



저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 [이용허락규약\(Legal Code\)](#)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

[Disclaimer](#)

工學碩士學位論文

보조 ZVS PWM 제어에 의한
고주파 인버터에 관한 연구



2020年 2月

釜慶大學校 産業大學院

電氣工學科

文彰顯

工學碩士學位論文

보조 ZVS PWM 제어에 의한
고주파 인버터에 관한 연구

指導教授 朴 瀚 錫

이 論文을 工學碩士 學位論文으로 提出함.

2020年 2月

釜慶大學校 産業大學院

電氣工學科

文 彰 顯

이 論文을 文彰顥의 工學碩士
學位 論文으로 認准함

2020年 2月

主審 工學博士 禹 炘 一 (印)

委員 工學博士 文 相 弼 (印)

委員 工學博士 朴 瀚 錫 (印)

目 次

目 次	i
表 目 次	ii
그 립 目 次	ii
국문요약	v
제 I 장 서 론	1
제 II 장 SEPP ZVS PWM 고주파 인버터의 특성 해석	3
2.1 회로 구성 및 동작 원리	3
2.2 시뮬레이션 및 실험 결과 및 검토	12
제 III 장 제안한 보조 ZVS PWM 제어에 의한 고주파 인버터의 특성	19
3.1 회로 구성 및 동작 원리	19
3.2 시뮬레이션 및 실험 결과 및 검토	40
3.3 각종 특성 해석	47
3.4 기존의 SEPP 고주파 인버터와 제안한 보조 ZVS PWM 제어를 이용한 고주파 인버터의 특성 비교	52
제 IV 장 결 론	56
참 고 문 헌	58
ABSTRACT	60

표 목 차

표 1	SEPP ZVS 인버터에 사용된 회로정수	12
표 2	보조 ZVS PWM 제어를 이용한 고주파 인버터의 시뮬레이션 회로정수 ..	22
표 3	보조 ZVS PWM 제어를 이용한 고주파 인버터에 사용된 회로정수 ..	42
표 4	실험에 사용한 회로 소자	42
표 5	기존 SEPP방식과 제안한 보조 ZVS PWM 제어 방식의 비교	54

그림 목 차

그림 2.1	전압형 SEPP ZVS 고주파 인버터	4
그림 2.2	비대칭 PWM 게이트 펄스 패턴	5
그림 2.3	전압형 SEPP ZVS 인버터의 정상동작천이	7
그림 2.4	턴-온시 Q_1 스위칭 파형	9
그림 2.5	정격시($D=0.5$)의 게이트 신호에 대한 각 부 파형	10
그림 2.6	하드 스위칭시($D=0.25$)의 게이트 신호에 대한 각부 파형	11
그림 2.7	스위치 Q_1 의 전압과 전류($D=0.5$)	13
그림 2.8	스위치 Q_1 의 전압과 전류($D=0.25$)	13
그림 2.9	스위치 Q_2 의 전압과 전류($D=0.5$)	14
그림 2.10	스위치 Q_2 의 전압과 전류($D=0.25$)	14
그림 2.11	부하 R_2 의 전압과 전류($D=0.5$)	15
그림 2.12	부하 R_2 의 전압과 전류($D=0.25$)	15
그림 2.13	스위치 Q_1 턴-온시의 무손실 스너버 동작	16
그림 2.14	시비율과 공진초기전류의 관계	17

그림 2.15 SEPP 고주파 인버터의 입력전력 특성	17
그림 2.16 SEPP 고주파 인버터의 효율 특성	18
그림 3.1 보조 ZVS PWM 제어에 의한 고주파 인버터	19
그림 3.2 새로운 방식의 PWM 게이트 신호	21
그림 3.3 각 모드별 정상동작천이	23
그림 3.4 Pattern A(D_1 도통 기간에 Q_3 의 게이트 신호 OFF)모드 전환	24
그림 3.5 Pattern A(D_1 도통 기간에 Q_3 의 게이트 신호 오프)의 스위칭 파형	25
그림 3.6 Pattern B(S_1 도통 기간에 Q_3 의 게이트 신호 OFF)모드 전환	28
그림 3.7 Pattern B(S_1 도통 기간에 Q_3 의 게이트 신호 오프)의 스위칭 파형	29
그림 3.8 Pattern C(데드 타임 기간에 Q_3 의 게이트 신호 OFF)모드 전환	30
그림 3.9 Pattern C(데드 타임 기간에 Q_3 의 게이트 신호 오프)의 스위칭 파형	31
그림 3.10 Pattern D(D_2 도통 기간에 Q_3 의 게이트 신호 OFF)모드 전환	35
그림 3.11 Pattern D(D_2 도통 기간에 Q_3 의 게이트 신호 오프)의 스위칭 파형	36
그림 3.12 Pattern E(S_2 도통 기간에 Q_3 의 게이트 신호 OFF)모드 전환	37
그림 3.13 Pattern E(S_2 도통 기간에 Q_3 의 게이트 신호 오프)의 스위칭 파형	38
그림 3.14 실험에 사용된 고주파 인버터	41
그림 3.15 스위치 Q_1 의 전압과 전류($D'=0.35$)	43
그림 3.16 스위치 Q_2 의 전압과 전류($D'=0.35$)	43
그림 3.17 스위치 Q_3 의 전압과 전류($D'=0.35$)	44
그림 3.18 부하 R_2 의 전압과 전류($D'=0.35$)	44
그림 3.19 스위치 Q_1 의 전압과 전류($D'=1.0$)	45
그림 3.20 스위치 Q_2 의 전압과 전류($D'=1.0$)	45
그림 3.21 스위치 Q_3 의 전압과 전류($D'=1.0$)	46
그림 3.22 부하 R_2 의 전압과 전류($D'=1.0$)	46
그림 3.23 D 변화시의 특성	48

그림 3.24 D' 변화시의 특성	49
그림 3.25 제안한 고주파 인버터의 입력전력 특성	50
그림 3.26 입력전력의 특성(저출력시)	51
그림 3.27 제안한 고주파 인버터의 효율 특성	52
그림 3.28 입력 전력에 대한 스위치 Q_1, Q_2 의 전류 피크값의 변화	53
그림 3.29 효율 특성의 비교	55



보조 ZVS-PWM 제어에 의한 고주파 인버터에 관한 연구

문 장 호

釜慶大學校 産業大學院 電氣工學科

요 약

본 논문에서는 싱글 엔디드 푸시-풀 고주파 소프트 스위칭 인버터에 액티브 보조 스위치와 제2공진 커패시터를 추가하여 종래와 같은 하드 스위칭 방식이 아닌 소프트 스위칭 PWM 제어가 가능하면서도 주파수 일정 출력 제어가 가능한 새로운 보조 ZVS PWM 제어 고주파 SEPP 인버터를 제안하였으며, 시뮬레이션과 실험을 통하여 결과를 얻었다. 첫째로, 일반적인 전압형 SEPP 고주파 소프트 스위칭 인버터 및 보조 ZVS PWM 제어를 이용한 고주파 인버터를 제안하고 그 작동 원리 및 특징을 서술하였다. 그리고 컴퓨터에 의한 시뮬레이션 분석 한 후 정상 상태에서 각 부의 동작 파형을 나타내고, 다양한 회로 파라미터, 제어 방식, 부하 매개 변수와의 관계를 보여 주었다. 또한 보조 ZVS PWM 제어를 이용한 고주파 인버터에서 새로운 PWM 방식에 의한 시비율 특성과 출력 제어 특성을 나타내고, 넓은 전력 제어 영역에서 ZVS 동작이 가능하다는 것을 보여 주었다. 둘째로, 기존의 전압형 SEPP 고주파 소프트 스위칭 인버터에 비해 본 논문에서 제안한 보조 ZVS PWM 제어를 이용한 고주파 인버터는 보조 회로로 하나의 파워 반도체 스위칭 소자(IGBT)와 공진 커패시터를 추가함으로써 ZVS 동작 영역을 크게 확대 할 수 있고, 게다가 고효율 전력 변환이 가능하다는 것을 시뮬레이션 및 실험을 통해 정량적으로 도출하였다. 셋째로, 제안 회로에 일정 주파수 전력 가변(VPCF)제어가 가능하다는 것을 보여 주었다. 따라서 일정 주파수 제어가 가능하기 때문에 부하계의 전류 침투 깊이가 일정하게 되는 것 외에 EMI 노이즈 레벨이 분산되지 않는다. 넷째로, 제안한 회로에 대해 ZVS 영역, 입력전력의 가변 범위, 파워 반도체 스위칭 소자(IGBT)에 걸리는 피크 전압값과 피크 전류값을 비교하고, 회로 매개 변수와의 관계를 밝혔다.

제 I 장 서 론

최근 반도체 전력 변환 장치의 고주파 스위칭화 기술의 도입과 함께 전력 계통, 사무실 건물, 전철, 자동차, 통신·정보 가전민생 등 광대한 전기 에너지 공급 및 이용 분야에서 눈부신 발전을 이루고 있다. 이것은 전력 MOSFET, IGBT, IEGT, MCT 등 최신의 MOS 게이트 제어 전력 반도체를 이용한 고주파 스위칭 모드 전력 변환 회로 시스템 기술을 기축으로 전력 반도체 스위칭 장치의 대용량화, 저구동 전력화, 고속스위칭화, 복합 모듈화, 전원 장치 구동 회로부의 모듈화, 고주파 대응의 신소재 회로 구성에 상당한 진전에 따라 전기 에너지의 고역률 공급, 전기 에너지의 효율적인 변환 이용을 대상으로 하는 시스템의 응용 분야에서 비약적으로 진행되고 있기 때문이다[1]-[8].

특히 고주파 전력 전자는 최근 주목 받고 있는 파워 MOSFET, IGBT, MCT 등의 스위칭 파워 반도체 디바이스 또는 파워 모듈이 가진 능력을 최대한 이용한 소프트 스위칭 전력 변환 회로 기술을 기반으로 하고 있으며, 고주파 인버터 고주파 스위칭 AC-DC 컨버터, 고주파 링크 DC-DC 컨버터, 고주파 PWM 정현파 인버터, 고주파 초퍼, 고주파 사이클로 컨버터와 같은 고주파 스위칭 모드 전력변환 제어 기술의 고성능화, 소형화, 고효율화, 고주파 교류 응용 확대화에 필수적이다. 특히 가전 민생분야에서 IGBT, MOSFET의 특성 개선에 따라 고주파 전력 주파수 변환 기술이 도입되어 그 효과가 응용 기기로 다양하게 활용되고 있다. 이들은 전기 밥솥, 고주파 링크 태양광 발전 시스템, 고주파 인버터를 활용한 비접촉 전력 공급 시스템, 의료 X선 고전압 발생 장치, 무정전 전원장치(UPS), 분산형 전원 등의 전력 시스템 이용 등 폭 넓고 다양한 특정 용도 분야에서 신규 도입되고 있다. 이러한 고주파 스위칭 모드 전력 변환 기술은 가정용 전력기기, 산업응용 기기의 고성능화, 에너지 절약화, 편리성 등에 효과가 있다[9]-[13].

고주파 인버터는 전압형과 전류형이 있고, D급으로는 파워 반도체 스위칭

장치를 4개 사용한 풀-브리지형 인버터, 또한 전력 반도체 스위칭 장치를 2개 사용한 하프-브리지형 인버터, 센터 탭 푸시형이 있다. 이 밖에 2개의 파워 반도체 소자를 이용한 싱글 엔디드 푸시 풀형도 있다. 이러한 인버터의 특징으로는 파워 반도체 스위칭 장치의 피크 내압면에서의 감소와 대용량화의 실현 및 일정 주파수 출력 제어가 가능하다는 장점이 있다.

풀-브리지형에서는 PDM 제어 방식과 PWM 제어 방식이 있다. 그러나 기기의 소형화, 경량화, 저비용화, 고효율화, 낮은 전자기 노이즈화를 실현시키기 위해 위의 브리지 구성과는 다른 회로 구성을 가진 E급의 싱글 엔디드 고주파 인버터가 있다. 일반적으로 사용되어지는 1석형 부분 공진 인버터는 말 그대로 파워 반도체 스위칭 장치를 하나 사용하는 인버터로 영전압 소프트 스위칭 또는 영전류 소프트 스위칭 방식이 있다. 이 방식은 대용량화용으로 적합하며, 가변 주파수 제어를 위해 다구형태로 사용할 때의 출력 제어 전자간섭음의 발생 등의 문제도 있다. 또한 220V계에서는 파워 반도체 디바이스의 전압 피크 스트레스가 높아 적용이 어렵다. 그러나 이 싱글 엔디드 인버터는 비용에 효과적이며, 변형 회로 토폴로지와 그에 상응하는 전력 반도체 디바이스에 관한 많은 연구 개발이 추진되어지고 있다. 게다가 이 싱글 엔디드형 보조 스위치와 커패시터로 이루어진 장치를 마련함으로써 일정 주파수 PWM 동작시키는 것도 가능하다[14]-[19].

따라서 본 논문에서는 싱글 엔디드 푸시-풀 고주파 소프트 스위칭 인버터에 액티브 보조 스위치와 제2공진 커패시터를 추가하여 종래와 같은 하드 스위칭 방식이 아닌 소프트 스위칭 PWM 제어가 가능하면서도 주파수 일정 출력 제어가 가능한 새로운 보조 ZVS PWM 제어 고주파 SEPP 인버터를 제안하였으며, 시뮬레이션과 실험을 통하여 작동 원리 및 특징에 대해 서술하였다.

제 II 장 SEPP ZVS PWM 고주파 인버터의 특성 해석

2.1 회로 구성 및 동작 원리

고주파 전류를 발생시키기 위한 전원 장치는 고주파 인버터가 사용된다. 일반적으로 고주파 인버터는 상용 전원 주파수 50/60[Hz]보다 높은 주파수의 교류를 발생시킬 수 있는 인버터이다. 현재 널리 사용되고 있는 다양한 고주파 스위칭 모드 반도체 전력 변환 장치는 전력 반도체 소자로서 IGBT, Power MOSFET, SI 사이리스터, MCT, MOSFET, SIT, B-SIT, MOS 게이트 SITH 등의 고주파 스위칭 전력 반도체 장치 및 파워 모듈 또한 지능형 파워 모듈 IPM의 적용을 용도에 맞게 선정해야 한다.

이러한 반도체 전력 변환 장치의 고성능화, 소형, 경량화 측면에서 고주파 스위칭 모드 제어의 도입이 필수적이다. 그러나 이러한 전력 반도체는 이상 스위치와는 달리 스위칭시에 턴-온 시간, 턴-오프 시간이 존재하기 때문에 전력 반도체 디바이스의 전압과 전류의 교차가 발생하는 턴-온, 턴-오프 스위칭 손실이 발생한다. 또한, 높은 dv/dt 스트레스, di/dt 스트레스가 발생하면 전력 반도체에 서지 전압과 서지 전류의 발생에 따라 전도성 노이즈와 방사성 노이즈가 발생한다. 게다가, 전압과 전류의 피크 스트레스를 억제하기 위해서는 외부 스너버 회로를 필요로 하기 때문에 스너버 회로의 고주파 손실 및 EMI 노이즈의 발생도 새로운 문제가 되고 있다. 이러한 스위칭 손실, 서지 전압, 서지 전류 및 EMI 노이즈, RFI 노이즈는 스위칭 주파수의 증가와 함께 증폭되므로 고성능, 소형화, 고주파 스위칭화에 한계가 있고, 전력변환장치의 고성능화에 그 능력의 한계를 보이고 있다[1]~[11].

이러한 문제를 동시에 효과적으로 최소화하기 위해 전력 반도체 장치 또는 모듈에 걸리는 전압이 0일 때 모든 반도체 스위치의 스위칭은 영전압 소프트 스위칭(ZVS), 파워 반도체 소자에 흐르는 전류가 0일 때 모든 파워 반도체 소

자의 스위칭은 영전류 소프트 스위칭(ZCS) 또는 이들 모두를 실시하는 ZVS & ZCS 등 최적 소프트 스위칭 방식이 매우 효과적이다.

현재 220[V]상용 라인에 많이 이용되는 고주파 인버터 구조의 하나로서 전압형 SEPP ZVS 고주파 인버터를 수 있다. 이 방식은 고주파 인버터의 동작 주파수를 변화시키지 않고 일정한 상태에서 전력을 제어 할 수 있는 PWM 기능을 갖추고 있다.

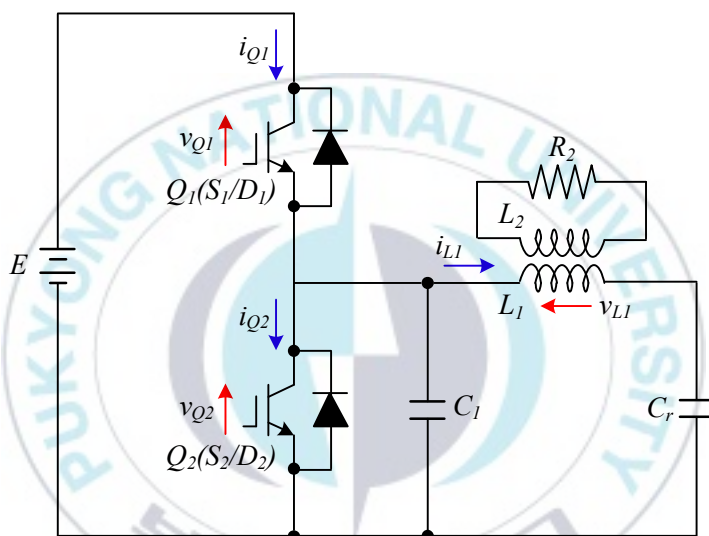


그림 2.1 전압형 SEPP ZVS 고주파 인버터

Fig. 2.1 Voltage type SEPP ZVS high frequency inverter

그림 2.1는 일반적인 전압형 SEPP ZVS 고주파 인버터를 나타낸 것이다. 이러한 인버터는 3상 220[V]계 전원을 평활 등가의 직류 전압원 E를 사용하여 동작시키며, 구조는 전력 반도체 $Q_1(S_1/D_1)$, $Q_2(S_2/D_2)$, 무손실 스너버 커패시터 C_1 , 역률 보상 공진 커패시터 C_r , 유도 가열계 부하로 구성된다. 그리고 전력 반도체(IGBT, MOSFET 등)인 $Q_1(S_1/D_1)$, $Q_2(S_2/D_2)$ 을 데드 타임을 두고 교대로 ON, OFF를 반복하여 6개의 동작에 의해 워크 코일 양단에 고주파 전

력을 공급한다.

