

위상 천이 소프트 스위칭 PWM DC-DC 컨버터를 이용한 방전등 구동용 직류 전원장치

(DC Power Supply Driving Discharge Lamp Using PWM DC-DC Converter of Single-Phase Shift Soft Switching)

정상화 · 이현우* · 권순걸 · 서기영

(Sang-Hwa Jung · Hyun-Woo Lee · Soon-Kurl Kwon · Ki-Young Suh)

요 약

일반적으로 자외선(UV)을 발생하기 위한 방전등 구동용 직류 전원장치는 하드 스위칭 모드로 동작되어지는 고주파 스위칭 DC-DC 컨버터가 사용되고 있다. 구체적으로 전원장치는 전자 노이즈 장해에 의한 전자 회로의 오동작이나 각 구성 소자의 발열의 문제 등이 시스템의 신뢰성을 저하시키는 원인이 되고 있다. 그러므로 본 논문에서는 소프트 스위칭 회로 기술을 사용한 고주파 링크 DC-DC 컨버터로서 먼저 구체적으로 1차측 위상 천이 PWM DC-DC 컨버터와 제안한 2차측 위상 천이 PWM DC-DC 컨버터를 조합하여 방전등 구동용 직류 전원장치를 제안하였다. 제안하는 방전등 구동용 직류 전원장치는 시뮬레이션과 실험을 통하여 그 타당성을 서술하였다.

Abstract

Generally, high frequency switching DC-DC converter that DC power supply for discharge lamp drive to generate ultraviolet rays(UV) is acted by hard switching mode is used. Therefore, in this paper, wish to mix first existent first-side status phase shift PWM DC-DC converter and proposing secondary-side status phase shift PWM DC-DC converter by high frequency link DC-DC converter that use soft switching circuit technology and develop DC power supply for discharge lamp drive. DC power supply driving Discharge lamp proposed describe validity through simulation and an experiment.

Key Words : phase shift PWM DC-DC converter, high frequency link DC-DC converter

1. 서 론

고주파 스위칭 DC-DC 전력 변환 회로 시스템 기술은 MOSFET, IGBT, SIT등의 파워 반도체 디바이스의 고속화대 용량 화저 손실화를 비롯하여 전력 변환 회로 시스템을 구성한 시스템 제어 기술, 주변 회로 기술 분야 등에 현저한 발전을 이루고 있다. 그

* 주저자 : 경남대학교 전자전기공학부 교수
Tel : 055-249-2635, Fax : 055-248-2228
E-mail : lhwoo@kyungnam.ac.kr
접수일자 : 2005년 8월 24일
1차심사 : 2005년 9월 2일
심사완료 : 2005년 9월 28일

응용분야도 일반 산업체는 물론 정보 통신, 의료, 우주, 철도자동차 및 가전과 같은 일상 생활분야에 까지 이르고 있다[1][2]. 최근에 고주파 스위칭 DC-DC 전력변환 장치의 소형 경량화고역률화 및 고성능화에 대하여 많은 연구가 이루어지고 있다[3]. 특히 파워 반도체 디바이스의 스위칭 손실과 그 스위칭에 발생한 전자노이즈(EMI/RFI)는 스위칭 주파수에 비례해서 증가하기 때문에 스위칭 주파수의 고주파화에는 실용상의 한계를 나타내고 있다[4]. 이와 같은 문제를 효과적으로 해결하기 위해서 스위칭시의 dv/dt 나 di/dt 를 억제하는 소프트 스위칭 전력 변환 회로가 사용되어지고 있다. 고주파 스위칭 모드 DC-DC 전력 변환 장치에 사용된 소프트 스위칭 회로는 액티브 공진 보조 스너버 회로 방식이나 ZVZCS (Zero-Voltage & Zero-Current-Switching) 방식, 가포화 원자료를 이용한 방식 등으로 나누어질 수 있다[5][6]. 특히 일반적으로 자외선(UV)을 발생하기 위한 방전등 구동용 직류 전원으로서 하드 스위칭 모드로 동작되어지는 고주파 스위칭 DC-DC 컨버터가 사용되고 있지만, 전자 노이즈 장해에 의한 전자 회로의 오동작이나 각 구성 소자의 발열의 문제 등이 시스템의 신뢰성을 저하시키는 원인이 되고 있다[7]. 이러한 문제를 해결하기 위해 본 논문에서는 기존의 1차측 위상 천이 PWM DC-DC 컨버터와 제안한 2차측 위상 천이 PWM DC-DC 컨버터를 조합하여 방전등 구동용 직류 전원장치를 제안하고, 그 특성을 서술하고자 한다.

2. 제안한 2차측 위상 천이 PWM 소프트 스위칭 DC-DC 컨버터

2.1 기존의 1차측 위상 천이 PWM DC-DC 컨버터

그림 1은 기존의 1차측 위상 천이 PWM DC-DC 컨버터의 회로 구성을 나타낸 것이다. 그림 1의 회로는 일반적으로 파워 반도체 스위치로 풀-브리지 형태의 DC-DC 컨버터에 로스레스 스너버 커패시터($C_1 \sim C_4$)를 병렬로 접속하므로 구조가 간단하다. 그림 1에서 알 수 있듯이 상용 교류전원을 정류평활하

여 얻을 수 있는 직류 전압은 풀-브리지 형태의 인버터 회로에 의하여 고주파 교류전압 로 변환된다. 이 인버터 회로는 역병렬 다이오드($D_1 \sim D_4$)를 내장한 IGBT 스위치($S_1 \sim S_4$)와 ZVS 동작을 실현하기 위한 로스레스 스너버 커패시터가 병렬로 접속되어 있다. 이 1차측 인버터 회로로부터 출력된 고주파 교류전압은 중간 탭형 고주파 트랜스 Tr에 의하여 절연되고, 트랜스 2차측의 정류 회로에 의하여 정류된다. 그 정류 회로로부터 출력된 전압 즉, 정류기 전압은 초크 입력형태의 LC 필터(L_0, C_0)에 의하여 평활되고, 직류 전압원으로서 부하에 접속된다.

