mercury-free flat light source for LCD Backlighting",
 SID 05 Digest, pp.1309-1311, 2005
- [15] R. Hicks, W. Halstead, "Flat fluorescent lamp technology for LCD's", Digital Avionics Systems Conference, 13th DASC., pp.630–635, 1994
- [16] S. Mikoshiba, "Xe discharge Backlights for LCDs", SID 01 Digest, pp. 286-289, 2001
- [17] M. Ilmer, R. Lecheler and M. Seibold, "Efficiency Enhancement of Hg-free Fluorescent PLANON Backlights by CAF", IDW '99, pp.1107 -1108, 1999
- [18] Ju kwang Lee, Jaechul Jung, Byungjoo Oh, Inwoo Seo, Joongkyun Kim and Ki-Woong Whang, "The Electro-optic Characteristics of MFFL", SID 06 Digest, pp.1422-1424, 2006
- [19] Joung-Hu Park, Jong-Bok Baek, Bo-Hyung Cho, "Electrical Feedback Control for Driving a Mercury-free Flat Fluorescent Lamp", Journal of

the SID, Vol. 16, No.2, 2008

- [20] J. Holtz, "Pulse width Modulation-A Survey" Vol.1, Conf. Record of IEEE PESC, pp.11-18, 1992
- [21] P. N. Enjeti, P. D. Ziogas, "Programmed PWM techniques to eliminate harmonics a centrical evaluation", IEEE Trans. App. vol.26, 1990
- [22] Chang-Hua Lin, "Digital-Dimming Controller With Current Spikes Elimination Techniquefor LCD Backlight Electronic Ballast", 2006
- [23] 佐藤 伸二, "高効率DC/DCコンバータの開發", サンケン技報, Vol.32, No.1, pp.32-35, 1998
- [24] 佐藤 伸二, "高効率部分共振形DC/DCコンバータ",日本能率協會主催 第11 次スイッチング電源テクニカルフォーラム, セッション2, pp.1-10, 1999
- [25] B.H Choo, D.Y Lee, S.B Yoo, D.S Hyun, "A Novel Full-Bridge ZVZCS PWM DC/DC Converter with a Secondary Clamping Circuit," Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference(PESC), Vol.2, pp.936 -941, 1998
- [26] K. Harada, Y. Ishihara, "A Novel ZVS-PWM Half-Bridge Converter", Proc. of IEEE INTELEC, 1994

A Study on new high frequency inverter used in fluorescent lamp

Jeong-Taek Jeon

Department of Electrical Engineering Graduate School Pukyong National University

Abstract

In this paper, the high frequency inverter circuits for driving fluorescent lamp or dielectric barrier discharge lamp, royer type parallel resonance type high frequency inverter and class single switch high frequency inverter were proposed for the purpose of high efficiency and high quality, which can be used for the light sources of scanner and copy machine and emitted light characteristics in accordance with a dielectric barrier electric discharge principle, were presented, along with out equivalent circuit of fluorescent lamp and PDM control principle and both experimental results. In consequence, it was confirmed that the single reverse blocking switch ZVS-PDM high frequency inverter can achieve the further improvement of actual efficiency. The discharge lamp illumination characteristics dielectric barrier corresponding to input power were compared with the those of royer type and class single reverse blocking switch ZVS-PDM high frequency resonant inverters. Furthermore, wide and linear light control characteristic that unable to achieve in the rover type inverter was possible by using a PDM control scheme.

In the future, the measurement of dielectric barrier discharge lamp brilliance and evaluation of the conductive noises and radiative noise should be investigated from a practical point of view. Furthermore, the operation and control optimal conditions for increasing more light output of rare gas fluorescent lamp should be discussed as soon as possible. 논문을 마치고 '감사의 글'을 접하고 보니 지난 대학원 생활이 주마등처럼 떠 오릅니다. 직장생활과 학업을 병행하기가 쉽지 않았고, 직장과 살고 있는 경남 창원에서 부산의 학교까지 왕래하기가 가깝지 않은 거리였지만, 입학 전부터 각 오하고 시작하였기에 여기까지 올 수 있었던 것 같습니다. 2년간 평탄치 않은 세월 이였지만, 두 마리의 토끼를 놓치지 않으려고 발버둥 쳤던 제 모습에 지지 와 격려를 아끼지 않으셨던 분들께 감사의 마음을 전해 드립니다.

우선 대학원과정을 모르는 저를 2년간 처음부터 끝까지 포기하지 않게 하여 주시고 이끌어 주신 우경일 지도교수님께 너무나 큰 감사를 드리며, 더불어 전 기공학뿐 아니라 사회생활, 인생에 대한 충고 등 여러모로 제 대학원 생활에 멘 토가 되어주신 박한석 교수님께도 감사를 드립니다.

그리고 제가 진학을 할 수 있게 도와주시고 인생의 조언 등을 아끼지 않으셨 던 문상필 교수님과 저의 부족한 학문에 아낌없는 격려와 응원을 해주신 전기공 학과 모든 교수님들께 이 글을 바칩니다.

오늘이 있기까지 저를 낳으시고 기르시고 제가 늘 잘되기만을 염원하시는 아버지 전영국님, 어머니 조숙자님께 건강을 빌면서 머리 숙여 감사드립니다.

아울러 말없이 후원과 따뜻한 격려 그리고 많은 성원을 보내 쥰 여동생 전정 화, 매제 정진우, 나의 영원한 귀여운 첫 조카 정재희 에게 고마움을 전하며, 내 가 힘들 때 옆에서 위로해준 외사촌 조재용을 비롯한 여러 친지 분들에게 따뜻 한 감사와 기쁨을 나누고 싶습니다.

나의 영원한 친구들인 길해석, 김상근, 김성진, 김태훈, 윤여정 에게도 항상 도와줘서 고맙고, 나의 수발 역할을 해준 동생들 서혜찬, 이성대 에게도 감사를 표합니다.

마지막으로 미처 언급하지 못한 도움을 주신 많은 분들의 기대에 어긋나지 않 도록 보다 가치 있고 의미 있는 새로운 결실을 위하여 더욱 정진할 것을 약속드 리겠습니다. 감사합니다.

> 2017 년 12 월 전 정 택

71