전력 제어는 교대로 ON, OFF를 반복하여 전력 반도체인 $Q_1(S_1/D_1)$, $Q_2(S_2/D_2)$ 에 게이트 신호의 길이에 따라 조절하는 것이 가능하다. 특히 이 제어 방식을 비대칭 PWM 방식이라 하며, 특정 주파수에서 동작시키는 경우에는 인버터의 한주기 시간에 대한 $Q_1(S_1/D_1)$ 에 게이트 신호의 ON 시간의 비율인 시비율(D : Duty Factor)을 정하고 이 Duty Factor를 전력 제어 변수로 하여 인버터의 제어를 실시하고 있다. 그림 2.2는 비대칭 PWM 방식에 의한 게이트 신호를 나타낸 것이다.

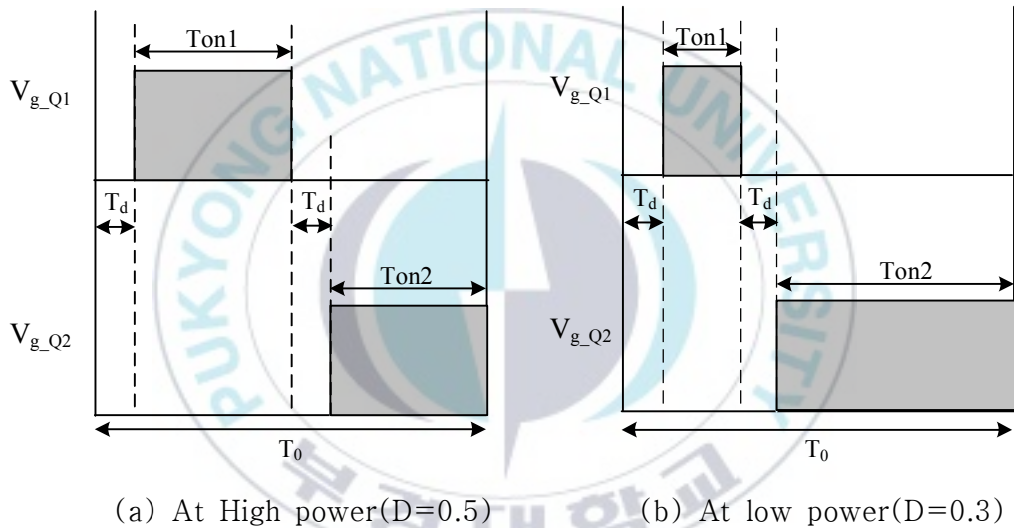


그림 2.2 비대칭 PWM 게이트 펄스 패턴

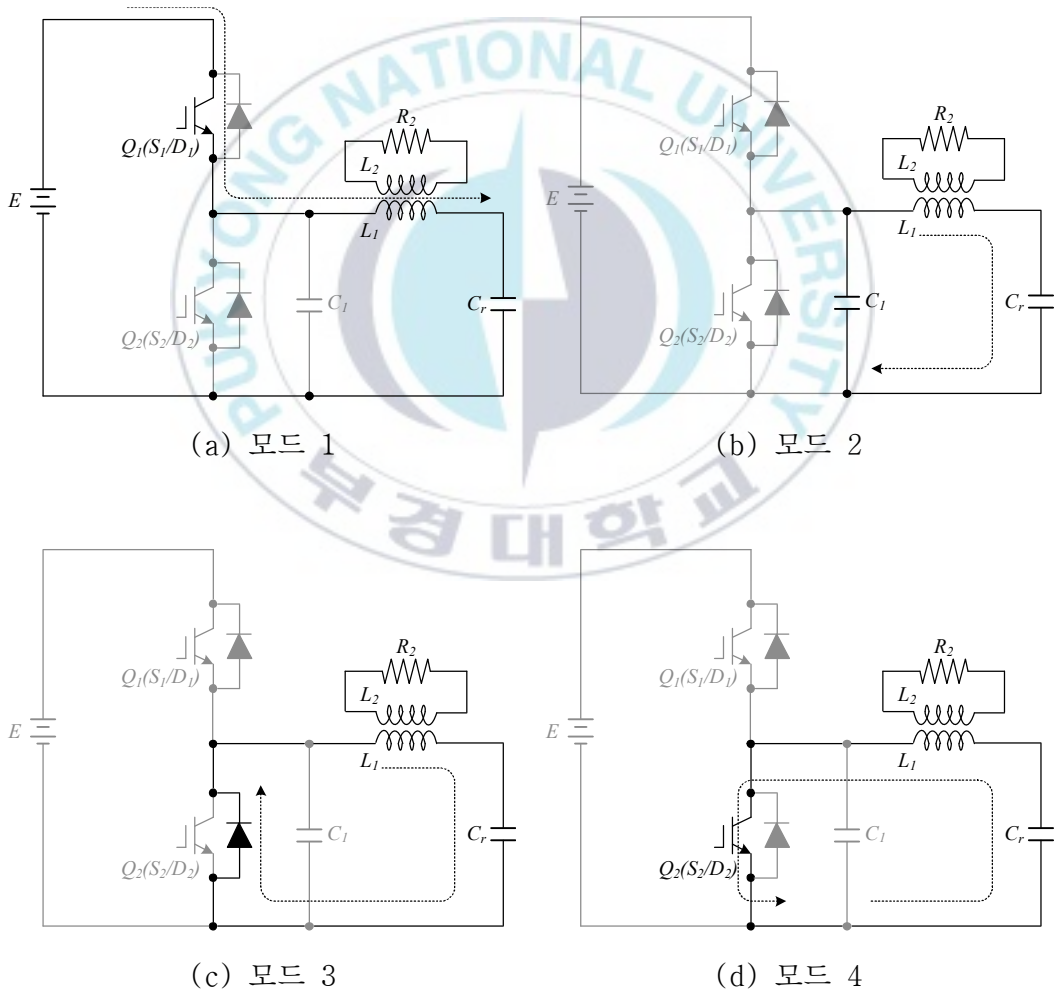
Fig. 2.2 Asymmetric PWM gate pulse pattern

그림 2.2에서 T_0 는 인버터 작동 한주기 시간이며, T_{on1} 는 스위치 Q_1 의 도통 시간, T_{on2} 는 스위치 Q_2 의 도통 시간, V_{g_Q1} 는 스위치 Q_1 에 대한 게이트 신호, V_{g_Q2} 는 스위치 Q_2 에 게이트 신호, T_d 는 데드 타임이다. 시비율 D를 식으로 나타내면 식 (2.1)과 같다.

$$D = \frac{T_d + T_{on1}}{T_0} \quad (2.1)$$

특히, 역률 보상의 공진 커패시터 C_r 를 사용하는 경우에는 시비율 D 가 0.5일 때 정격 출력을 나타내며, 그 외에는 시비율 D 가 1.0일 때 정격 출력이다.

전압형 SEPP ZVS 고주파 인버터의 정상 회로 동작은 그림 2.3와 같이 천이하며, 각 모드별로 상세히 설명하면 다음과 같다.



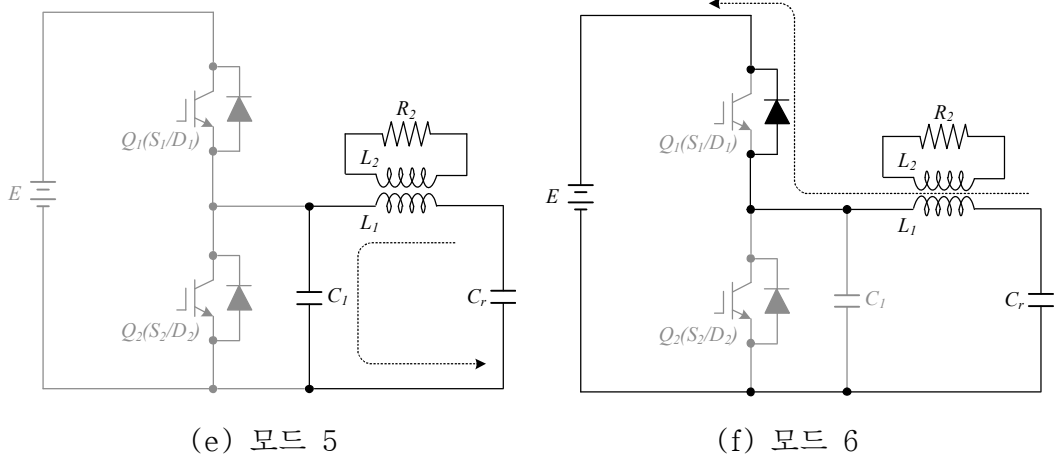


그림 2.3 전압형 SEPP ZVS 인버터의 정상동작천이

Fig. 2.3 Normal operation of voltage type SEPP ZVS inverter

(1) 모드 1

일정 기간 T_{on1} 만 스위치 Q_1 이 턴-온하는 모드이다. 이때 직렬부하 공진현상이 발생하여 E에서 유도 가열계 부하의 저항부(R_2)에 전력이 공급된다.

(2) 모드 2

스위치 Q_1 이 턴-오프하고 무손실 스너버 커패시터 C_1 이 방전되는 모드이다. 이때, 스위치 Q_1 , Q_2 에 걸리는 전압은 C_1 과 C_r 및 위크 코일 L_1 의 누설 인덕턴스에 의한 공진 현상에 의해 ZVS를 실현한다.

(3) 모드 3

스위치 Q_1 의 전압이 E까지 상승하는 모드이다. 즉 스위치 Q_2 의 전압이 제로가 되면 IGBT의 역병렬 다이오드 D_2 가 도통하고 C_r 과 부하에 의해 공진 현상이 발생한다. 이 다이오드 도통 기간 동안 게이트 신호를 넣는 것으로 스위치 Q_2 의 ZVS & ZCS 턴-온 실현이 가능해진다.

(4) 모드 4

부하 공진에 의해 스위치 Q_2 의 전류가 다이오드에서 IGBT로 전류(轉流)하여 모드 4로 전환한다.

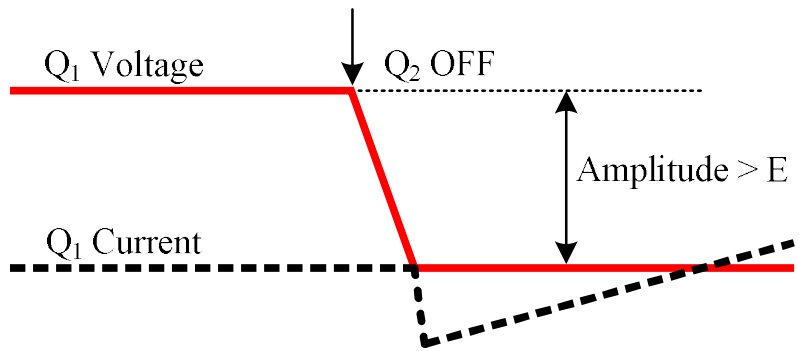
(5) 모드 5

고주파 인버터의 1주기가 경과하면 스위치 Q_2 가 턴-오프되는 모드이다. 이때, 모드 2와 마찬가지로 전류값은 유한값에서 급격히 제로가 된다. 스위치 Q_2 의 전압은 C_1-C_r -부하의 페루프에서 공진을 이용해서 기울기를 가지기 때문에 ZVS를 실현한다.

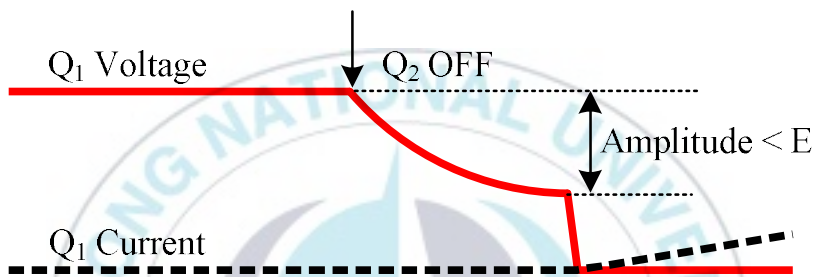
(6) 모드 6

스위치 Q_2 의 전압이 E까지 상승하면 스위치 Q_1 에 붙어있는 역병렬 다이오드 D_1 이 도통하는 모드이다. 이 기간 모드 3뿐만 아니라 스위치 Q_1 의 게이트 신호를 넣는 것으로 ZVS & ZCS의 실현이 가능하다. 그리고 부하 공진에 의해 Q_1 의 전류가 다이오드에서 IGBT로 공진 전류의 방향이 바뀌면 모드 1로 전환한다. 이상의 동작을 주기적으로 반복한다.

지금까지 SEPP 고주파 인버터의 정상 작동을 설명했지만, 시비율 D가 작거나 너무 큰 경우 모드 5 → 모드 6로 전환 할 수 없는 현상이 일어난다. 이 모드를 특히 단락 동작 모드(Short Operating Mode)라고 부르며, 이 모드가 발생하는 것은 모드 5에서 C_1 을 직류 전원 전압 E까지 충전 할 수 없는 상태로 스위치 Q_1 을 턴-온 할 수 있다. 그림 2.4는 시비율 변화에 따른 턴-온시 Q_1 스위칭 파형을 나타낸 것이다.



(a) Turn-on waveform with $D=0.5$



(b) Turn-on waveform with $D=0.25$

그림 2.4 턴-온시 Q_1 스위칭 파형

Fig. 2.4 Q_1 switching waveform on turn-on

그림 2.5는 정격시($D=0.5$)의 게이트 신호에 대한 각부 파형을 나타낸 것이며, 그림 2.6은 하드 스위칭시($D=0.25$)의 게이트 신호에 대한 각부 파형을 나타낸 것이다.

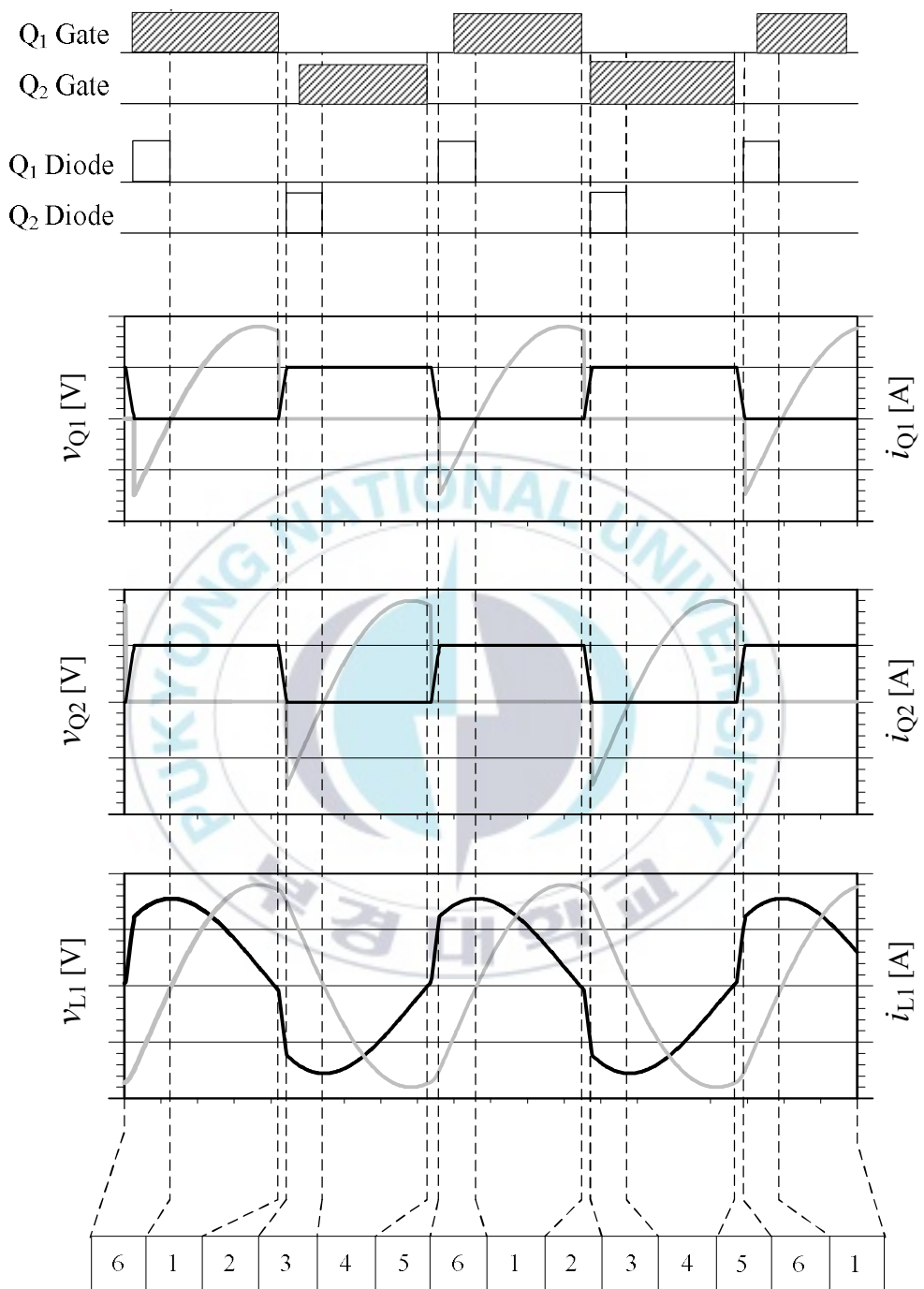


그림 2.5 정격시($D=0.5$)의 게이트 신호에 대한 각 부 파형

Fig. 2.5 The each part waveform for the gate signal of the rated($D=0.5$)