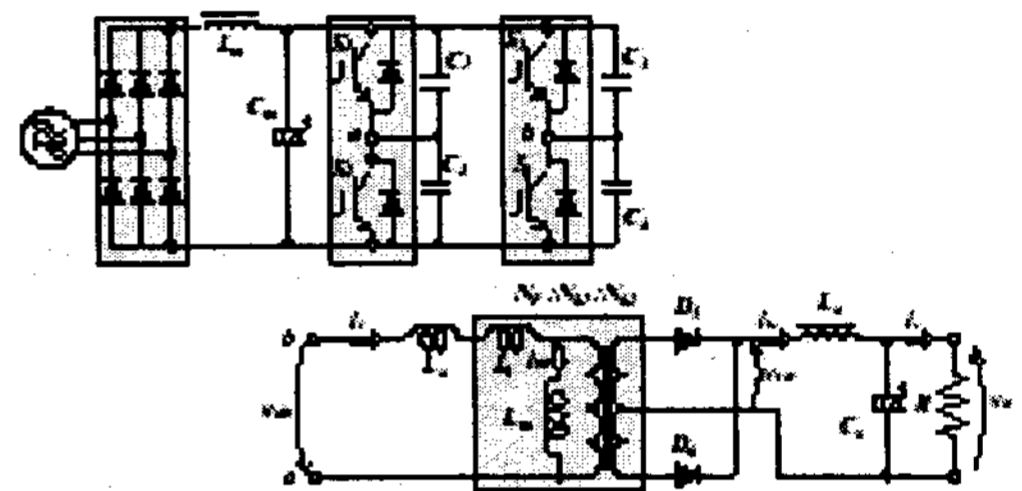


그림 1. 기존의 1차측 위상 천이 PWM DC-DC 컨버터
Fig. 1. Primary-side phase-shifted PWM DC-DC converter of conventional

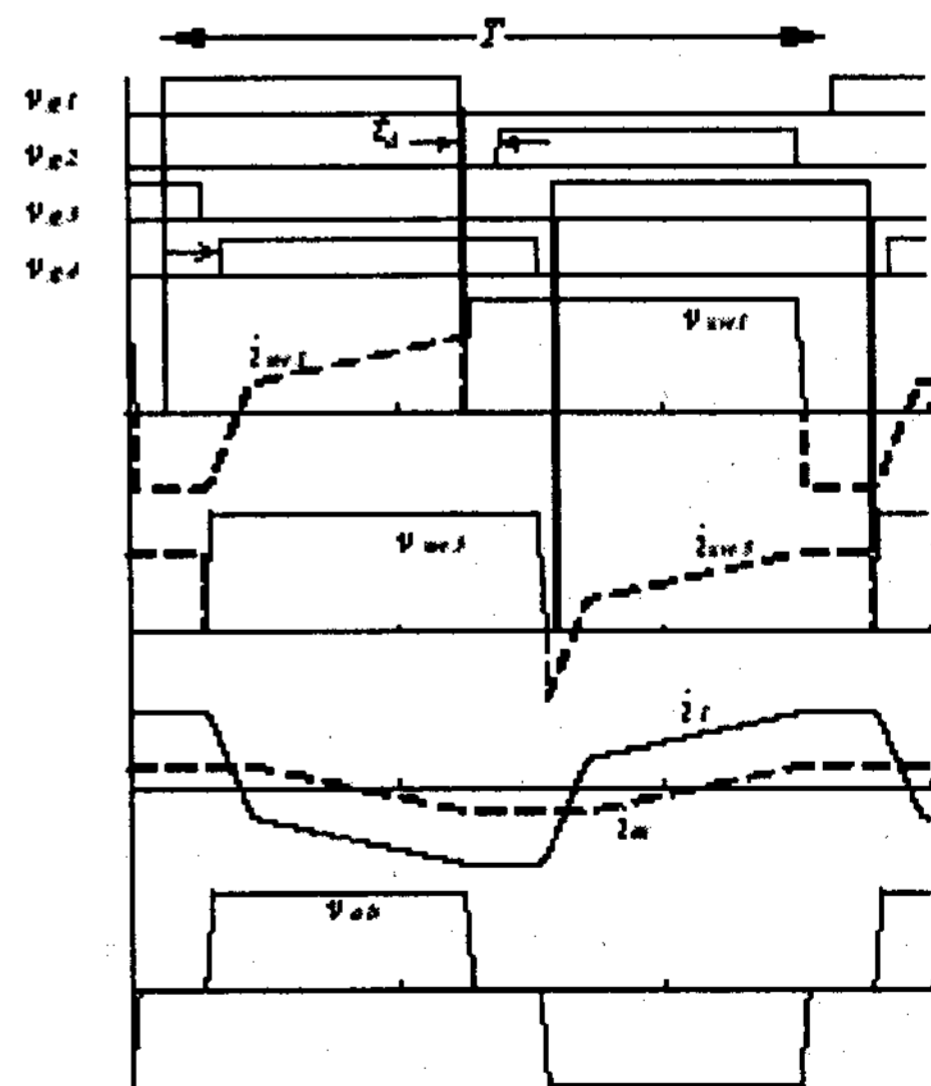


그림 2. 기존의 1차측 위상 천이 PWM DC-DC 컨버터의 동작 파형
Fig. 2. Operation waveform of primary-side phase-shifted PWM DC-DC converter of conventional

그림 2는 그림 1의 동작 파형을 나타낸 것이다. 그림 2에서 알 수 있듯이 각 반도체 스위치에 주는 게이트 신호의 듀티율(duty cycle)은 50[%]으로 일정하며, 왼쪽 암(S_1, S_2)의 게이트 신호(v_{g1}, v_{g2})와 위암(S_3, S_4)의 게이트 신호(v_{g3}, v_{g4})의 위상을 조절하여 출력 전압을 제어한다. 기존의 회로는 스위칭시에 트랜스의 1차측에 흐르는 전류에 의해서 로스레스커패시터를 충전시킨다. 그리고 턴-오프시에는 영전압 스위칭(ZVS)을 실현하며, 턴-온에는 ZVS이면서 영전류 스위칭(ZCS)을 실현한다. 따라서 스위칭시에 로스레스 커패시터에 흐르는 전류나 부하 전류가 작은 때에는 전하의 충전이 충분히 이루어지지 않기 때문에 소프트 스위칭 영역에 한계가 있다.