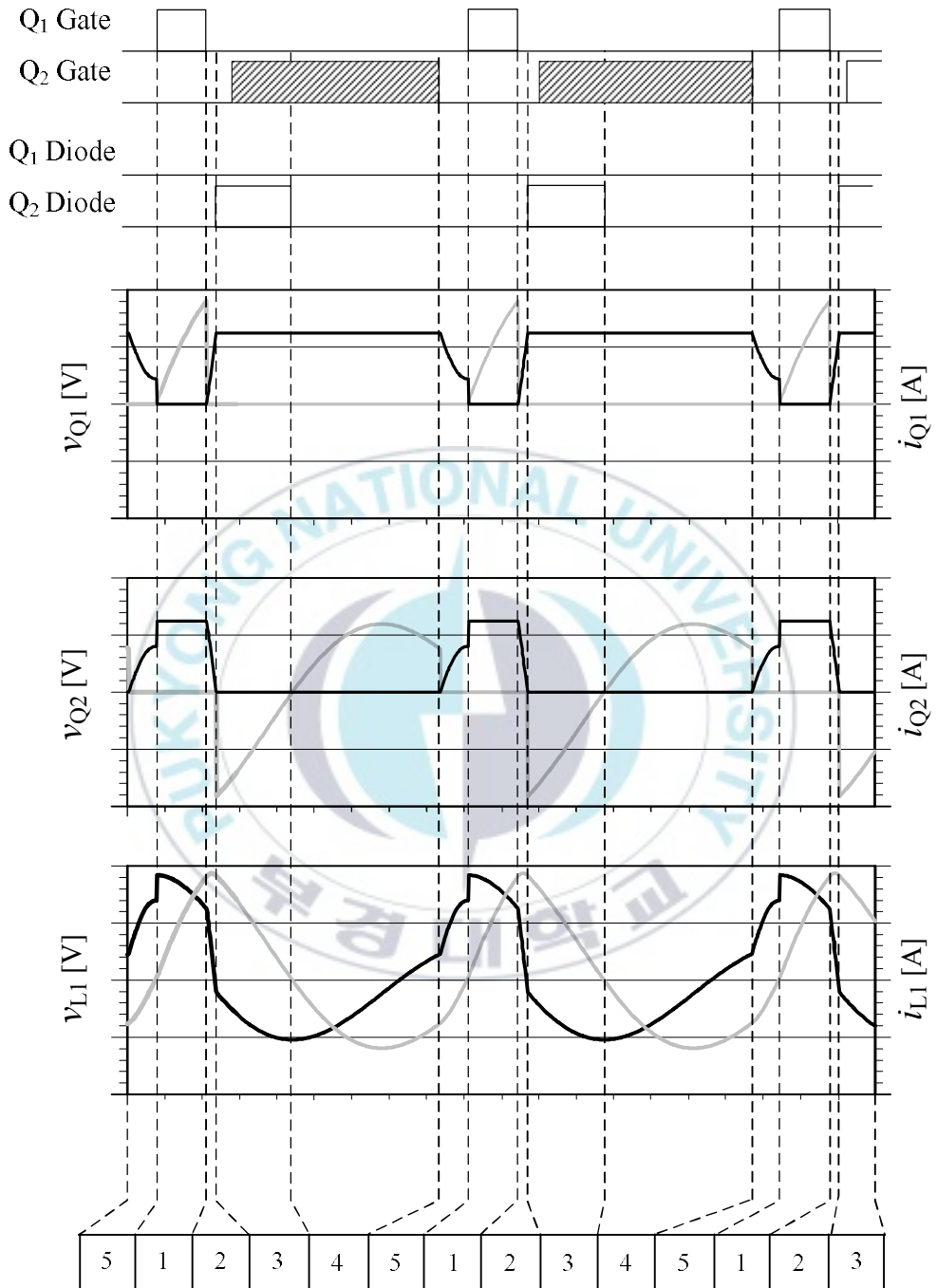


그림 2.6 하드 스위칭시(D=0.25)의 게이트 신호에 대한 각부 파형
 Fig. 2.6 The each part waveform for the gate signal of hard switching(D=0.25)

2.2 시뮬레이션 및 실험 결과 및 검토

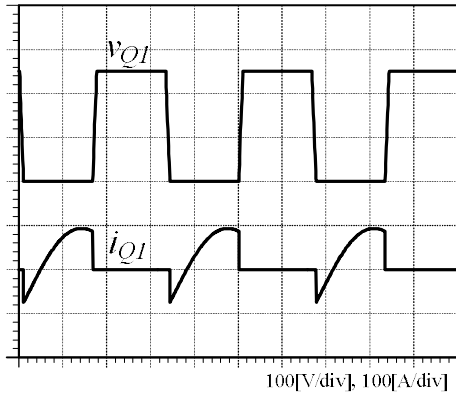
기존의 전압형 SEPP ZVS 고주파 인버터의 이상적인 모델에서 동작 분석을 C++언어 프로그래밍과 Pspice을 통해 시뮬레이션 하였으며, 표 1은 시뮬레이션 및 실험에 사용된 회로정수를 나타낸 것이다. 여기서, 부하 매개 변수 τ 와 k 는 앞에서 서술한 것과 같이 전력 증폭기에 의해 측정하였으며, 워크 코일은 카본 세라믹을 발열체로 한 유체가열 부하의 외측에 고주파 열 선재를 감은 자기 인덕턴스이다.

표 1 SEPP ZVS 인버터에 사용된 회로정수

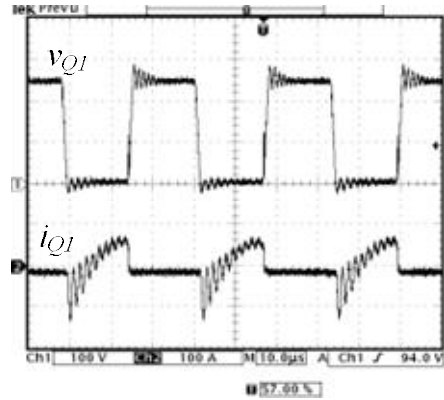
Table. 1 Circuit constants used SEPP ZVS inverter

직류 전원전압	E	250[V]
무손실 커패시터	C_1	0.3[μ F]
공진 커패시터	C_r	1.88[μ F]
결합계수	k	0.632
인덕턴스	L_1	31[μ H]
동작 주파수	f_0	30[kHz]
부하 시정수	τ	8.1[μ sec]

그림 2.7는 시비율D가 0.5일 때 스위치 Q_1 의 전압과 전류 파형을 나타낸 것이다. 그림 2.7에서 시뮬레이션 파형과 실험 파형이 거의 일치하는 것을 알 수 있다.



(a) Simulation waveform

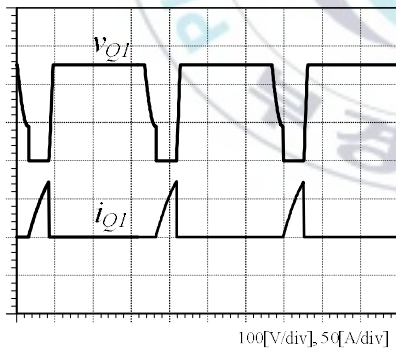


(b) Experimental Waveform

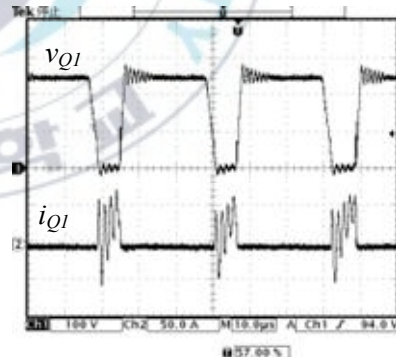
그림 2.7 스위치 Q_1 의 전압과 전류($D=0.5$)

Fig. 2.7 The voltage and current of switch Q_1 ($D=0.5$)

그림 2.8는 시비율 D 가 0.25인 하드 스위칭일 때 스위치 Q_1 의 전압과 전류 파형을 나타낸 것이다. 그림 2.8에서 시뮬레이션 파형과 실험 파형이 거의 일치하는 것을 알 수 있다.



(a) Simulation waveform



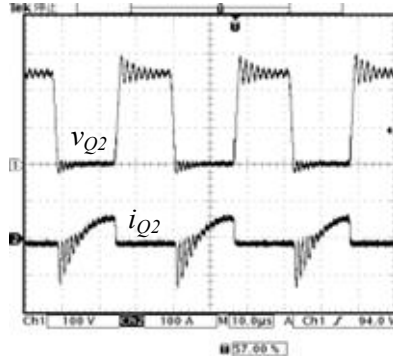
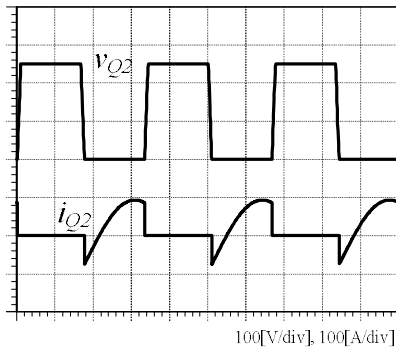
(b) Experimental Waveform

그림 2.8 스위치 Q_1 의 전압과 전류($D=0.25$)

Fig. 2.8 The voltage and current of switch Q_1 ($D=0.25$, Hard switching)

그림 2.9는 시비율 D 가 0.5일 때 스위치 Q_2 의 전압과 전류 파형을 나타낸 것

이다. 그림 2.9에서 시뮬레이션 파형과 실험 파형이 거의 일치하는 것을 알 수 있다.



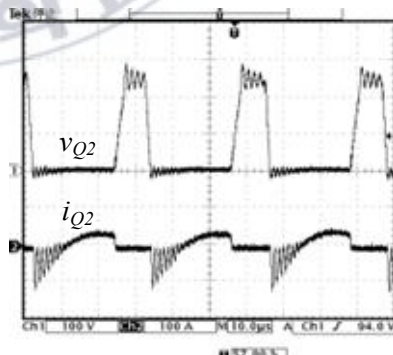
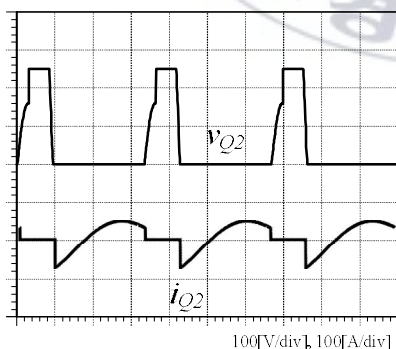
(a) Simulation waveform

(b) Experimental Waveform

그림 2.9 스위치 Q_2 의 전압과 전류($D=0.5$)

Fig. 2.9 The voltage and current of switch Q_2 ($D=0.5$)

그림 2.10는 시비율 D 가 0.25인 하드 스위칭일 때 스위치 Q_2 의 전압과 전류 파형을 나타낸 것이다. 그림 2.10에서 시뮬레이션 파형과 실험 파형이 거의 일치하는 것을 알 수 있다.



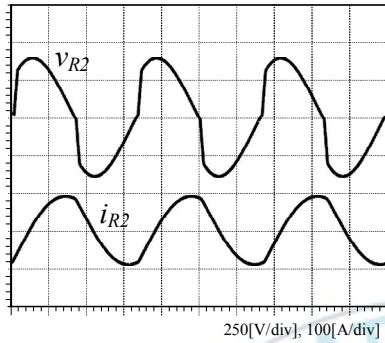
(a) Simulation waveform

(b) Experimental Waveform

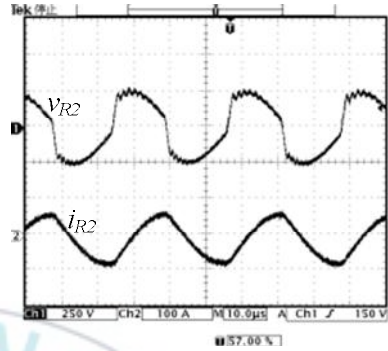
그림 2.10 스위치 Q_2 의 전압과 전류($D=0.25$)

Fig. 2.10 The voltage and current of switch Q_2 ($D=0.25$, Hard switching)

그림 2.11 ~ 그림 2.12는 시비율을 변화 했을 때 부하 R_2 의 전압과 전류 파형을 나타낸 것이다. 두 그림에서 시뮬레이션 파형과 실험 파형이 거의 일치하는 것을 알 수 있다.



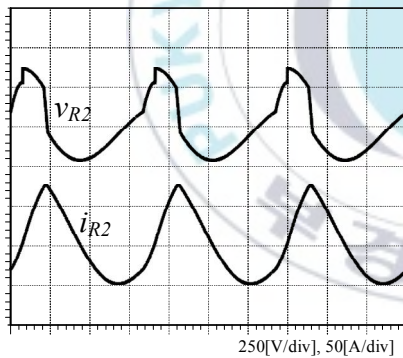
(a) Simulation waveform



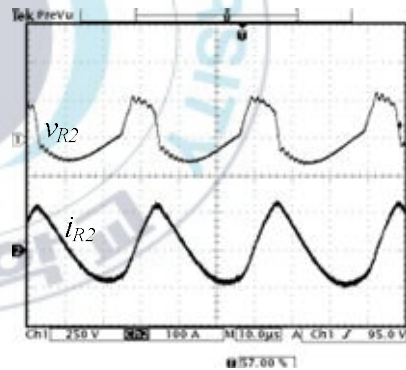
(b) Experimental Waveform

그림 2.11 부하 R_2 의 전압과 전류($D=0.5$)

Fig. 2.11 The voltage and current of load R_2 ($D=0.5$)



(a) Simulation waveform



(b) Experimental Waveform

그림 2.12 부하 R_2 의 전압과 전류($D=0.25$)

Fig. 2.12 The voltage and current of load R_2 ($D=0.25$, Hard switching)

그림 2.13은 스위치 Q_1 의 턴-온시의 무손실 스너버 작동 상태, 즉 모드 5의 회로 상태와 스위치 Q_1 과 Q_2 의 전압과 전류를 나타낸 것이다.

그림 2.13에서 무손실 스너버 동작에서 스위치 Q_1 전압의 진폭은 스위치 Q_2

의 분기점 직전 회로의 상태, 즉 스위치 Q_2 전류값에 의해 결정된다. 그리고 모드 5은 부하 공진 커패시터 C_r , 무손실 스너버 커패시터 C_1 의 직렬 공진 회로이다. 모드 5에서는 공진 초기 전류를 이용하여 무손실 스너버 커패시터 C_1 을 처음부터 직류 전원 전압까지 충전한다. 그러나 직렬 공진 커패시터 C_r 이 있기 때문에 공진 초기 전류의 에너지가 모두 무손실 스너버 커패시터 C_1 에 옮기는 것은 아니다. 공진 커패시터 C_r 값이 큰 경우 충·방전이 일어나기 어렵다. 즉 공진 커패시터 C_r 의 전압이 변화하지 않기 때문에 공진 초기 전류 에너지는 거의 무손실 스너버 커패시터 C_1 으로 움직이기 때문에 적은 공진 초기 전류 ZVS가 가능하다.

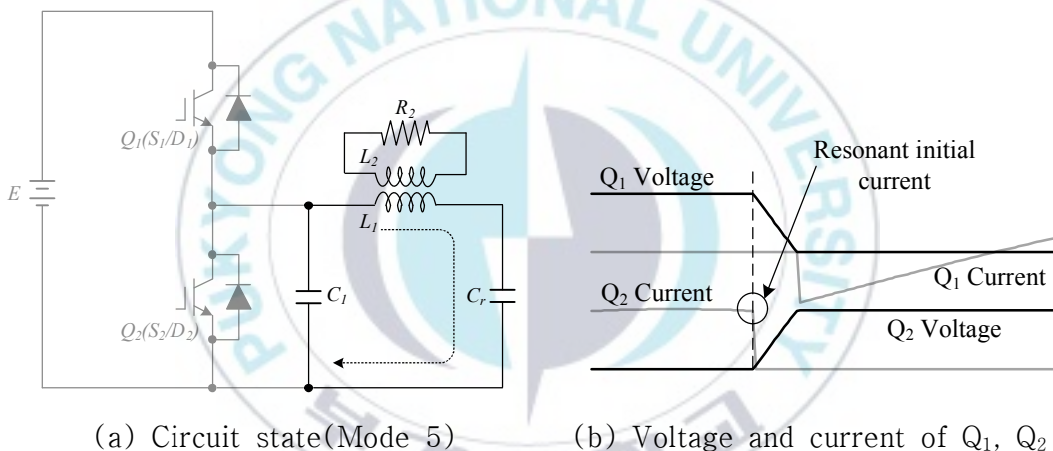


그림 2.13 스위치 Q_1 턴-온시의 무손실 스너버 동작

Fig. 2.13 Switch Q_1 Lossless snubber operation at turn-on

그림 2.14는 공진 초기 전류 및 시비율의 관계를 나타낸 것이다. 그림 2.14에서 알 수 있듯이 공진 초기 전류는 시비율에 거의 비례하여 증가한다. 그리고 시비율 D 가 0.3 이하일 때 단락 동작 모드가 되는 것을 알 수 있다. 즉 시비율 D 가 0.3의 공진 초기 전류가 본 인버터에서 최소한 ZVS 동작을 위해 필요한 전류가 된다. 이 값을 최소 공진 초기 전류 i_r 라고 정의한다.

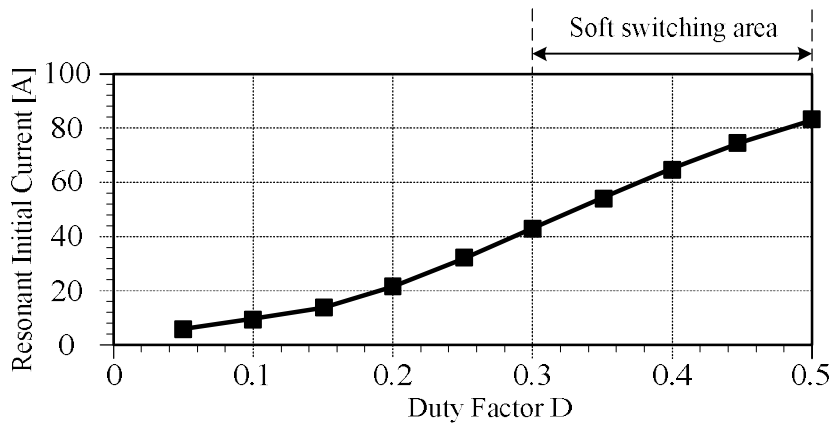


그림 2.14 시비율과 공진초기전류의 관계

Fig. 2.14 Relation of duty factor and resonance initial current

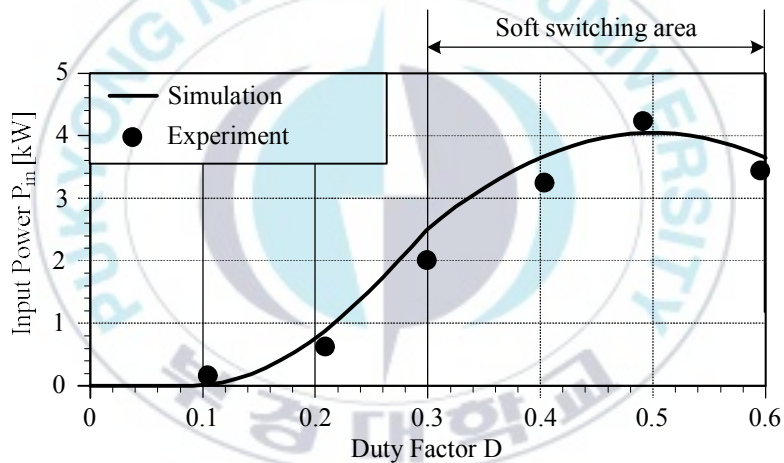


그림 2.15 SEPP 고주파 인버터의 입력전력 특성

Fig. 2.15 Input Power Characteristics of SEPP High Frequency Inverter

그림 2.15는 전압형 SEPP ZVS 고주파 인버터의 전력 특성 및 ZVS 동작 영역을 나타낸 것이다. 이 인버터는 비대칭 PWM 방식에 의해 정의된 시비율에 의해 출력 전력을 연속적으로 제어 할 수 있다. 또한 유도성 부하 커패시터와 직렬 공진에 의해 역률 보상하고 있기 때문에, 시비율이 0.5일 때 전력 공급이 최대가 된다. 특히 시비율이 0.2~0.4의 범위에서 입력 전력은 시비율에

거의 비례하기 때문에, 제어의 측면에서 유리하다. 그러나 표 1에 매개 변수의 경우 정격 약 4.2[KW]에 대해 완전히 ZVS로 동작 할 수 있는 것은 약 2.5[KW]까지이며, 소프트 스위칭 전력 제어 범위가 41[%]로 매우 좁다.

그림 2.16는 전압형 SEPP ZVS 고주파 인버터의 효율 특성을 나타낸 것이다. 그림 2.16에서 알 수 있듯이 3[KW]까지의 범위에서 최고 97[%], 평균적으로 95[%]로 매우 높은 효율로 작동하며, 반면, 하드 스위칭 동작을 시작하는 2.5[KW]이하의 범위에서 급격히 효율이 떨어지기 시작하여 500[W]에서는 75[%]까지 된다.

특히 전력을 낮게 공급하는 영역에서는 반대로 스위치Q1의 전압을 단락값이 커지기 때문에 그에 비례하여 단락 전류도 증가하고 손실도 커진다. 결과적으로 전력이 낮아질수록 급격히 효율이 저하된다. 그러나 낮은 전력에서 소프트 스위칭을 시키려고 하면 정격 전력도 낮아지기 때문에 전압형 SEPP ZVS 고주파 인버터에서는 이러한 문제를 해결하는 것은 적어도 비대칭 PWM 동작시키기에는 불가능하다. 이러한 문제를 해결하기 위해 본 논문에서는 전압형 SEPP ZVS 고주파 인버터를 바탕으로 한 새로운 고주파 인버터 회로 토폴로지를 제안하였다.

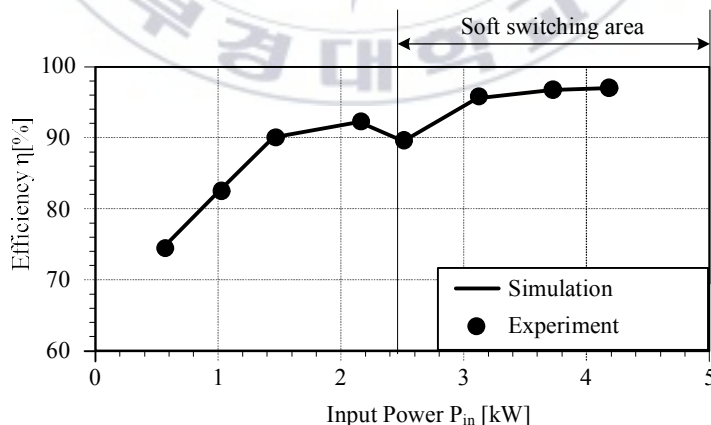


그림 2.16 SEPP 고주파 인버터의 효율 특성

Fig. 2.16 Efficiency characteristic of SEPP High Frequency Inverter

제Ⅲ장 제안한 보조 ZVS PWM 제어에 의한 고주파 인버터의 특성

3.1 회로 구성 및 동작 원리

앞에서 서술한 기존의 전압형 SEPP ZVS 고주파 인버터뿐만 아니라 풀 브리지, 하프 브리지 구조의 ZVS PWM 고주파 인버터도 마찬가지로 낮은 출력의 단락 모드의 발생에 의해 전력 변환 효율이 저하되는 것으로 알려져 있다. 이 문제를 해결하기 위해 액티브 보조 스너버 회로를 사용할 수 있지만, 주로 대용량 일수록 효과적이다. 소·중용량에서는 보조 회로의 손실을 무시할 수 없어 낮은 출력의 전력 변환 효율이 오히려 저하된다. 이러한 문제를 해결하기 위해 본 논문에서는 기존의 전압형 SEPP ZVS 고주파 인버터를 바탕으로 한 새로운 고주파 인버터 회로 토폴로지를 제안하였으며, 그림 3.1과 같다.

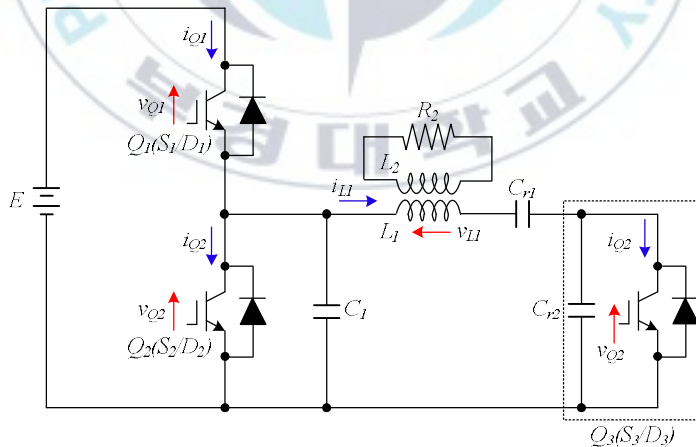


그림 3.1 보조 ZVS PWM 제어에 의한 고주파 인버터

Fig. 3.1 High frequency inverter by auxiliary ZVS PWM control

제안한 보조 ZVS PWM 제어를 이용한 고주파 인버터는 기존 전압형 SEPP ZVS 고주파 인버터에 제 2공진 커패시터 C_{r2} 와 보조 액티브 스위치 Q_3 을 추가하여 구성하였다. 이 보조 액티브 스위치 Q_3 의 온-오프로 부하 공진을 C_{r1} 에서 수행하거나 C_{r1} 및 C_{r2} 의 합성 용량으로 할 것인지를 변화시킴으로써 출력 전력 및 소프트 스위칭을 위한 에너지를 동시에 제어 할 수 있다. 또한, 보조 액티브 스위치 Q_3 의 온-오프 스위칭도 부하 공진에 의한 전압 진동을 이용하여 ZVS 동작을 시키는 것이 가능하다. 즉 모든 IGBT를 영전압 소프트 스위칭 동작시킬 수 있기 때문에, 전자 노이즈와 스위칭 손실을 감소하여 인버터 효율의 향상을 도모하고 있다.

본 논문에서 제안한 인버터 회로의 전력 제어는 기존의 전압형 SEPP ZVS 고주파 인버터와 같은 제어 방식인 비대칭 PWM 방식 외에, 스위치 Q_1 과 Q_2 를 교대로 동작시키면서 보조 액티브 스위치 Q_3 의 도통 시간을 제어하는 새로운 PWM 방식이다. 그림 3.2는 새로운 PWM 방식에 의한 각 IGBT의 게이트 신호를 나타낸 것이다. 그림 3.2에서 보조 액티브 스위치 Q_3 의 소프트 스위칭을 달성하기 위해, 보조 액티브 스위치 Q_3 의 게이트 신호의 상승은 스위치 Q_1 의 게이트 신호의 상승과 동기화하였다. 이러한 새로운 PWM 방식을 이용하여 제안한 인버터를 동작시키는 경우, 보조 액티브 스위치 Q_3 의 게이트 신호를 해제하는 시간은 5개의 모드 전환 패턴으로 나눌 수 있는데 이를 구체적으로 나타내면 다음과 같다.

- ① Pattern A : 스위치 Q_1 의 다이오드 도통 기간
- ② Pattern B : 스위치 Q_1 의 IGBT 도통 기간
- ③ Pattern C : 스위치 Q_1 과 스위치 Q_2 의 데드 타임 기간
- ④ Pattern D : 스위치 Q_2 의 다이오드 도통 기간
- ⑤ Pattern E : 스위치 Q_2 의 IGBT 도통 기간

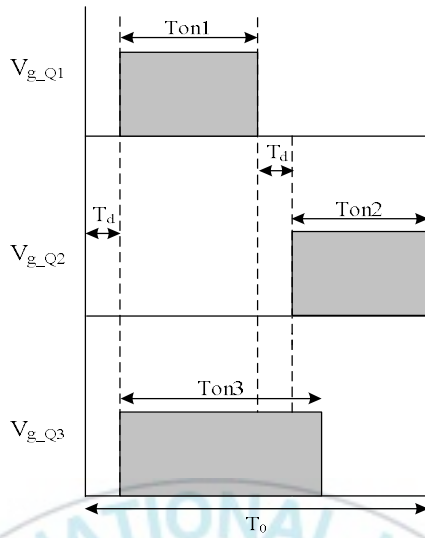


그림 3.2 새로운 방식의 PWM 게이트 신호
 Fig. 3.2 PWM gate signal of the new scheme

그림 3.2에서 사용된 용어들을 정리하면 다음과 같다.

- ① T_0 : 인버터 작동 한주기 시간
- ② T_{on1} : 스위치 Q_1 의 도통 시간
- ③ T_{on2} : 스위치 Q_2 의 도통 시간
- ④ T_{on3} : 스위치 Q_3 의 도통 시간
- ⑤ V_{g_Q1} : 스위치 Q_1 에 대한 게이트 신호
- ⑥ V_{g_Q2} : 스위치 Q_2 에 게이트 신호
- ⑦ V_{g_Q3} : 스위치 Q_3 의 게이트 신호
- ⑧ T_d : 데드 타임

이를 이용하여 시비율 D' 는 다음과 같은 식으로 나타낼 수 있다.

$$D' = \frac{T_d + T_{on3}}{T_0} \quad (4.1)$$

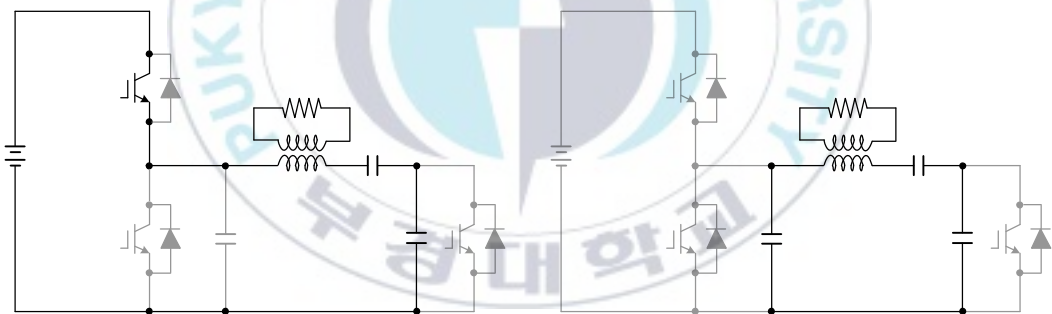
제안한 새로운 PWM 방식을 이용하여 시비율 D' 를 0 ~ 1까지 변화시켜 출력 전력 제어를 하였다. 정상 동작 파형 및 모드 전환을 보여주기 위해 표 2에 나타내는 회로정수로 시뮬레이션 분석을 하였다.

표 2 보조 ZVS PWM 제어를 이용한 고주파 인버터의 시뮬레이션 회로정수

Table.2 Simulation circuit constant of high frequency inverter using auxiliary ZVS PWM control

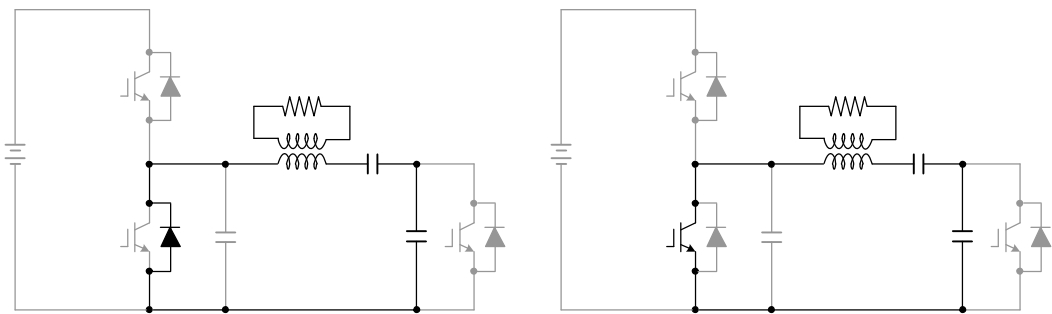
직류 전원전압	E	250[V]
무손실 스너버 커패시터	C_1	0.3[μ F]
제1공진 커패시터	C_{r1}	15.0[μ F]
제2공진 커패시터	C_{r2}	1.44[μ F]
결합계수	k	0.632
인덕턴스	L_1	31.0[μ H]
동작 주파수	f_0	30[kHz]
부하 시정수	τ	8.1[μ sec]

시뮬레이션 분석을 수행하기 전에 각 모드별 정상동작 전이 상태는 그림 3.3과 같다.



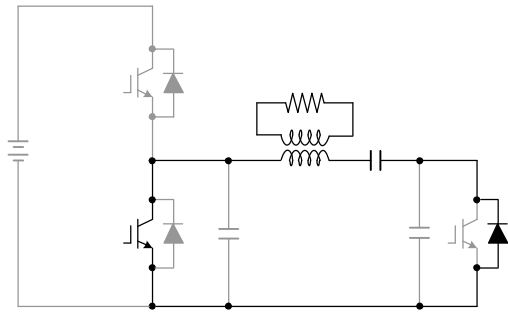
(a) 모드 1

(b) 모드 2

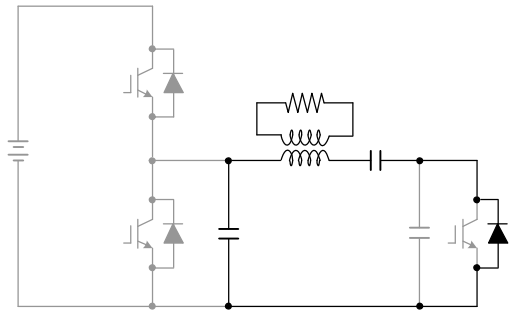


(c) 모드 3

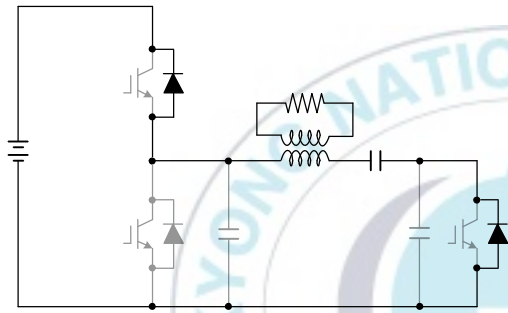
(d) 모드 4



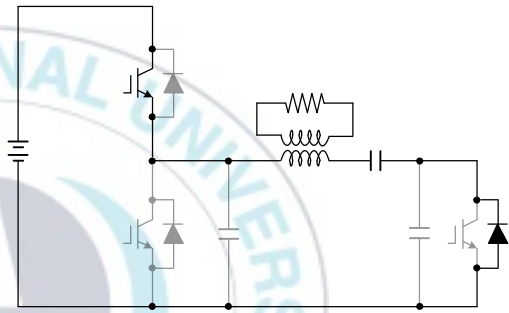
(e) 모드 5



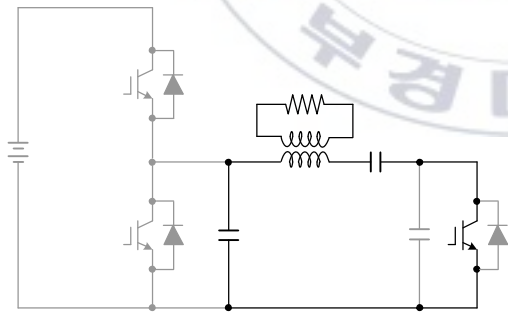
(f) 모드 6



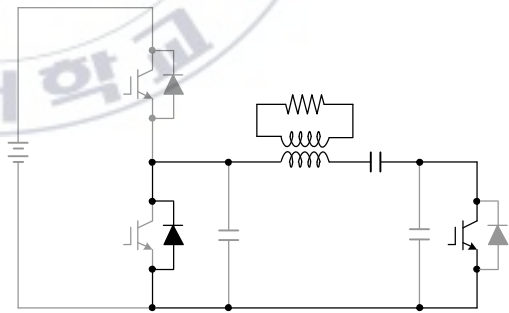
(g) 모드 7



(h) 모드 8



(i) 모드 9



(j) 모드 10

그림 3.3 각 모드별 정상동작천이

Fig. 3.3 Normal operation transition for each mode

(가) Patten A(D_1 도통 기간에 Q_3 의 게이트 신호 OFF)의 동작

(모드 1 → 모드 2 → 모드 4 → 모드 6 → 모드 1)

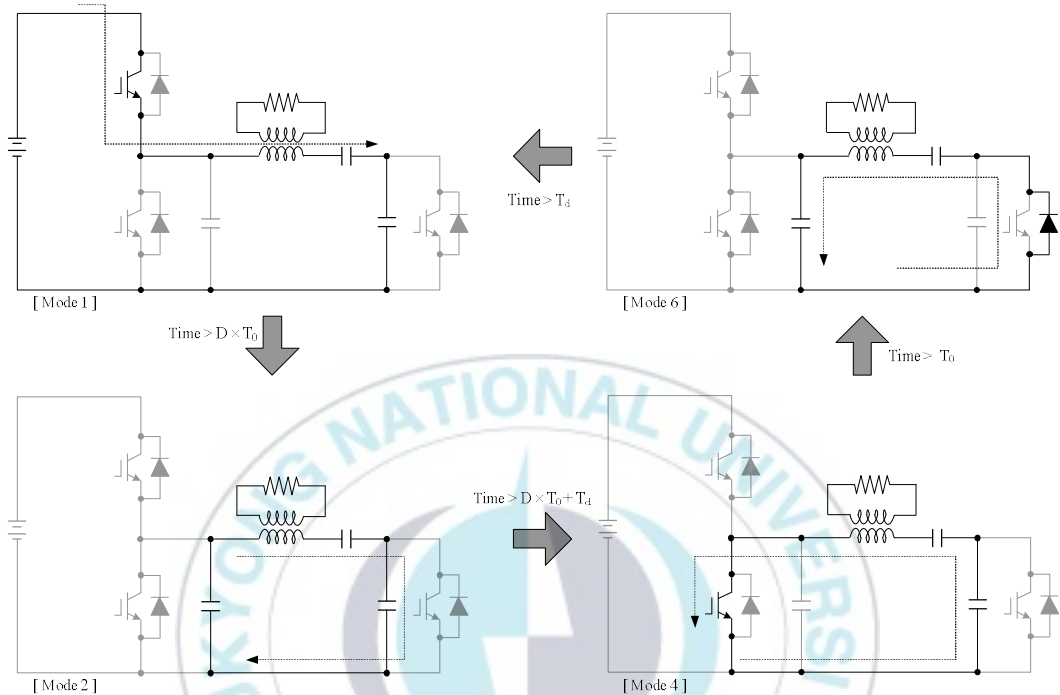


그림 3.4 Pattern A(D_1 도통 기간에 Q_3 의 게이트 신호 OFF)모드 전환

Fig. 3.4 Pattern A(Gate signal OFF of Q_3 during D_1 conduction period) Mode switching

(1) 모드 1

D_1 에 의해 정해진 기간동안 스위치 Q_1 이 도통되어 직렬 공진현상이 발생하여 직류 전압원 E에서 부하로 전력이 공급된다.