2.2 제안한 2차측 위상 천이 PWM DC-DC 컨버터

그림 3은 제안한 2차측 위상 천이 PWM DC-DC 컨버터를 나타낸 것이다. 제안한 회로는 트랜스 1차측의 인버터 회로에 의해서 듀티율(duty cycle) 50[%]의 방형파(方形波)출력 동작시키고, 2차측 정류 다이오드에 직렬로 접속된 파워 반도체 스위치(S_5, S_6)의 게이트 신호만을 조절하여 출력 전력을 제어한다.

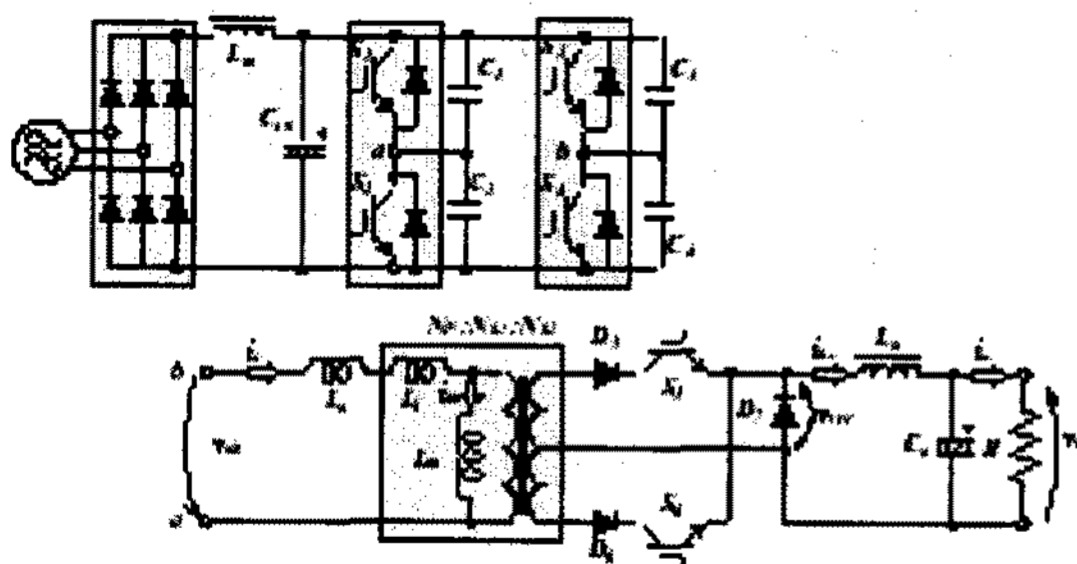


그림 3. 제안한 2차측 위상 천이 PWM DC-DC 컨버터
Fig. 3. Secondary-side phase-shifted PWM DC-DC converter of proposed

그림 4는 제안한 2차측 위상 천이 PWM DC-DC 컨버터의 동작 파형을 나타낸 것이다. 그림 4에서 알 수 있듯이 어느 일정 동작 주파수와 50[%]의 듀티율

로 고정된 1차측 게이트 신호($v_{g1} \sim v_{g4}$)에 대하여 동일한 조건에서 고정된 2차측 게이트 신호(v_{g5}, v_{g6})의 위상을 지상(leging)함으로서 1차에서 2차측으로 전해지는 전력을 제어할 수 있다. 이것은 기존 회로와 완전히 동일한 위상 천이 PWM 제어이기 때문에 복잡한 제어 회로를 추가할 필요가 없다. 제안한 회로의 1차측 반도체 스위치의 스위칭 동작은 기존의 위상 천이 PWM DC-DC 컨버터의 경우와 마찬가지로 턴-온시에 ZVS로, 턴-오프 때로는 ZVS이면서 ZCS를 실현한다. 그리고 2차측 스위치 전류는 턴-온 때에 0으로부터 경사를 가지면서 증가하고, ZCS가 실현된다. 또 2차측 스위치의 턴-오프는 전압, 전류가 존재하지 않는 휴지기간이 있으며, ZCS와 ZVS가 동시에 실현된다. 이 휴지기간에 출력 인덕터의 전류는 환류 다이오드에 흐르며, 이것에 따라 트랜스나 1차측 회로에 흐르는 순환 전류도 저감된다. 고주파 트랜스의 여자 인덕턴스는 공진 폴(pole)회로와 동일한 특성을 가지며, 이 여자 전류에 의해 넓은 범위에서의 소프트 스위칭 동작을 실현할 수 있다.

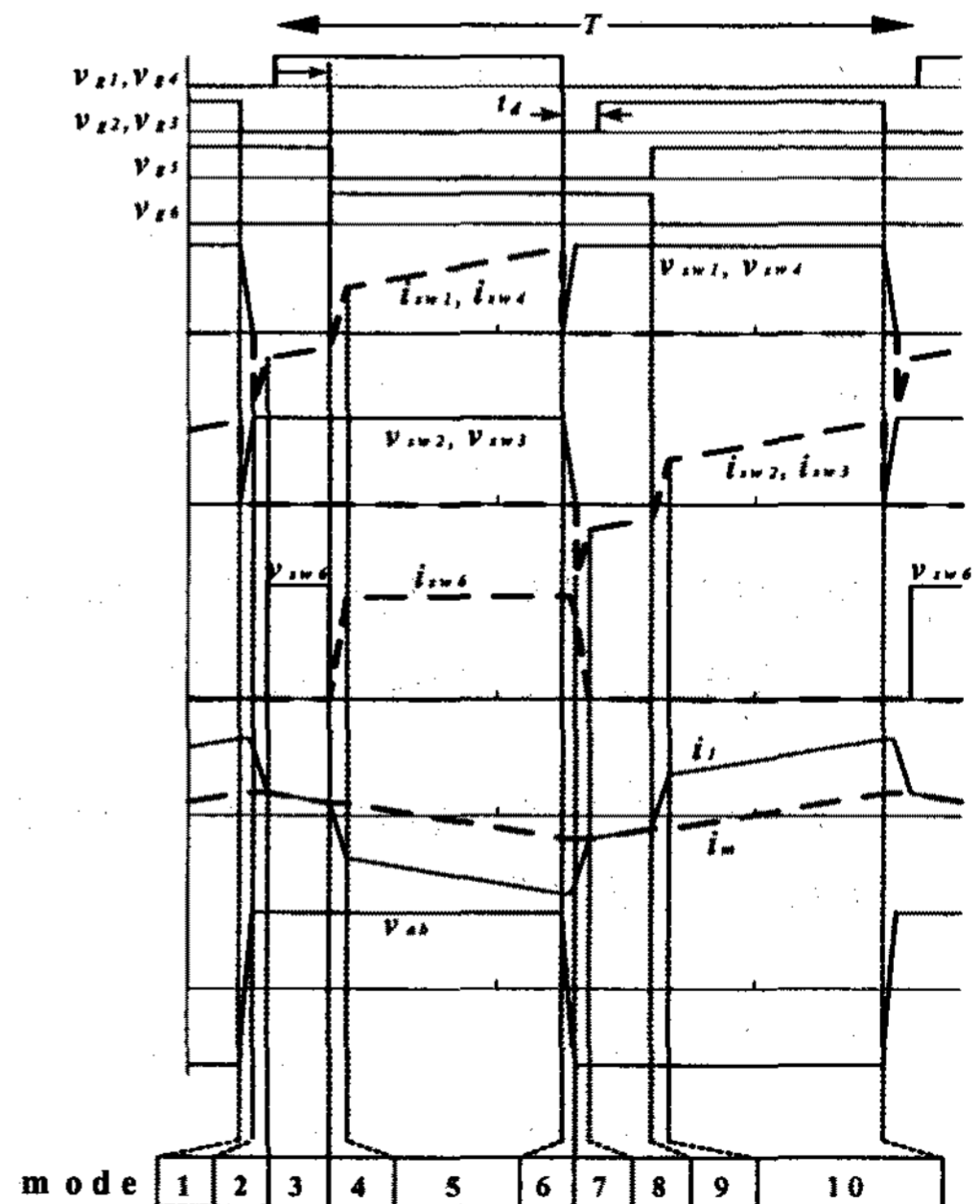


그림 4. 제안한 2차측 위상 천이 PWM DC-DC 컨버터의 동작 파형
Fig. 4. Operation waveform of secondary-side phase-shifted PWM DC-DC converter of proposed

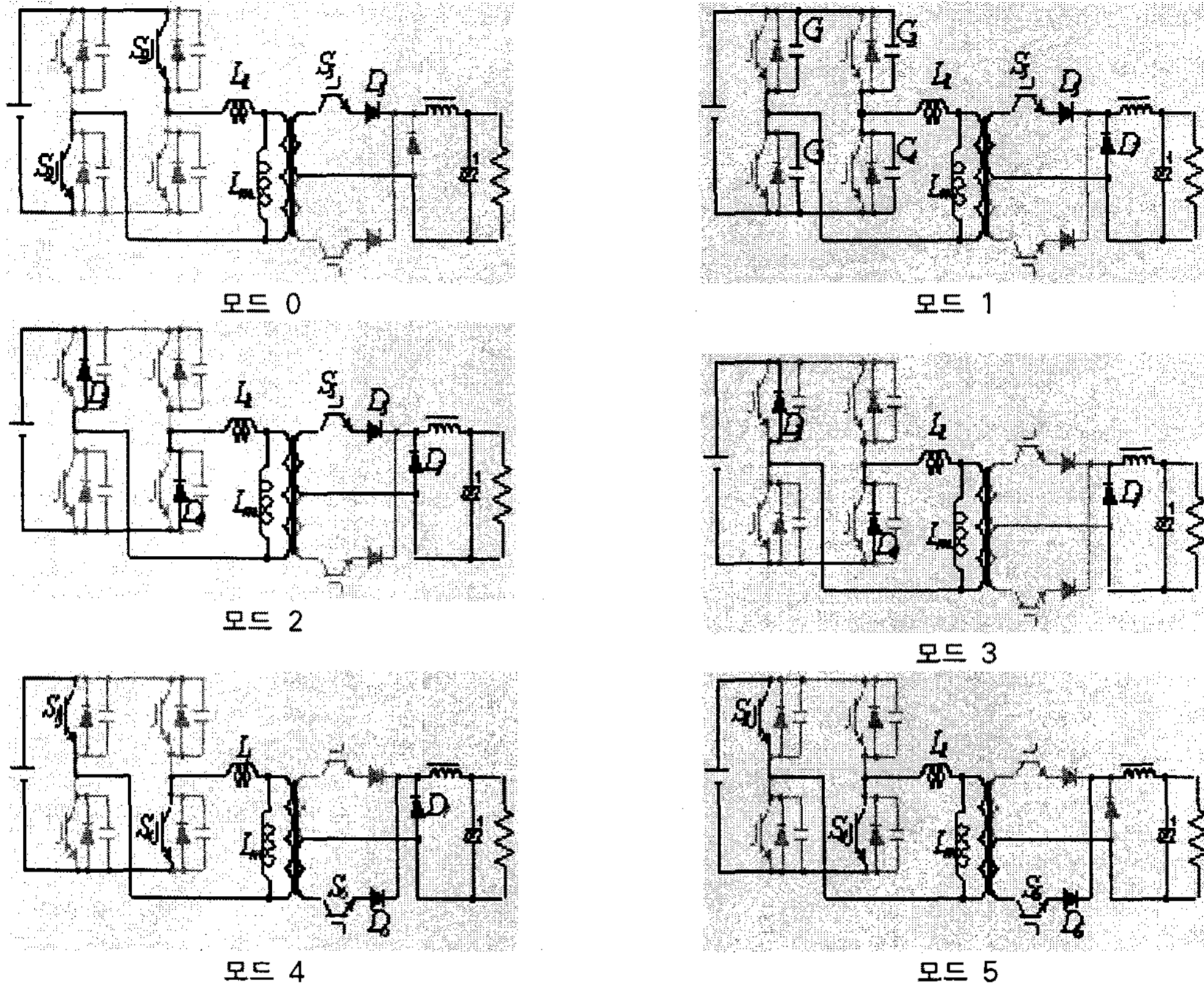


그림 5. 제안한 2차측 위상 천이 PWM DC-DC 컨버터의 동작 모드
 Fig. 5. Operation mode of secondary-side phase-shifted PWM DC-DC converter of proposed