(2) 모드 2

스위치 Q_1 이 턴-오프하고 무손실 스너버 커패시터 C_1 이 방전되는 모드이다.

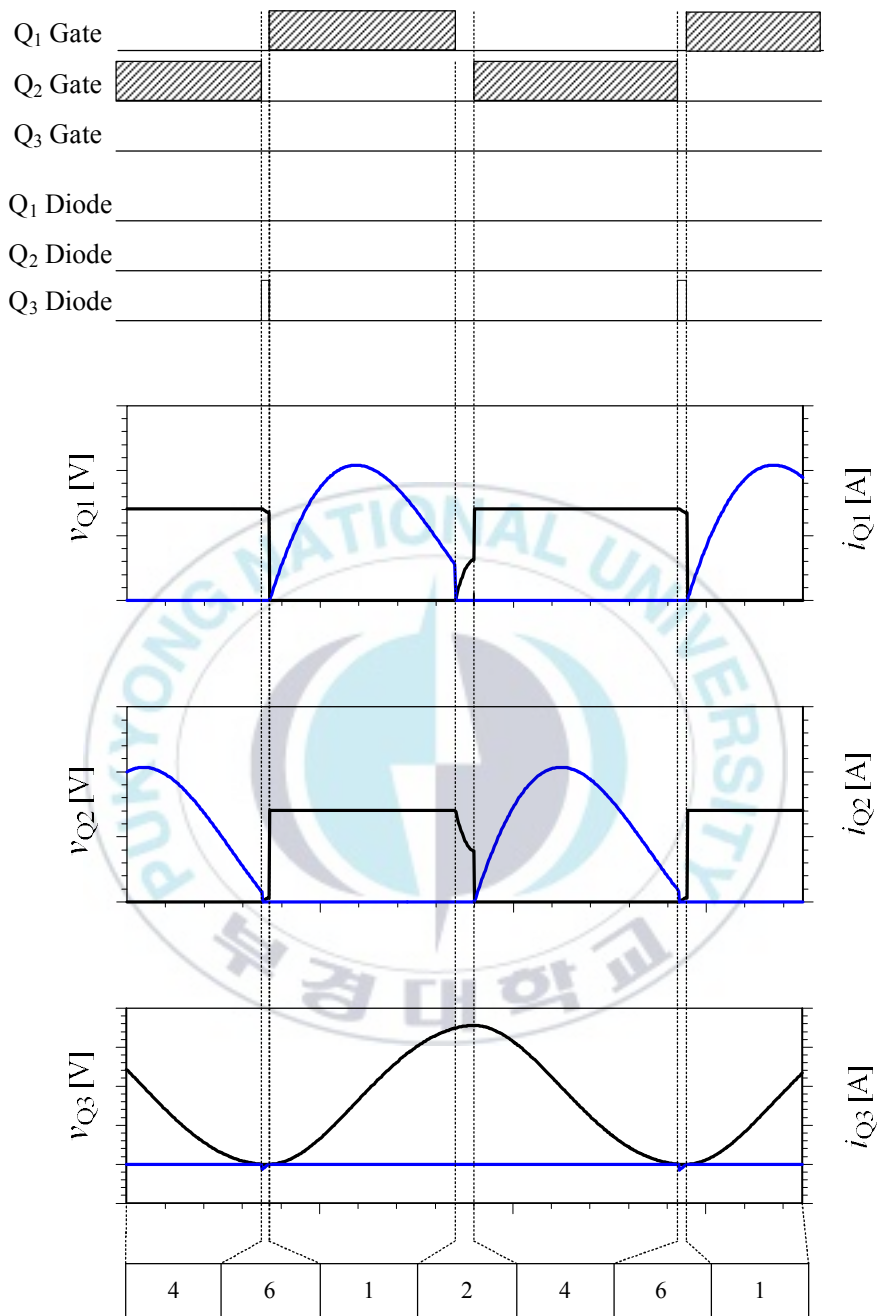


그림 3.5 Pattern A(D_1 도통 기간에 Q_3 의 게이트 신호 오프)의 스위칭 파형

Fig. 3.5 The switching waveform of the pattern A

(gate signal off of Q_3 in the conduction period D_1)

이때, 스위치 Q_1 과 Q_2 에 걸리는 전압은 C_1 과 C_{r1} , C_{r2} 및 워크 코일 L_1 의 누설 인덕턴스에 의해 공진 현상이 발생되어 기율기를 가지고 감소 및 증가한다.

(3) 모드 4

그러나 C_1 의 전압은 체로까지 떨어지는 못하고, 데드 타임의 종료와 동시에 하드 스위칭에서 스위치 Q_2 가 도통한다. 그리고 인버터의 1주기 시간 T_0 가 되면 스위치 Q_2 는 턴-오프된다. 이때, 다시 C_1 과 C_{r1} , C_{r2} 및 워크 코일 L_1 의 누설 인덕턴스에 의해 공진 현상이 발생되어 기율기를 가지고 감소 및 증가한다.

(4) 모드 6

이 과정에서 C_{r2} 의 전압은 0이 되어 D_3 가 도통한다. 그리고 데드 타임이 지나면 하드 스위칭에서 스위치 Q_1 이 도통하고 다시 모드 1이 된다.

(나) Patten B(S_1 도통 기간에 Q_3 의 게이트 신호 OFF)의 동작

(모드 1 → 모드 2 → 모드 3 → 모드 4 → 모드 5 → 모드 6 → 모드 7 → 모드 8 → 모드 1)

(1) 모드 1

D_1 에 의해 정해진 기간동안 스위치 Q_1 이 도통되어 직렬 공진현상이 발생하여 직류 전압원 E에서 부하로 전력이 공급된다.

(2) 모드 2

스위치 Q_1 이 턴-오프하고 무손실 스너버 커패시터 C_1 이 방전되는 모드이다. 이때, 스위치 Q_1 과 Q_2 에 걸리는 전압은 C_1 과 C_{r1} , C_{r2} 및 워크 코일 L_1 의 누설 인덕턴스에 의해 공진 현상이 발생되어 기율기를 가지고 감소 및 증가한다.

(3) 모드 3

스위치 Q_1 의 전압이 E 까지 상승하고, 스위치 Q_2 의 전압이 0에 도달하면 스위치 Q_2 의 역병렬 다이오드 D_2 가 도통한다. 이때, C_r 과 부하에 의해 공진 현상이 발생하며, 다이오드 도통 기간 동안 게이트 신호를 넣는 것으로 스위치 Q_2 는 ZVS & ZCS를 실현한다.

(4) 모드 4

부하 공진에 의해 스위치 Q_2 의 전류가 다이오드 D_2 에서 S_2 로 전류(轉流)하여 모드 4로 전환한다.

(5) 모드 5

스위치 S_2 로 전류(轉流)한 후 다시 부하 공진에 의해 C_{r2} 의 전압이 0가 된다. 이 순간 D_3 가 도통되어 부하와 공진 커패시터 C_{r1} 의 폐쇄 루프가 구성된다.

(6) 모드 6

인버터 1주기 시간 T_0 가 경과하면 스위치 Q_2 는 턴-오프된다. 이때, 모드 2와 마찬가지로 전류값은 유한값에서 급격히 0이 된다. 스위치 Q_2 의 전압은 $C_1 \rightarrow C_{r1} \rightarrow$ 부하에 의해 공진이 발생하기 때문에 ZVS가 실현된다.

(7) 모드 7

스위치 Q_2 의 전압이 E 까지 상승하면 D_1 이 도통한다. 이 기간 모드 3뿐만 아니라 스위치 Q_1 의 게이트 신호를 넣는 것으로 ZVS & ZCS를 실현한다.

(8) 모드 8

부하 공진에 의해 스위치 Q_1 의 전류 및 스위치 Q_3 의 전류가 다이오드 D_1, D_3 에서 S_1, S_3 로 동시에 전류(轉流)한다. 이후 D' 에 의해 정해진 시간이 경과하

면 스위치 Q_3 는 턴-오프된다. 이때 스위치 Q_3 의 전압은 부하 공진에 의해 완만하게 상승하며 모드 1로 전환한다. 정기적으로 이 동작을 반복한다.

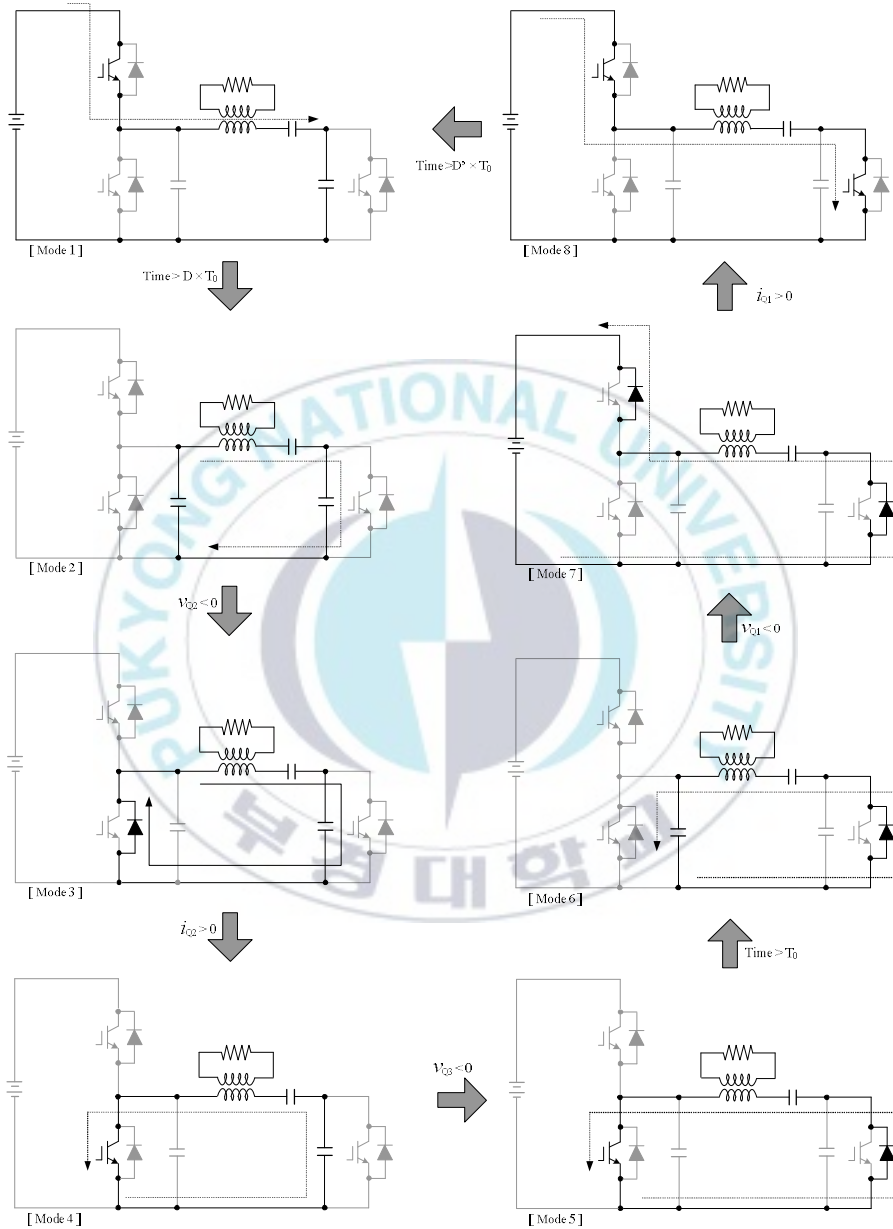


그림 3.6 Pattern B(S_1 도통 기간에 Q_3 의 게이트 신호 OFF)모드 전환

Fig. 3.6 Pattern B(Gate signal OFF of Q_3 during S_1 conduction period) Mode switching

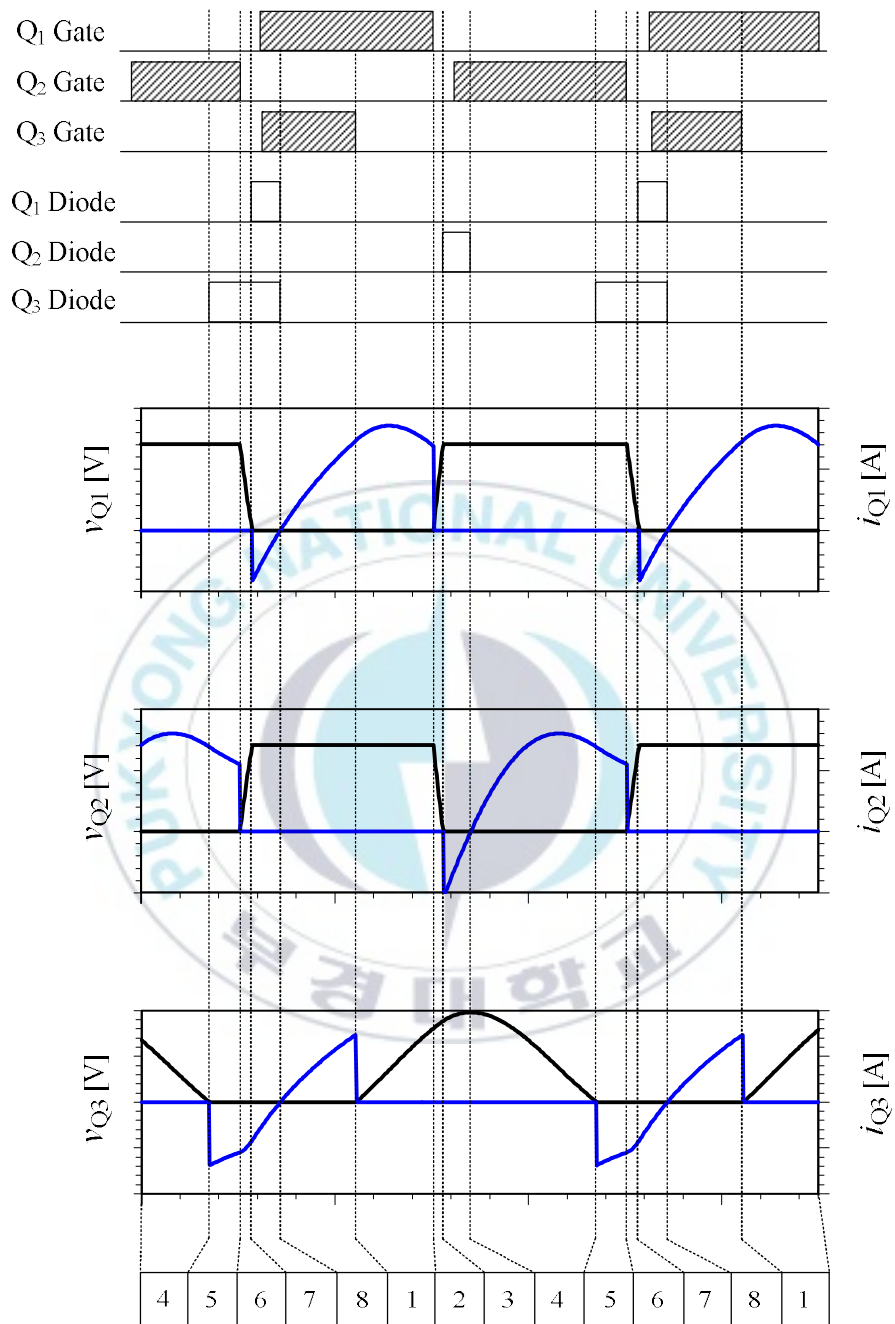


그림 3.7 Pattern B(S₁ 도통 기간에 Q₃의 게이트 신호 오프)의 스위칭 파형

Fig. 3.7 The switching waveform of the pattern B

(gate signal off of Q₃ in the conduction period S₁)

(다) Patten C(데드 타임 기간에 Q_3 의 게이트 신호 OFF)의 동작

(모드 2 → 모드 3 → 모드 4 → 모드 5 → 모드 6 → 모드 7 → 모드 8 → 모드 9 → 모드 2)