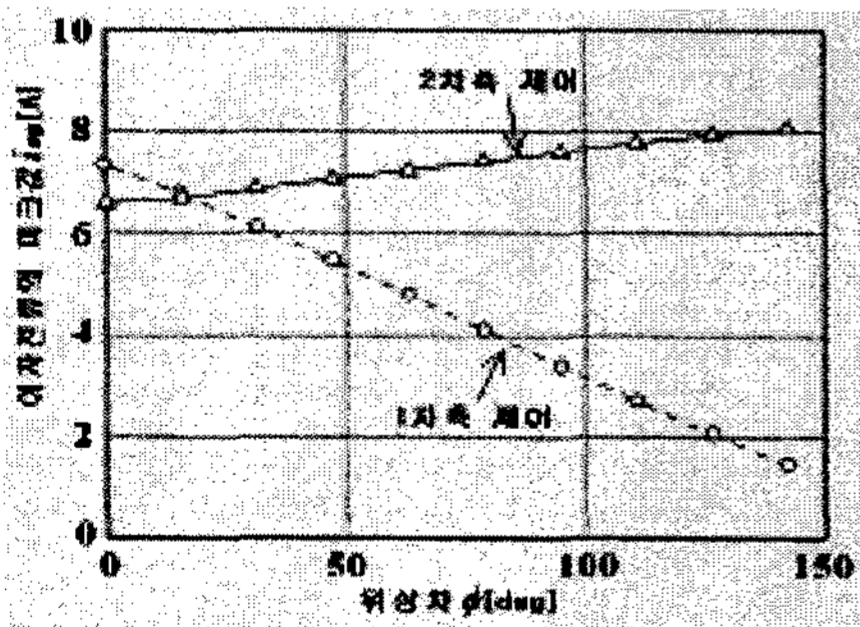


그림 6. 위상차에 대한 여자 전류의 피크값 특성
 Fig. 6. Peak-value characteristic of excitation current for phase-difference

그림 5는 각 모드에 있어서 등가 회로와 동작상태를 나타낸 것이다. 그림 6은 위상차를 변화시킬 때의 트랜스 여자 전류의 피크값 특성을 나타낸 것이다. 그림 6에서 1차측 제어 회로의 위상차를 크게 하면 인버터 출력 방형파 전압의 듀티율(duty cycle)이 감

소되기 때문에 여자 전류의 피크값도 감소된다. 따라서 여자 인덕턴스에 의한 소프트 스위칭 영역의 확대효과에는 그다지 기대할 수 없다.

이에 비해 2차측 제어 회로의 경우에는 인버터 출력 전압의 듀티율(duty cycle)은 위상차에 관계되지 않고 언제나 50[%]으로 일정하기 되기 때문에 그림 6에 나타냈던 것처럼 여자 전류의 피크값도 거의 일정으로 된다. 이것은 제안한 회로가 소프트 스위칭 동작의 실현이 곤란한 저 출력 전류에 있어도 가능한 것을 나타내고 있다.

3. 시뮬레이션 및 실험결과 고찰

표 1은 실험과 시뮬레이션에 사용된 회로정수를 나타낸 것이다. 그림 7은 위상차 시간 t_d 가 5[ms]일 때의 각 부분 파형을 나타내고 있다. 그림 7에서 알 수 있듯이 제안한 2차측 위상 천이 PWM DC-DC

위상 천이 소프트 스위칭 PWM DC-DC 컨버터를 이용한 방전등 구동용 직류 전원장치

컨버터는 1차측 풀-브리지 인버터 회로로 구성된 4개의 반도체 스위치가 대각의 위치로 동일한 게이트 신호가 부여되어 동작되어지며, 스위치(S₂-S₃)의 전압과 전류 파형은 스위치(S₁-S₄)의 전압과 전류 파형의 위상을 180°천이(遷移)한 것과 일치한다. 그리고 제안한 회로의 위상차를 크게 할수록 2차측 정류기 전압(v_{rec})의 펄스 폭이 좁아지며, 직류 전원으로부터 부하측에 전해지는 전압이 작아지는 것을 알 수 있다.

표 1. 시뮬레이션과 실험에 사용된 회로 정수
Table 1. Circuit parameters used in simulation and experiment

직류전원전압(E)	280[V]	
부하저항(R)	3[Ω]	
정격출력전력(P_{out})	2[kW]	
스위칭 주파수(f_s)	40[kHz]	
고주파 트랜스(T_r)	권수비	10 : 4 : 4 ($N_1 : N_2 : N_3$)
	여자 인덕턴스(L_m)	179.1[μH]
	누설 인덕턴스(L_l)	4.2[μH]
무손실 커패시터($C_1 \sim C_4$)	18[μF]	
초크 코일의 인덕턴스(L_o)	345[μH]	
평활 커패시터(C_o)	100[μF]	
환류 다이오드(D_6, D_7)	USR120PP6A	
스위치 소자($S_1 \sim S_6$)	IGBT(CM50DY-12H) ($V_{CES} = 600[V], I_C = 50[A]$)	

그림 8은 위상차에 대한 출력 전력 특성을 나타낸 것이다. 그림 8에서 알 수 있듯이 스위칭 시의 전압은 전 영역에서 ZVS 동작이 실현되며, 1차측 위상 천이 PWM 제어 방식에 있어서 출력 전력 특성과 거의 동일한 특성을 나타내고 있으며, 2차측 위상 천이 PWM DC-DC 컨버터가 1차측 위상 천이 PWM DC-DC 컨버터와 같이 위상차를 조절하여 출력 전력을 연속적으로 제어하는 것이 가능하다는 것을 알 수 있다.

본 논문에서 제안한 컨버터로는 직류 전원으로부터 부하측에 전력이 전해지는 기간(모드 5, 모드 10)을 제외한 대부분의 모드가 환류 다이오드 D₇을 도통하며, 출력 인덕터 전류 i_{Lo}도 주로 환류 다이오드를 통하여 순환한다. 1차측 위상 천이 PWM 제어 방식에 있어서 순환 전류는 출력 인덕터 L₀로부터 정

류 다이오드, 트랜스 코일, 1차측 반도체 스위치를 포함한 루프로 순환하지만, 제안한 2차측 제어 회로는 출력 인덕터 L₀로부터 환류 다이오드 D₇만을 흐르기 때문에 1차측 인버터 회로나 트랜스 코일에 발생하는 도통 손실이 저감된다.