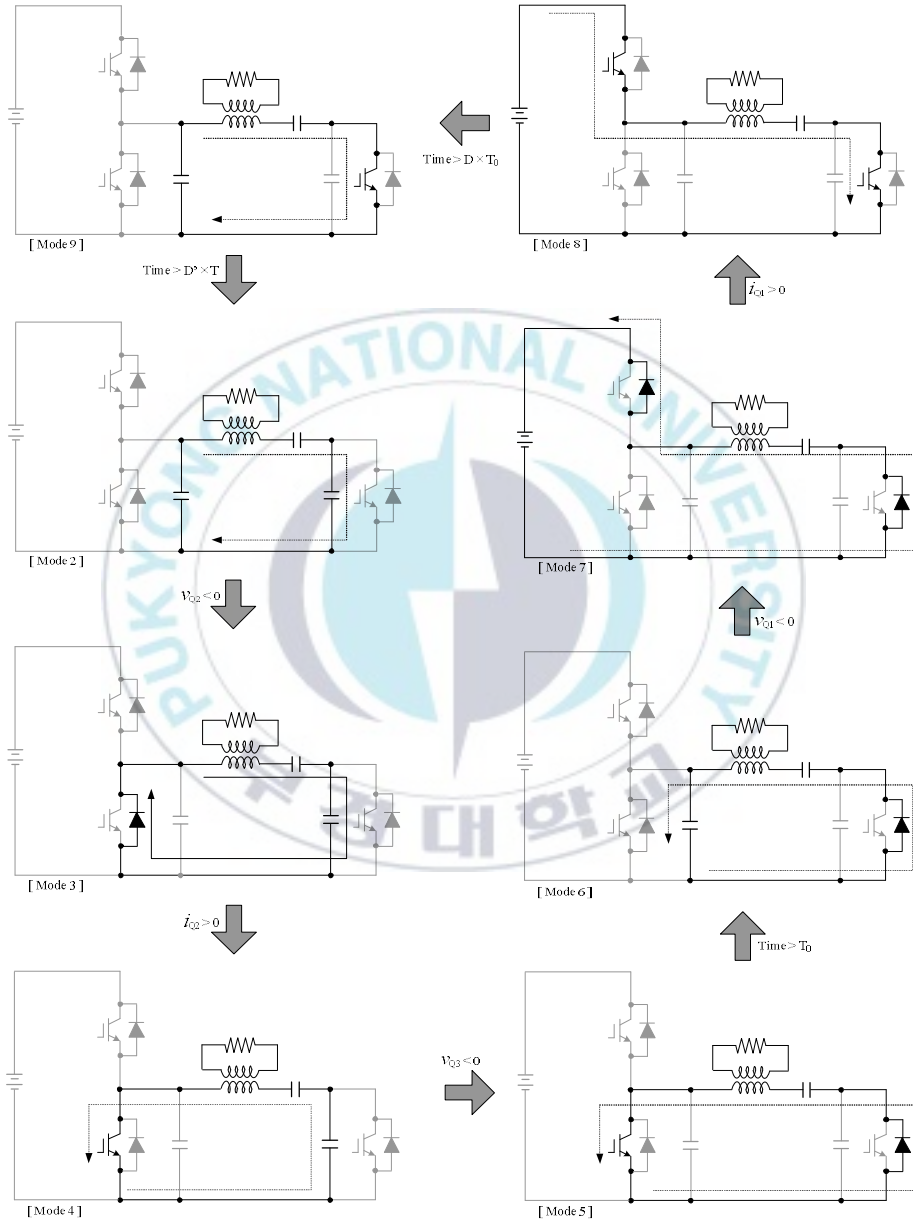


그림 3.8 Pattern C(데드 타임 기간에 Q_3 의 게이트 신호 OFF)모드 전환

Fig. 3.8 Pattern C(Gate signal OFF of dead time period Q_3) Mode switching

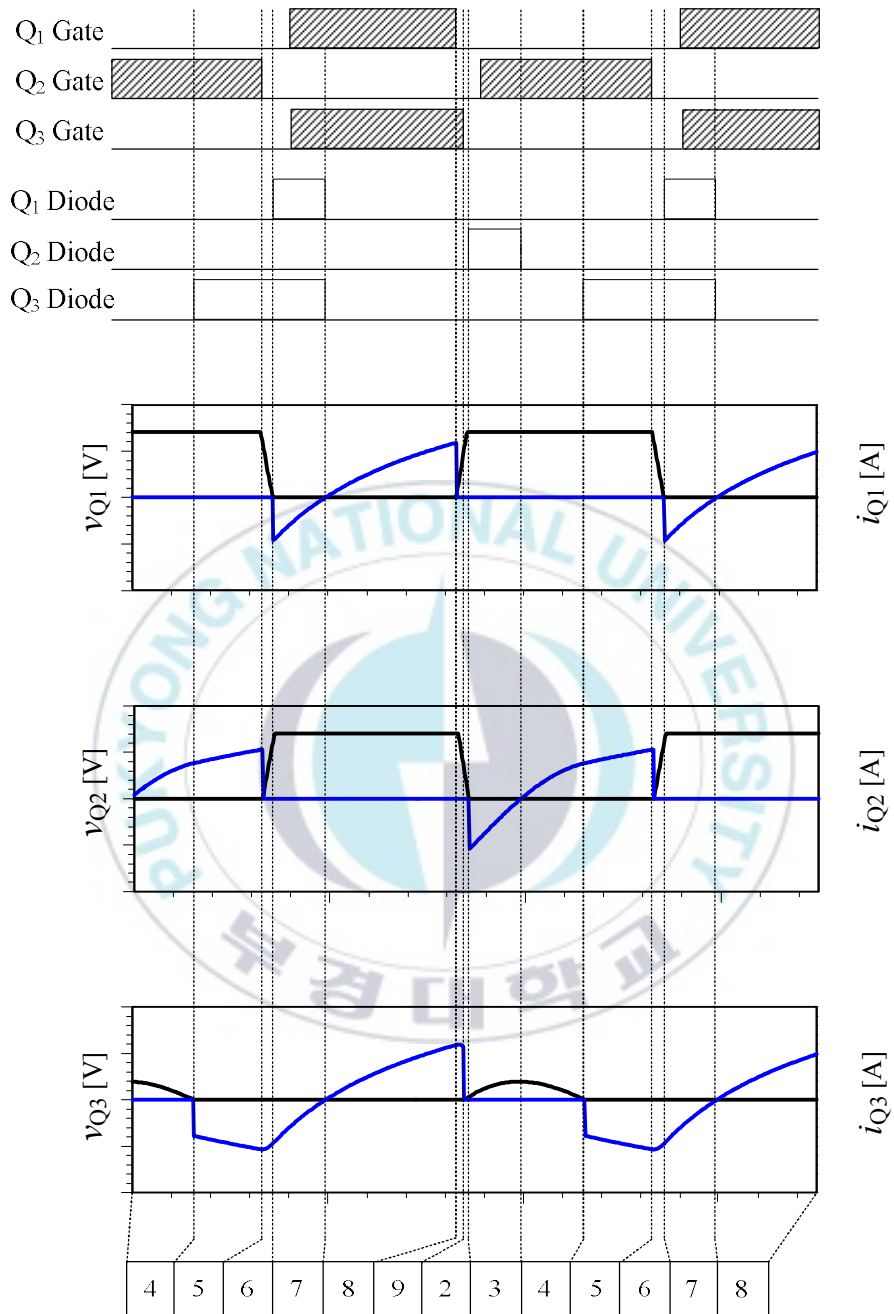


그림 3.9 Pattern C(데드 타임 기간에 Q_3 의 게이트 신호 오프)의 스위칭 파형
 Fig. 3.9 The switching waveform of the pattern C
 (gate signal off of dead time period Q_3)

(1) 모드 8

D_1 에 의해 정해진 기간동안 직류 전압원 $E \rightarrow$ 스위치 $Q_1 \rightarrow$ 부하 \rightarrow 스위치 Q_3 의 폐루프로 공진현상이 발생하여 부하로 전력이 공급된다.

(2) 모드 9

스위치 Q_1 이 턴-오프하고 무손실 스너버 커패시터 C_1 이 방전되는 모드이다. 이때, 스위치 Q_1 과 Q_2 에 걸리는 전압은 C_1 과 C_{r1} , C_{r2} 및 워크 코일 L_1 의 누설 인덕턴스에 의해 공진 현상이 발생되어 기울기를 가지고 감소 및 증가한다.

(3) 모드 2

무손실 스너버 작동 중에 D' 에 의해 정해진 시간이 경과되면 스위치 Q_3 는 턴-오프된다. 이때, 스위치 Q_3 의 전압은 부하 공진에 의해 완만하게 상승하며, C_1 의 전압은 무손실 스너버 동작을 계속한다.

(4) 모드 3

스위치 Q_1 의 전압이 E 까지 상승하고, 스위치 Q_2 의 전압이 0에 도달하면 스위치 Q_2 의 역병렬 다이오드 D_2 가 도통한다. 이때, C_r 과 부하에 의해 공진 현상이 발생하며, 다이오드 도통 기간 동안 게이트 신호를 넣는 것으로 스위치 Q_2 는 ZVS & ZCS를 실현한다.

(5) 모드 4

부하 공진에 의해 스위치 Q_2 의 전류가 다이오드 D_2 에서 S_2 로 전류(轉流)하여 모드 4로 전환한다.

(6) 모드 5

스위치 S_2 로 전류(轉流)한 후 다시 부하 공진에 의해 C_{r2} 의 전압이 0이 된

다. 이 순간 D_3 가 도통되어 부하와 공진 커패시터 C_{r1} 의 폐쇄 루프가 구성된다.

(7) 모드 6

인버터 1주기 시간 T_0 가 경과하면 스위치 Q_2 는 턴-오프된다. 이때, 모드 2와 마찬가지로 전류값은 유효값에서 급격히 0이 된다. 스위치 Q_2 의 전압은 $C_1 \rightarrow C_{r1} \rightarrow$ 부하에 의해 공진이 발생하기 때문에 ZVS가 실현된다.

(8) 모드 7

스위치 Q_2 의 전압이 E까지 상승하면 D_1 이 도통한다. 이 기간 모드 3뿐만 아니라 스위치 Q_1 의 게이트 신호를 넣는 것으로 ZVS & ZCS를 실현한다. 부하 공진에 의해 스위치 Q_1 의 전류 및 스위치 Q_3 의 전류가 다이오드 D_1, D_3 에서 S_1, S_3 로 동시에 전류(轉流)한다. 이때 스위치 Q_3 의 전압은 부하 공진에 의해 완만하게 상승하며 모드 8로 전환한다. 정기적으로 이 동작을 반복한다.

(라) Patten D(D_2 도통 기간에 Q_3 의 게이트 신호 OFF)의 동작

(모드 3 → 모드 4 → 모드 5 → 모드 6 → 모드 7 → 모드 8 → 모드 9 → 모드 10 → 모드 3)

(1) 모드 8

D_1 에 의해 정해진 기간동안 직류 전압원 E→스위치 Q_1 →부하→스위치 Q_3 의 폐루프로 공진현상이 발생하여 부하로 전력이 공급된다.

(2) 모드 9

스위치 Q_1 이 턴-오프하고 무손실 스너버 커패시터 C_1 이 방전되는 모드이다. 이때, 스위치 Q_1 과 Q_2 에 걸리는 전압은 C_1 과 C_{r1}, C_{r2} 및 워크 코일 L_1 의 누설 인덕턴스에 의해 공진 현상이 발생되어 기울기를 가지고 감소 및 증가한다.

(3) 모드 10

스위치 Q_1 의 전압이 E 까지 상승하고, 스위치 Q_2 의 전압이 0에 도달하면 스위치 Q_2 의 역병렬 다이오드 D_2 가 도통한다. 이때, C_r 과 부하에 의해 공진 현상이 발생하며, 다이오드 도통 기간 동안 게이트 신호를 넣는 것으로 스위치 Q_2 는 ZVS & ZCS를 실현한다.

(4) 모드 3

D' 에 의해 정해진 시간이 경과하면 스위치 Q_3 는 턴-오프된다. 이때 스위치 Q_3 의 전압은 부하 공진에 의해 완만하게 상승하며 ZVS 턴-오프된다.

(5) 모드 4

부하 공진에 의해 스위치 Q_2 의 전류가 다이오드 D_2 에서 S_2 로 전류(轉流)하여 모드 4로 전환한다.

(6) 모드 5

스위치 S_2 로 전류(轉流)한 후 다시 부하 공진에 의해 C_{r2} 의 전압이 0가 된다. 이 순간 D_3 가 도통되어 부하와 공진 커패시터 C_{r1} 의 폐쇄 루프가 구성된다.

(7) 모드 6

인버터 1주기 시간 T_0 가 경과하면 스위치 Q_2 는 턴-오프된다. 이때, 모드 2와 마찬가지로 전류값은 유한값에서 급격히 0이 된다. 스위치 Q_2 의 전압은 $C_1 \rightarrow C_{r1} \rightarrow$ 부하에 의해 공진이 발생하기 때문에 ZVS가 실현된다.

(8) 모드 7

스위치 Q_2 의 전압이 E 까지 상승하면 D_1 이 도통한다. 이 기간 모드 3뿐만 아니라 스위치 Q_1 의 게이트 신호를 넣는 것으로 ZVS & ZCS를 실현한다. 부하 공

진에 의해 스위치 Q_1 의 전류 및 스위치 Q_3 의 전류가 다이오드 D_1, D_3 에서 S_1, S_3 로 동시에 전류(轉流)한다. 이때 스위치 Q_3 의 전압은 부하 공진에 의해 완만하게 상승하며 모드 8로 전환한다. 정기적으로 이 동작을 반복한다.

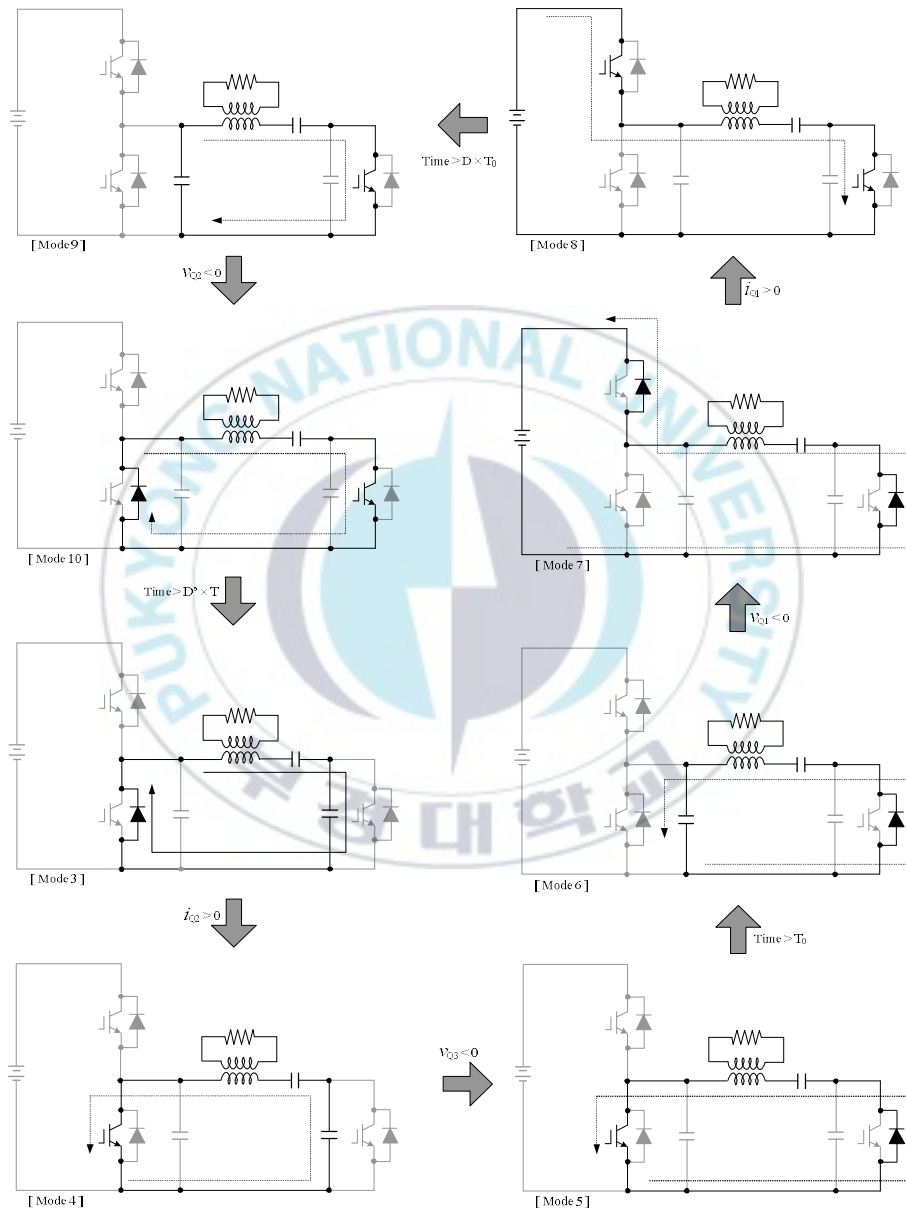


그림 3.10 Pattern D(D_2 도통 기간에 Q_3 의 게이트 신호 OFF)모드 전환

Fig. 3.10 Pattern D(Gate signal OFF of Q_3 during D_2 conduction period) Mode switching

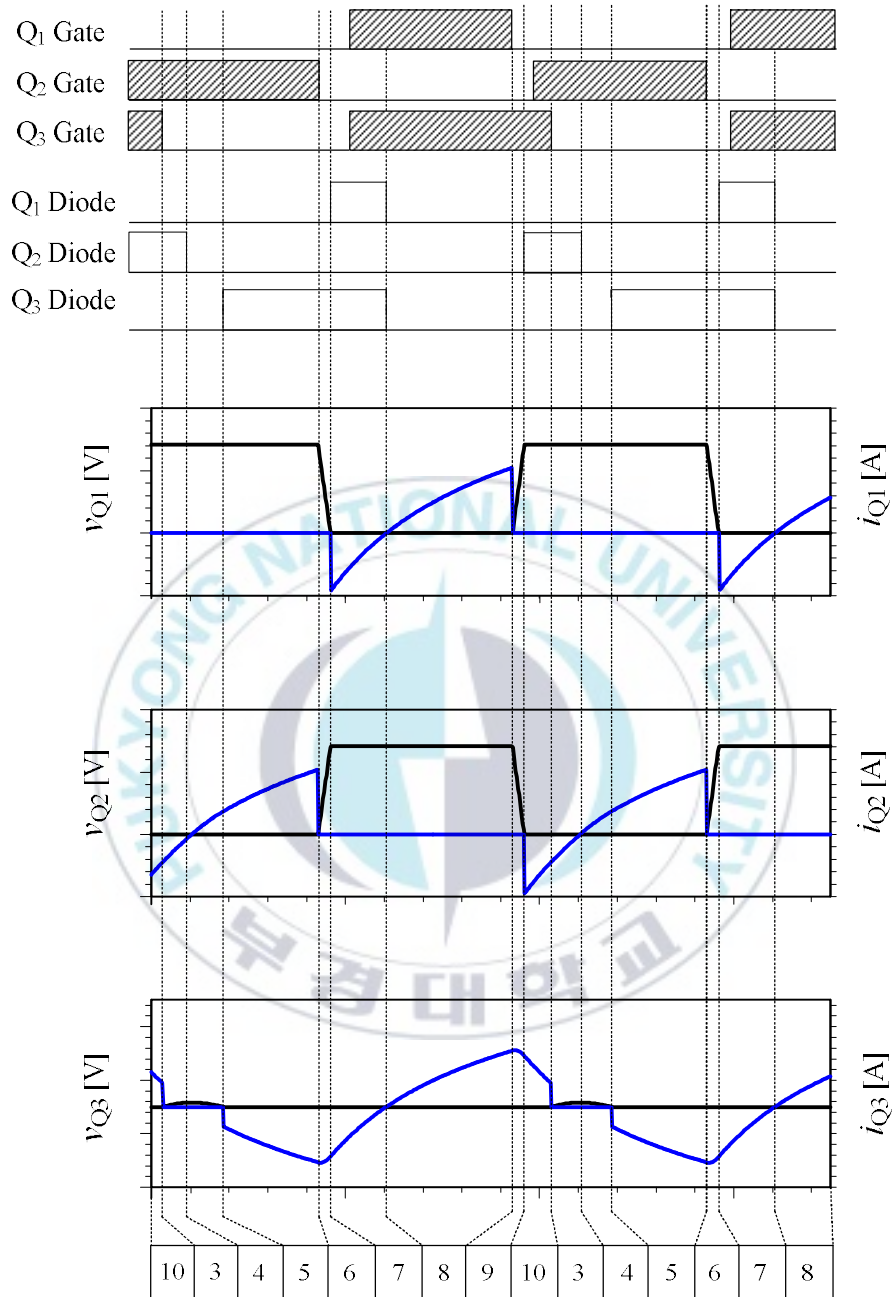


그림 3.11 Pattern D(D₂ 도통 기간에 Q₃의 게이트 신호 오프)의 스위칭 파형

Fig. 3.11 The switching waveform of the pattern D

(gate signal off of Q₃ in the conduction period D₂)

(마) Pattern E(S_2 도통 기간에 Q_3 의 게이트 신호 OFF)의 동작

(모드 5 → 모드 6 → 모드 7 → 모드 8 → 모드 9 → 모드 10
→ 모드 5)

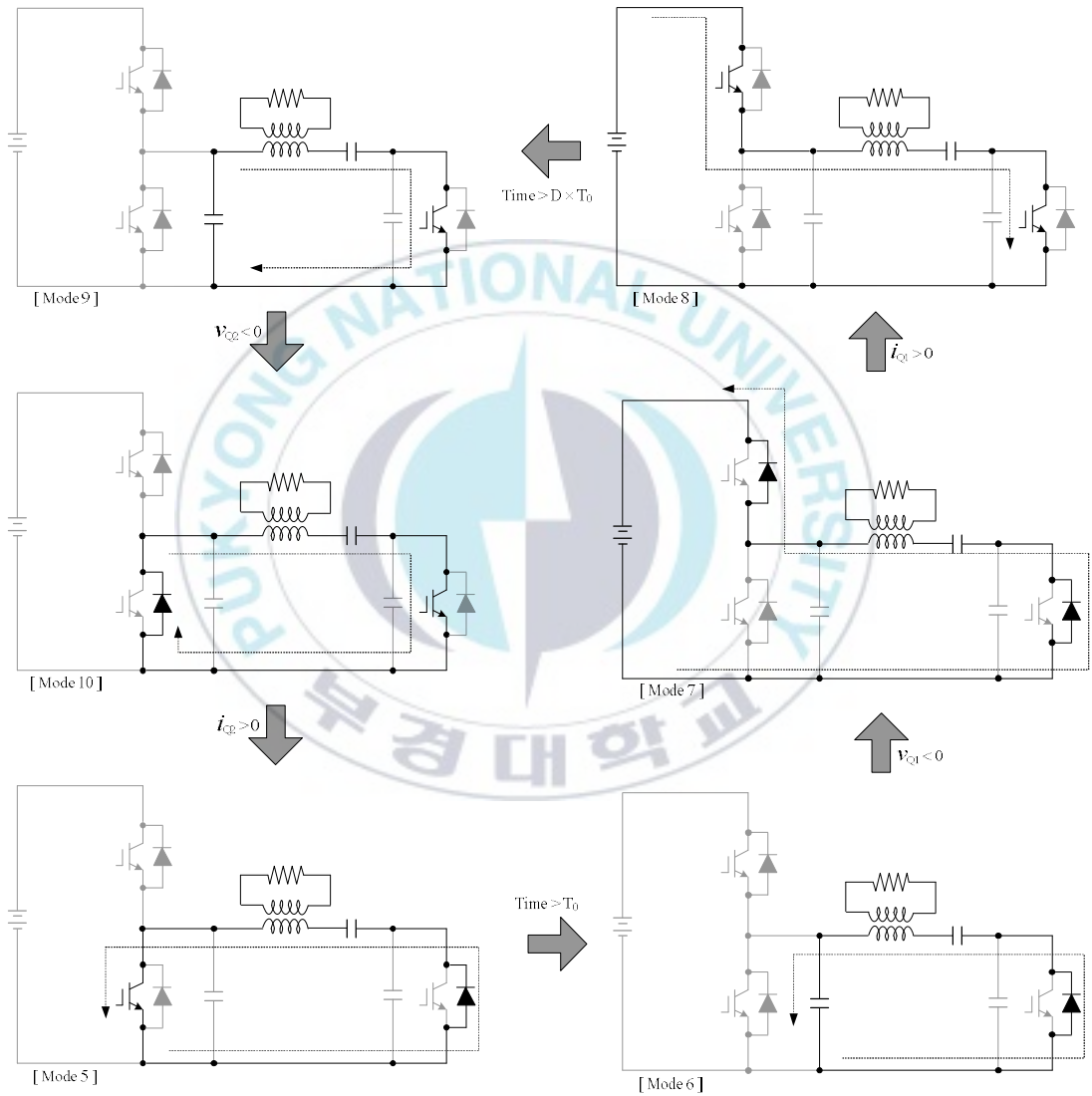


그림 3.12 Pattern E(S_2 도통 기간에 Q_3 의 게이트 신호 OFF)모드 전환

Fig. 3.12 Pattern E(Gate signal OFF of Q_3 during S_2 conduction period) Mode switching

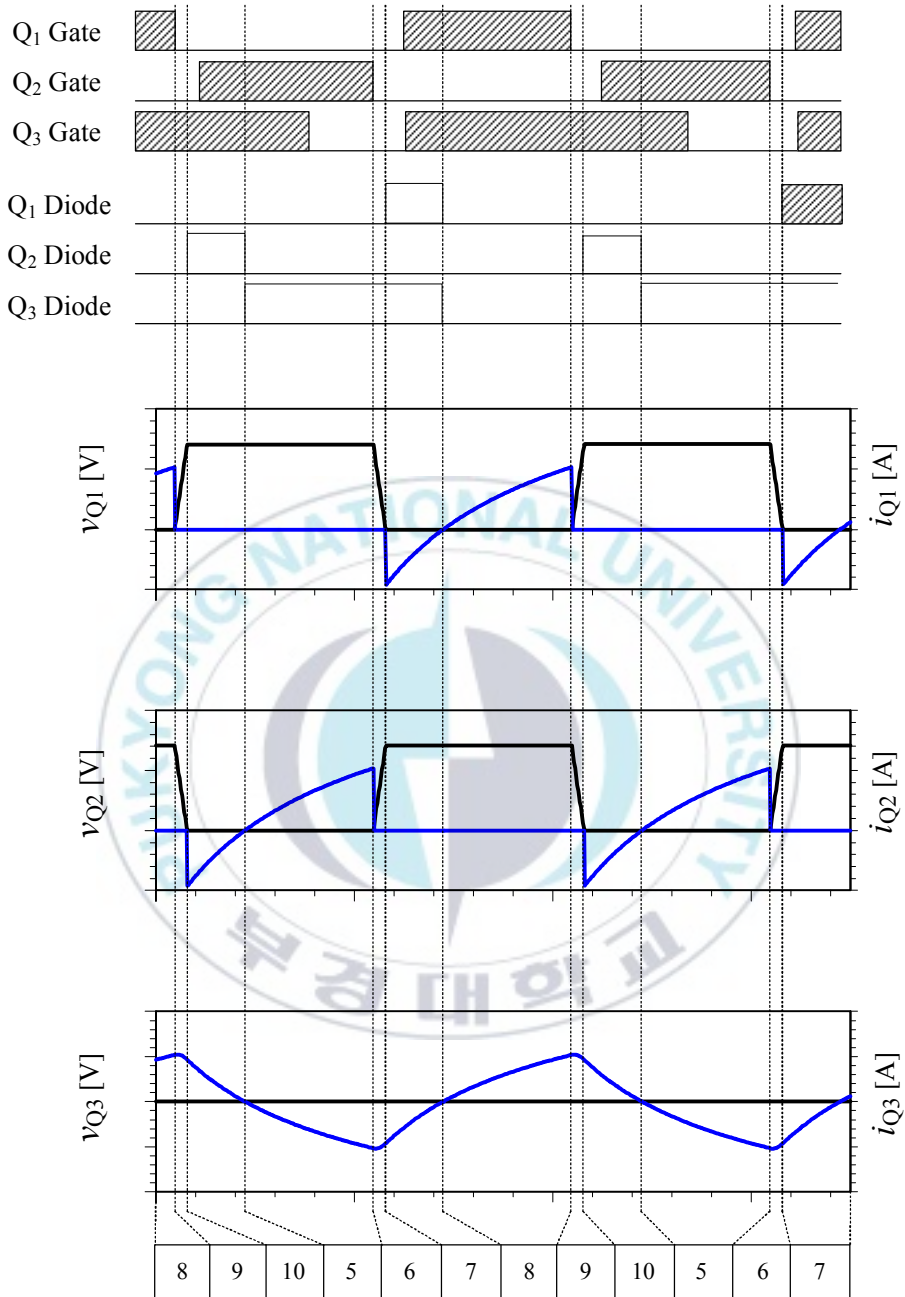


그림 3.13 Pattern E(S₂ 도통 기간에 Q₃의 게이트 신호 오프)의 스위칭 파형

Fig. 3.13 The switching waveform of the pattern E

(gate signal off of Q₃ in the conduction period S₂)

(1) 모드 8

D_1 에 의해 정해진 기간동안 직류 전압원 $E \rightarrow$ 스위치 $Q_1 \rightarrow$ 부하 \rightarrow 스위치 Q_3 의 폐루프로 공진현상이 발생하여 부하로 전력이 공급된다.

(2) 모드 9

스위치 Q_1 이 턴-오프하고 무손실 스너버 커패시터 C_1 이 방전되는 모드이다. 이때, 스위치 Q_1 과 Q_2 에 걸리는 전압은 C_1 과 C_{r1} , C_{r2} 및 워크 코일 L_1 의 누설 인덕턴스에 의해 공진 현상이 발생되어 기울기를 가지고 감소 및 증가한다.

(3) 모드 10

스위치 Q_1 의 전압이 E 까지 상승하고, 스위치 Q_2 의 전압이 0에 도달하면 스위치 Q_2 의 역병렬 다이오드 D_2 가 도통한다. 이때, C_r 과 부하에 의해 공진 현상이 발생하며, 다이오드 도통 기간 동안 게이트 신호를 넣는 것으로 스위치 Q_2 는 ZVS & ZCS를 실현한다.

(4) 모드 5

부하 공진에 의해 스위치 Q_2 는 D_2 에서 S_2 로, 반대로 스위치 Q_3 는 D_3 에서 S_3 로 전류(轉流)한다. 이 기간 동안 스위치 Q_3 에 게이트 신호를 해제하고 다시 설정하지만 인버터 동작에 영향을 주지 않는다.

(5) 모드 6

인버터 1주기 시간 T_0 가 경과하면 스위치 Q_2 는 턴-오프된다. 이때, Mode 2와 마찬가지로 전류값은 유한값에서 급격히 0이 된다. 스위치 Q_2 의 전압은 $C_1 \rightarrow C_{r1} \rightarrow$ 부하에 의해 공진이 발생하기 때문에 ZVS가 실현된다.

(6) 모드 7

스위치 Q_2 의 전압이 E까지 상승하면 D_1 이 도통한다. 이 기간 모드 3뿐만 아니라 스위치 Q_1 의 게이트 신호를 넣는 것으로 ZVS & ZCS를 실현한다. 부하 공진에 의해 스위치 Q_1 의 전류 및 스위치 Q_3 의 전류가 다이오드 D_1 , D_3 에서 S_1 , S_3 로 동시에 전류(轉流)한다. 이때 스위치 Q_3 의 전압은 부하 공진에 의해 완만하게 상승하며 모드 8로 전환한다. 정기적으로 이 동작을 반복한다.

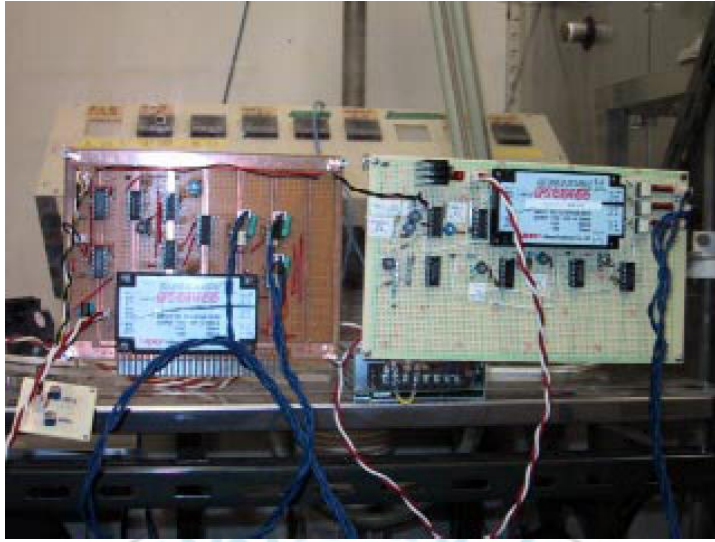
그림 3.4 ~ 그림 3.13은 각 Pattern에 대한 모드 전환 및 스위칭 파형을 나타낸 것이다. 그림 3.4 ~ 그림 3.13에서 알 수 있듯이 제안한 새로운 PWM 방식을 이용하여 시비율 D' 를 0 ~ 1까지 변화시킬 때 출력 전력이 제어된다.

3.2 시뮬레이션 및 실험 결과 및 검토

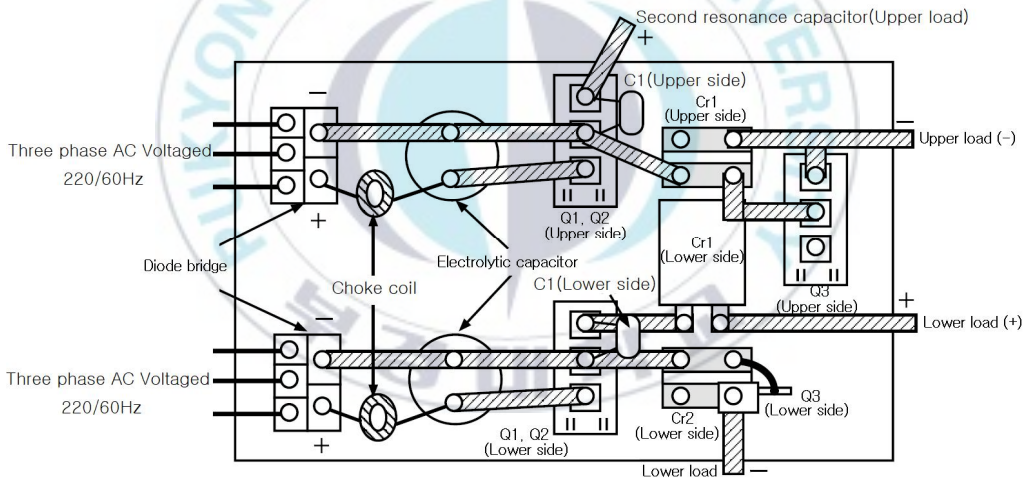
그림 3.14는 실험에 사용된 보조 ZVS PWM 제어를 이용한 고주파 인버터고의 실물도와 제작 회로도를 나타낸 것이다.



(a) 인버터의 외관



(b) PWM 신호발생회로의 외관



(c) 인버터의 제작 회로도

그림 3.14 실험에 사용된 고주파 인버터

Fig. 3.14 High frequency inverter using experiment

기존의 전압형 SEPP ZVS 고주파 인버터의 이상적인 모델에서 동작 분석을 C++언어 프로그래밍과 Pspice을 통해 시뮬레이션 하였으며, 표 3은 시뮬레

이션 및 실험에 사용된 회로정수를 나타낸 것이다. 여기서, 부하 매개 변수 τ 와 k 는 앞에서 서술한 것과 같이 전력 증폭기에 의해 측정하였으며, 워크 코일은 자기 인덕턴스이다. 표 4은 실험에 사용한 회로 소자의 특성을 나타낸 것이다.

표 3 보조 ZVS PWM 제어를 이용한 고주파 인버터에 사용된 회로정수
Table. 3 Circuit constants used high frequency inverter using auxiliary ZVS PWM control

직류 전원전압	E	250[V]
무손실 스너버 커패시터	C_1	0.3[μ F]
제1공진 커패시터	C_{r1}	15.0[μ F]
제2공진 커패시터	C_{r2}	1.44[μ F]
결합계수	k	0.632
인덕턴스	L_1	31.0[μ H]
동작 주파수	f_0	30[kHz]
부하 시정수	τ	8.1[μ sec]

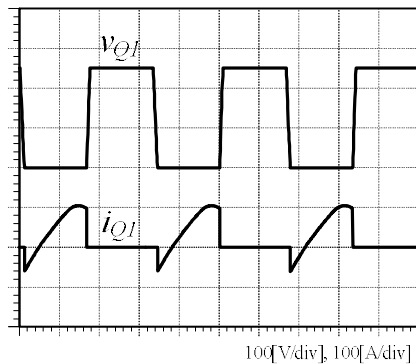
표 4 실험에 사용한 회로 소자

Table. 4 Circuit element used for experiment

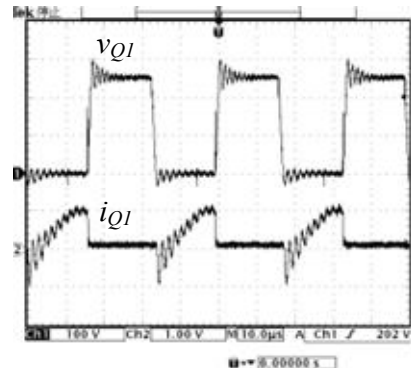
상측 IGBT	Q_1, Q_2, Q_3	CM150DY-12E	정격 600[V]/150[A]
하측 IGBT	Q_1, Q_2	CM100DY-12H	정격 600[V]/100[A]
하측 IGBT	Q_3	CT60AM	정격 900[V]/60[A]
무손실 스너버 커패시터	C_1		MPP형
제1공진 커패시터	C_{r1}	CSP100	MPP형
제2공진 커패시터	C_{r2}	CSP100	MPP형
정류 다이오드	정류용	RM50TA-2H	

그림 3.15는 시비율 $D'=0.35$ 일 때 스위치 Q_1 의 전압과 전류의 시뮬레이션 및 실험 파형을 나타낸 것이다. 그림 3.15에서 시뮬레이션 파형과 실험 파형이

거의 일치하는 것을 알 수 있다.