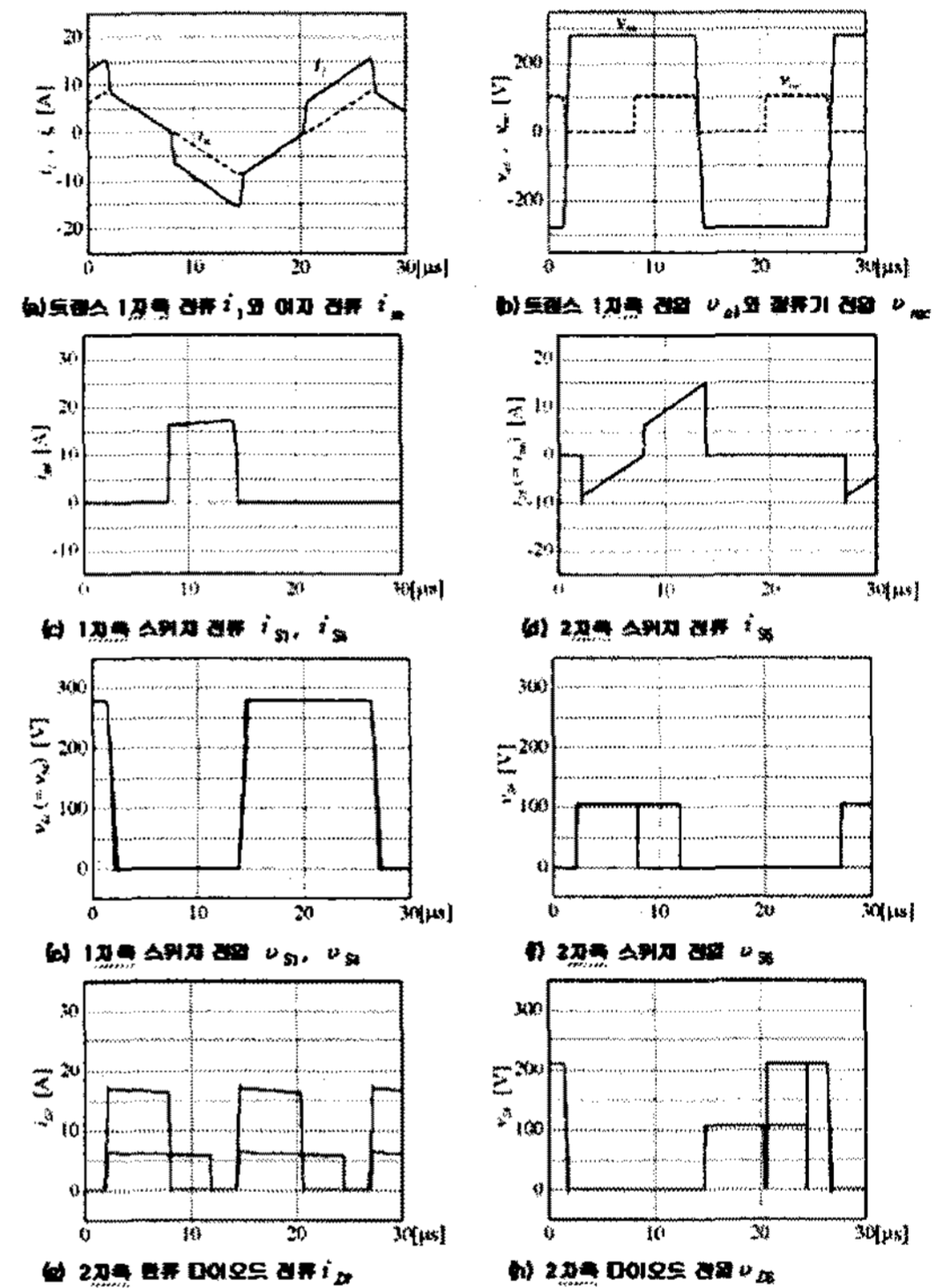


그림 7. t_f=5(ms)때의 각 부 동작 파형(P_{out}=832(W))
Fig. 7. The each part operation waveform of t_f=5(ms)(P_{out}=832(W))

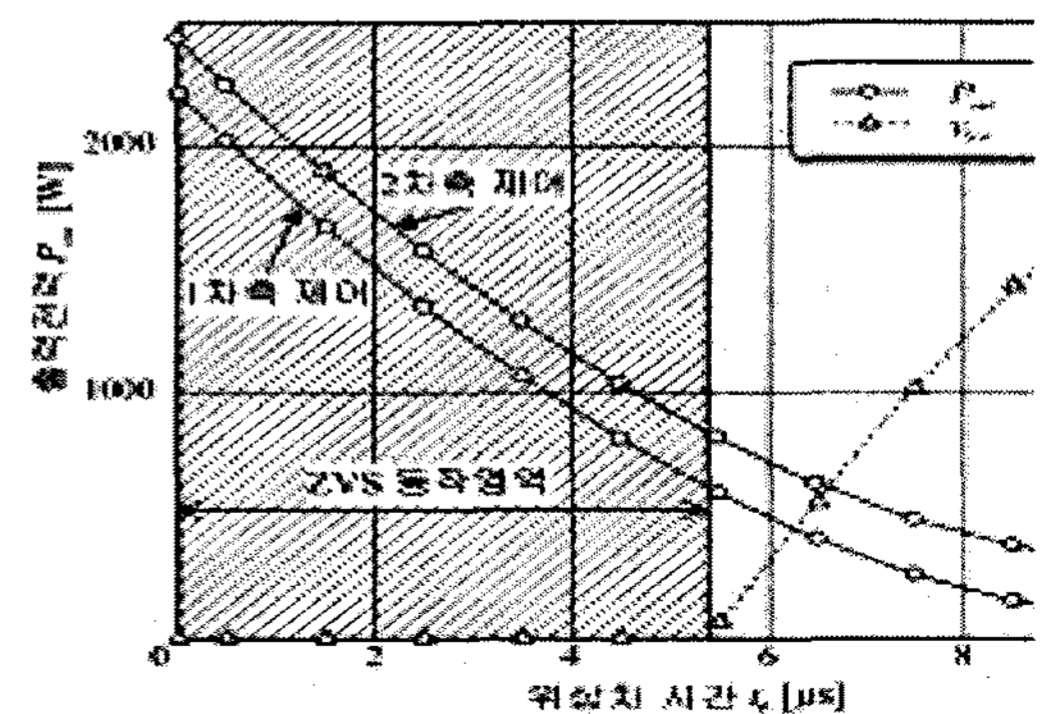


그림 8. 위상차에 대한 출력 전력 특성과 ZVS 동작 영역
Fig. 8. Output Power characteristic and ZVS operation extend for phase difference

특히 위상차와 부하 전류가 모두 큰 경우에는 1차측 제어 회로에서 생기는 순환 전류가 현저하게 증대하기 때문에 제안한 2차측 제어 회로에 있어서 순환 전류의 저감효과가 더욱더 강조되어진다.

그림 9는 위상차 시간 t_r 을 5[ms]로 할 때의 각 부분 실험 파형을 나타낸 것이다. 특히 그림 9(b)의 트랜스 1차측 전압 v_{ab} 는 위상차에 관계없이 거의 일정한 방형파가 존재하며, 2차측 반도체 스위치의 컨트롤에 의하여 정류기 전압 v_{rec} 의 펄스폭이 조절되어 출력 전력이 제어된다.

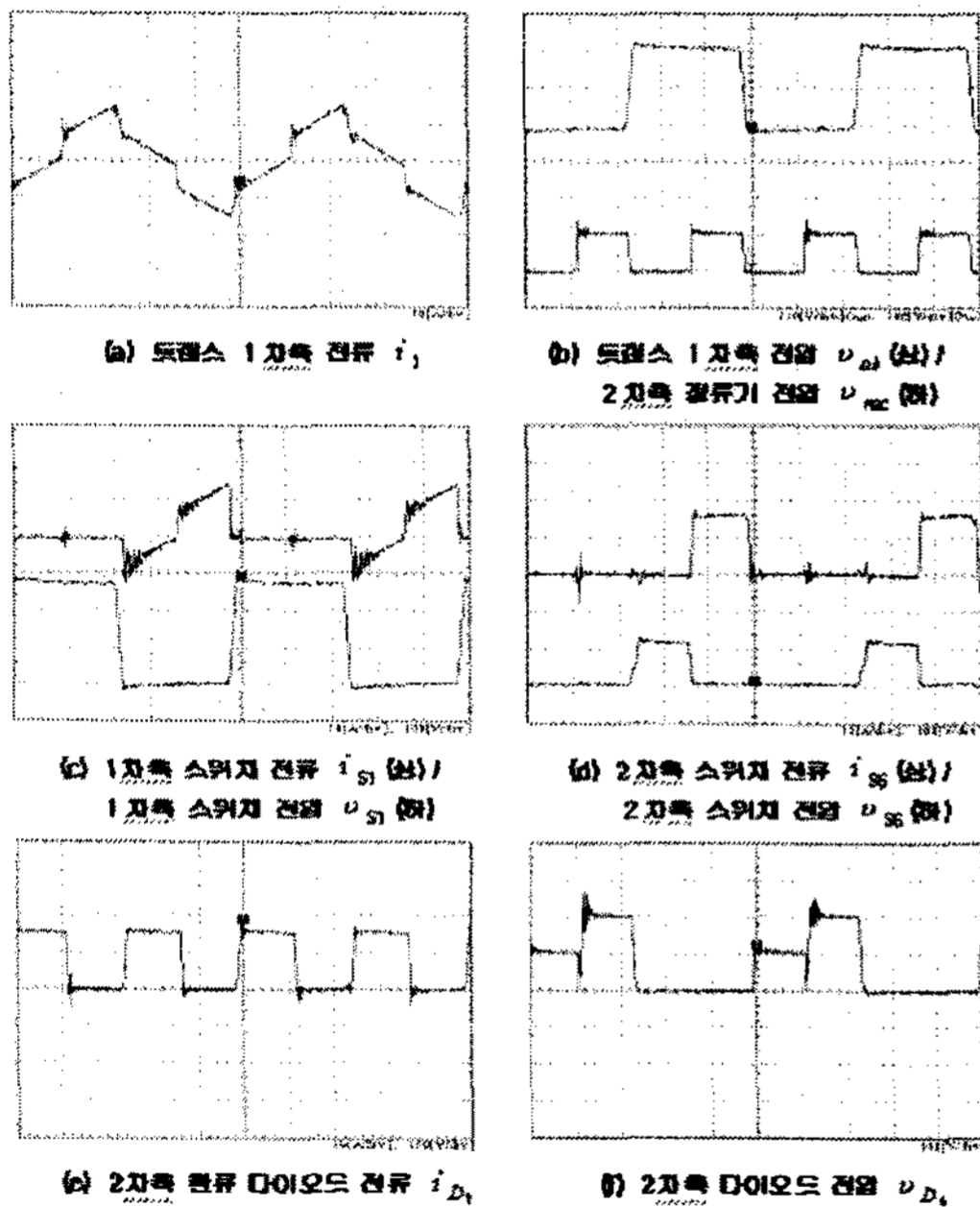


그림 9. $t_r=5$ [ms]때의 각 부 동작 파형 ($P_{out}=738$ [W])
 Fig. 9. The each part operation waveform of $t_r=5$ [ms] ($P_{out}=738$ [W])

또한 제안한 컨버터의 ZVS 동작시의 dv/dt 가 1차측 위상 천이 PWM 제어 방식의 경우보다 작게 되는 것을 확인할 수 있다. 그리고 2차측 정류 다이오드와 2차측 스위치에 나타나는 서지 전압은 1차측 위상 천이 PWM 제어 회로의 경우와 같이 서지 클램프 회로를 추가하여 효과적으로 저감하였다.

그림 10은 위상차를 변화시킬 때의 출력 전력 특성과 효율 특성을 나타낸 것이다. 그림 10에서 알 수 있듯이 제안한 AC-DC 변환기 효율이 정격 출력시

에 약 92[%]가 되어 1차측 위상 천이 PWM 제어 방식($\eta=93.3$ [%])보다 조금 뒤떨어지지만 비교적 높은 효율을 얻을 수 있다.

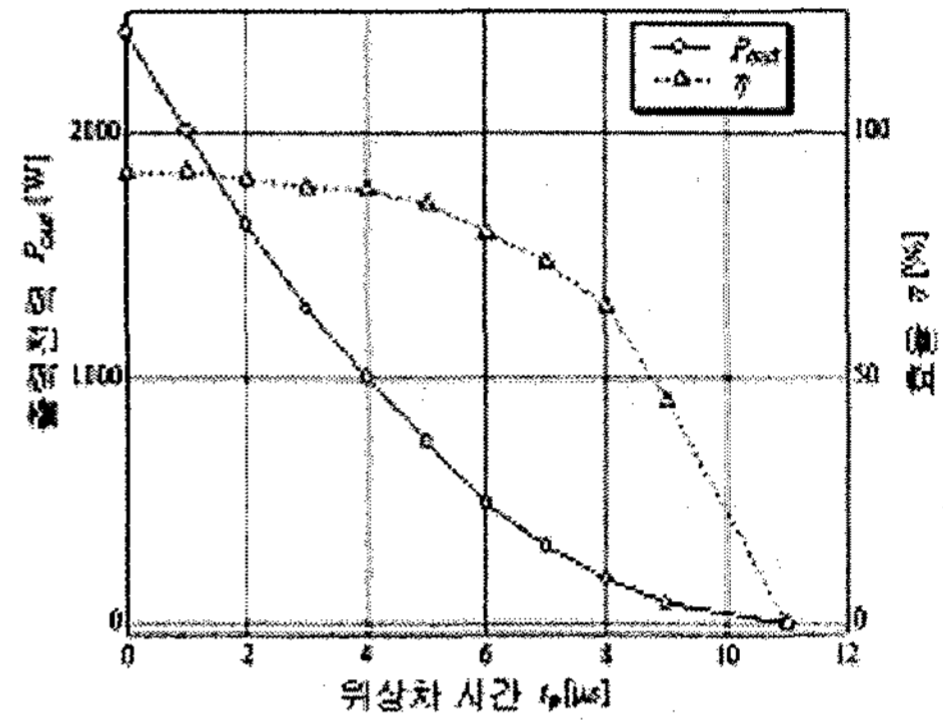


그림 10. 위상차에 대한 출력 전력 특성과 효율 특성
 Fig. 10. Output Power characteristic and efficiency characteristic for phase difference

4. 결 론

본 논문에서 제안한 2차측 위상 천이 PWM DC-DC 컨버터를 이용한 방전등 구동용 직류 전원 장치는 시뮬레이션과 실험을 통하여 1차측 위상 천이 PWM 소프트 스위칭 DC-DC 컨버터의 전자 노이즈 장해에 의한 전자 회로의 오동작이나 각 구성 소자의 발열의 문제 등이 시스템의 신뢰성을 저하시키는 원인에 대하여 서술하였으며, 그 해결방법으로서 본 논문에서는 2[kW]/40[kHz] 소프트 스위칭 DC-DC 컨버터를 제작하여 정격 출력 시에 90[%] 이상 높은 전력 변환 효율을 얻을 수 있었다. 그리고 제안한 회로의 스위칭 시의 전압은 전 영역에서 ZVS 동작이 실현되어지며, 1차측 위상 천이 PWM 제어 방식이 출력 전력 특성을 비교해 보면 거의 동일한 특성을 나타내었다. 또한 2차측 위상 천이 PWM DC-DC 컨버터가 1차측 위상 천이 PWM DC-DC 컨버터와 같이 위상차를 조절하여 출력 전력을 연속적으로 제어하는 것이 가능하다는 것을 확인할 수 있었으며, 제안한 컨버터의 ZVS 동작시의 dv/dt 가 1차측 위상 천이 PWM 제어 방식의 경우보다 작게 되는 것을 확인할 수 있다. 마지막으로 2차

위상 천이 소프트 스위칭 PWM DC-DC 컨버터를 이용한 방전등 구동용 직류 전원장치

측 정류 다이오드와 2차측 스위치에 나타나는 서지 전압은 1차측 위상 천이 PWM 제어 회로의 경우와 같이 서지 클램프 회로를 부가하여 효과적으로 저감되었다.

이 논문은 산업자원부에서 시행하는 전력산업 인프
라구축 지원사업으로 수행된 논문입니다.

References

- [1] 浜田 聡, ゼ로電壓ソフトスイッチングPWMDC-DC電力變換装置とその應用に関する研究, 山口大學大學院博士論文, 1997.
- [2] 道平 雅一, 新しいゼロトランジションPWMDC-DCコンバタとその應用に関する研究, 神戸大學大學院修士論文, 1995.
- [3] 森本 猛, 高周波トランス勵磁インダクタンスとアクティブ同期整流スイッチによるソフトスイッチング位相シフト PWM制御DC-DCコンバタに関する研究, 山口大學工學部卒業論文, 1999.
- [4] 原田, 石原, 戸高, 2次側スイッチを有するゼロ電壓スイッチング PWM ハフブリッジコンバタ, 電氣情報通信學會論文誌, Vol. J80-B-I, No.11, 1997.
- [5] K. Harada, Y. Ishihara, T. Todaka, A Novel ZVS-PWM Half-Bridge Converter, Proc. of IEEE INTELEC, 1994.
- [6] J. G. Cho, J. A. Sabate, G. Hua, F. C. Lee, Zero-Voltage and Zero-Current-Switching Full-Bridge PWM Converter for High-Power Applications, IEEE Trans. on Power

Electronics, Vol. 11, No. 4, 1996.

- [7] J. G. Cho, C. Y. Jeong, F. C. Lee, Zero-Voltage and Zero-Current-Switching Full-Bridge PWM Converter Using Secondary Active Clamp, IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 13, No. 4, 1998.

◆ 저자소개 ◆

정상화 (鄭相和)

1962년 11월 30일생. 1990년 부경대 전기공학과 졸업. 1995년 경남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2002년 동 대학원 전기공학과 박사수료.

이현우 (李鉉雨)

1953년 4월 28일생. 1979년 동아대 전기공학과 졸업. 1984년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1992년 동아대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현 경남대 전기전자공학부 교수.

권순걸 (權純杰)

1951년 10월 19일생. 1973년 영남대 전기공학과 졸업. 1980년 부산대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1990년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현 경남대 전기전자공학부 교수.

서기영 (徐基永)

1942년 4월 18일생. 1965년 한양대 전기공학과 졸업. 1980년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현 경남대 전기전자공학부 교수.