(a) Simulation waveform

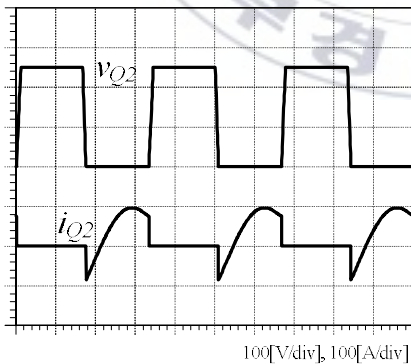


(b) Experimental Waveform

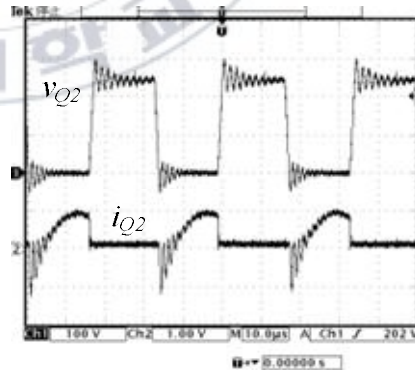
그림 3.15 스위치 Q_1 의 전압과 전류($D'=0.35$)

Fig. 3.15 The voltage and current of switch Q_1 ($D'=0.35$)

그림 3.16는 시비율 D' 가 0.35일 때 스위치 Q_2 의 전압과 전류 파형을 나타낸 것이다. 그림 3.16에서 시뮬레이션 파형과 실험 파형이 거의 일치하는 것을 알 수 있다.



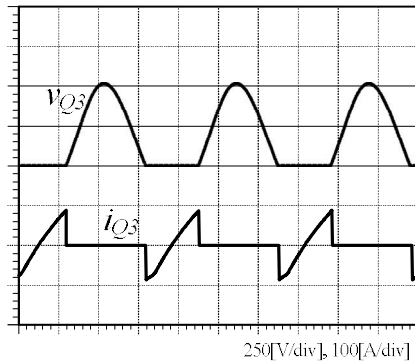
(a) Simulation waveform



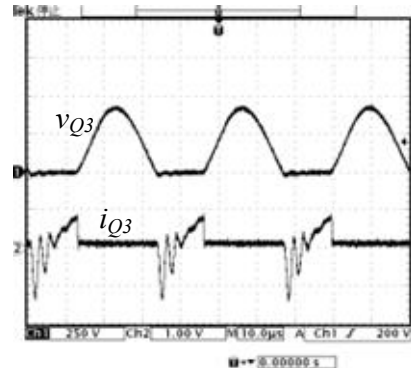
(b) Experimental Waveform

그림 3.16 스위치 Q_2 의 전압과 전류($D'=0.35$)

Fig. 3.16 The voltage and current of switch Q_2 ($D'=0.35$)



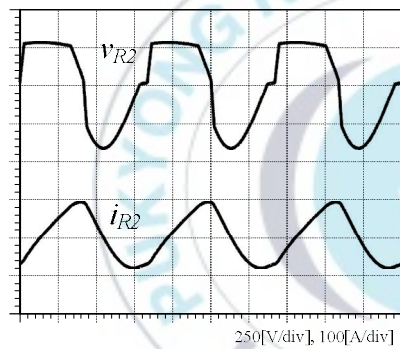
(a) Simulation waveform



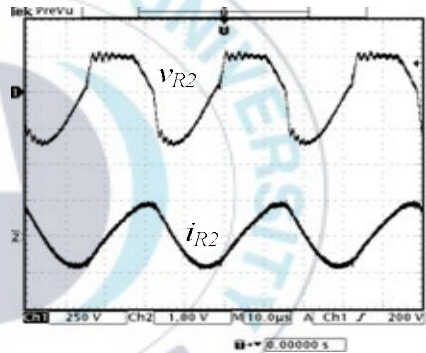
(b) Experimental Waveform

그림 3.17 스위치 Q_3 의 전압과 전류($D'=0.35$)

Fig. 3.17 The voltage and current of switch Q_3 ($D'=0.35$)



(a) Simulation waveform



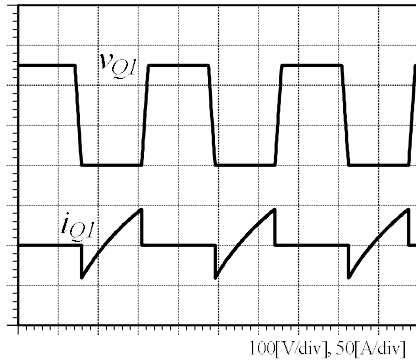
(b) Experimental Waveform

그림 3.18 부하 R_2 의 전압과 전류($D'=0.35$)

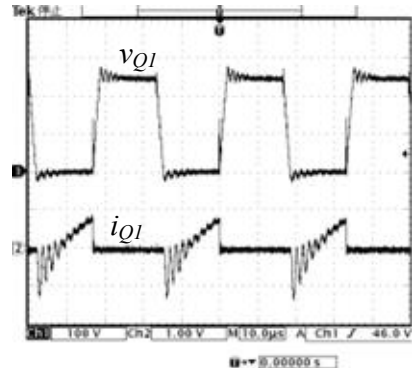
Fig. 3.18 The voltage and current of load R_2 ($D'=0.35$)

그림 3.17과 그림 3.18는 시비율 D' 가 0.35일 때 스위치 Q_3 의 전압과 전류 및 부하 R_2 의 전압과 전류 파형을 나타낸 것이다. 두 그림에서 시뮬레이션 파형과 실험 파형이 거의 일치하는 것을 알 수 있다.

그림 3.19과 그림 3.20은 시비율 $D'=1.0$ 일 때 스위치 Q_1 의 전압과 전류 및 스위치 Q_2 의 전압과 전류의 시뮬레이션 및 실험 파형을 나타낸 것이다. 두 그림에서 시뮬레이션 파형과 실험 파형이 거의 일치하는 것을 알 수 있다.



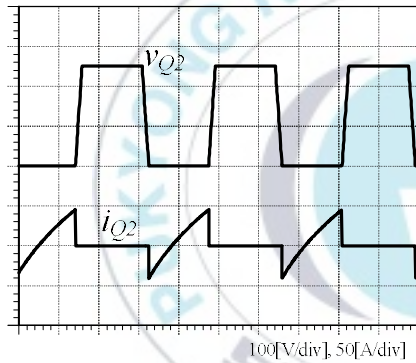
(a) Simulation waveform



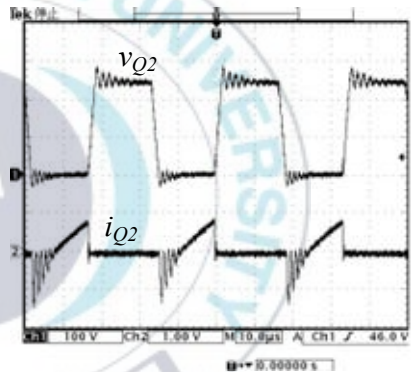
(b) Experimental Waveform

그림 3.19 스위치 Q_1 의 전압과 전류($D'=1.0$)

Fig. 3.19 The voltage and current of switch $Q_1(D'=1.0)$



(a) Simulation waveform



(b) Experimental Waveform

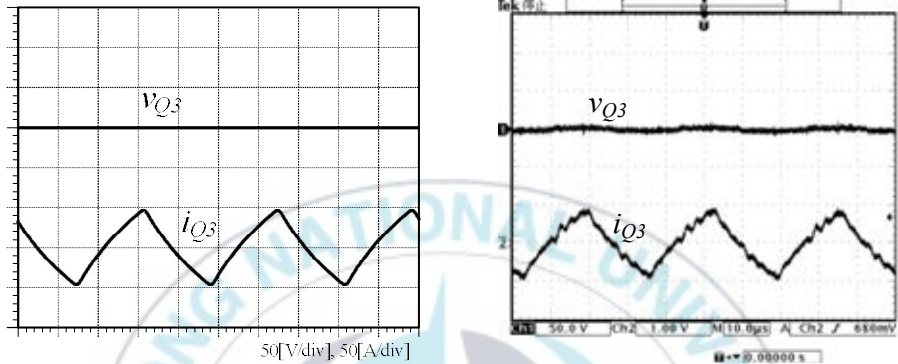
그림 3.20 스위치 Q_2 의 전압과 전류($D'=1.0$)

Fig. 3.20 The voltage and current of switch $Q_2(D'=1.0)$

그림 3.21과 그림 3.22는 시비율 D' 가 1.0일 때 스위치 Q_3 의 전압과 전류 및 부하 R_2 의 전압과 전류 파형을 나타낸 것이다. 두 그림에서 시뮬레이션 파형과 실험 파형이 거의 일치하는 것을 알 수 있다.

그림 3.16 ~ 그림 3.22에서 알 수 있듯이 제안한 보조 ZVS PWM 제어를 이용한 고주파 인버터의 부하계의 변압기 모델이 유효함을 보여주고 있다. 또한 ZVS 동작에 있어서 스위치 Q_1 과 Q_2 의 전압의 상승에 약 1[MHz] 정도의 공

진 현상에 의해 전압 피크가 직류 전원 전압 E를 넘어섰으며, 이 공진 현상의 진폭은 ZVS 동작 직전의 턴-오프시의 전류의 크기에 비례하고 있다. 이 공진은 무손실 스너버 커패시터와 회로 및 버스 라인의 기생 커패시터와 기생 인덕터에 의한 것이며, 회로의 배선으로 억제 할 수 있지만 완전히 억제 할 수 없기 때문에 실용에 적용할 때 주의가 필요가 있다.

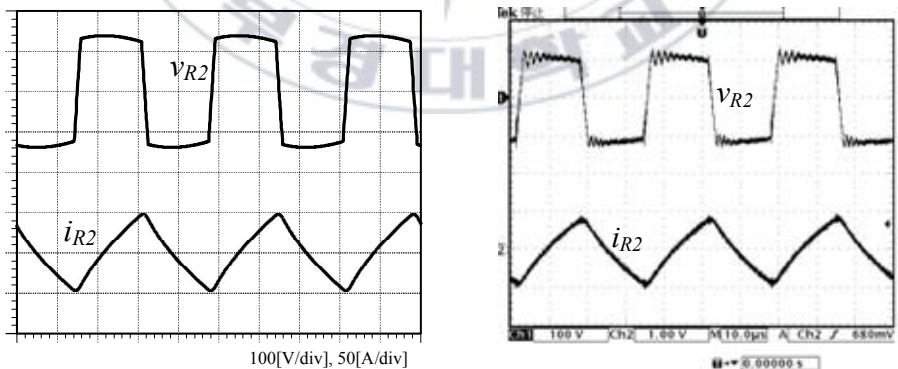


(a) Simulation waveform

(b) Experimental Waveform

그림 3.21 스위치 Q_3 의 전압과 전류($D'=1.0$)

Fig. 3.21 The voltage and current of switch Q_3 ($D'=1.0$)



(a) Simulation waveform

(b) Experimental Waveform

그림 3.22 부하 R_2 의 전압과 전류($D'=1.0$)

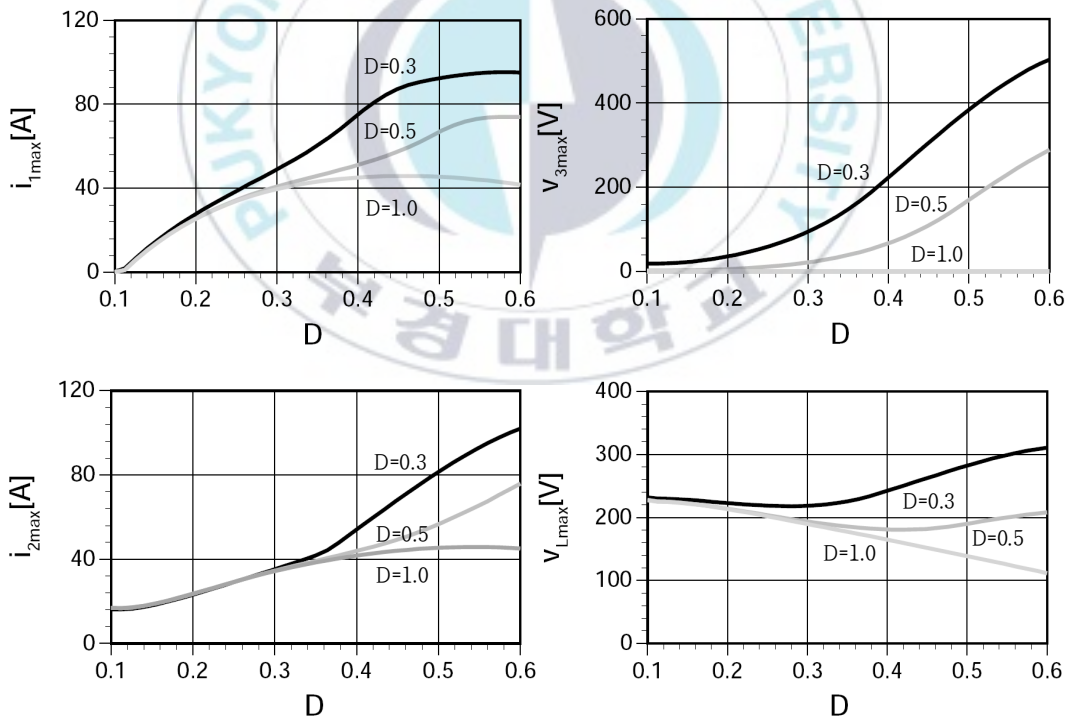
Fig. 3.22 The voltage and current of load R_2 ($D'=1.0$)

3.3 각종 특성 해석

(1) D 변화시의 특성

그림 3.23은 Duty Factor D를 0.1~0.6까지 변화시킬 때의 특성을 나타낸 것이다. 그림 3.23에서 기존의 전압형 SEPP ZVS 고주파 인버터와 마찬가지로 비대칭 PWM 방식에 의한 특성이며, 입력 전력은 Duty Factor D의 증가에 따라 증가하고 각 IGBT의 피크 전압과 피크 전류도 증가하지만, D=0.5는 정격되지 않는다.

그러나 저출력시(D<0.25)에는 기존의 전압형 SEPP ZVS 고주파 인버터와 마찬가지로 단락 모드가 발생하고 하드 스위칭되어 버리기 때문에 이 제어 방식이 최적이라고 할 수 없다.



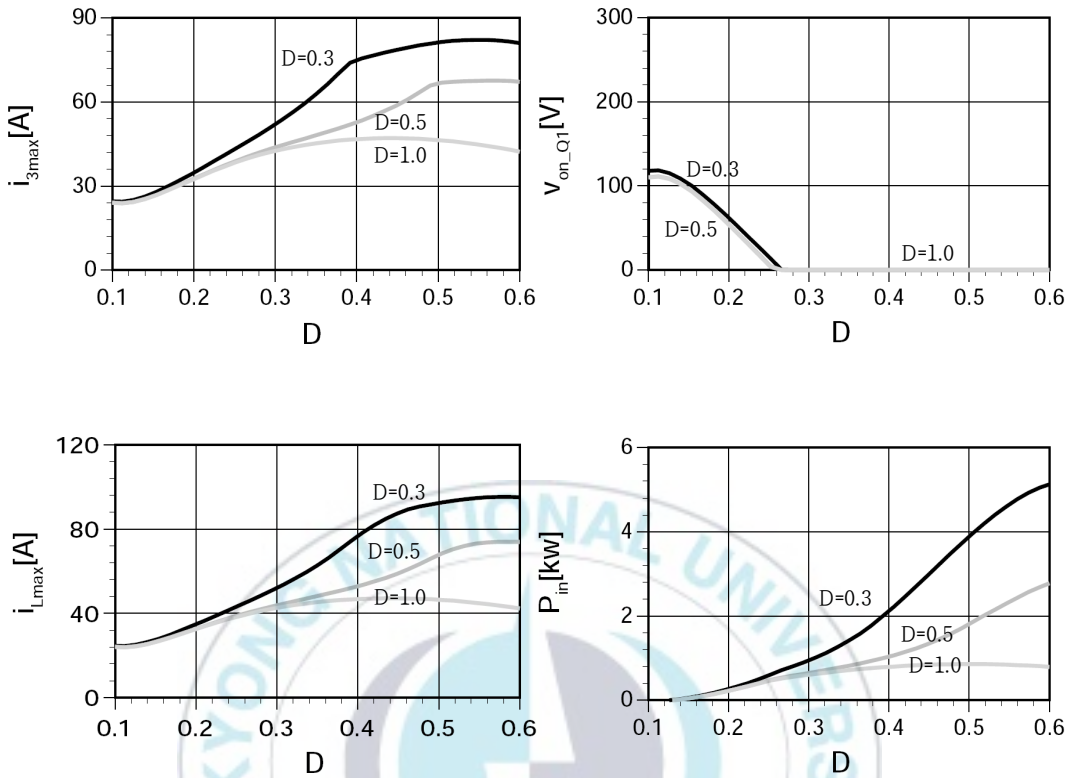


그림 3.23 D 변화시의 특성

Fig. 3.23 Characteristic of D change

(2) D' 변화시의 특성

그림 3.24는 본 논문에서 새롭게 정의된 PWM 방식 D' 를 0.2~1까지 변화시킬 때의 특성을 나타낸 것이다. 그림 3.24에서 이 방식으로 전력을 제어하는 경우에는 거의 전 영역에서 소프트 스위칭이 가능하다. 그러나 이 방식은 전력을 완전히 제로로하는 것은 불가능하기 때문에 그 이하의 출력은 비대칭 PWM 방식으로 할 필요가 있다.

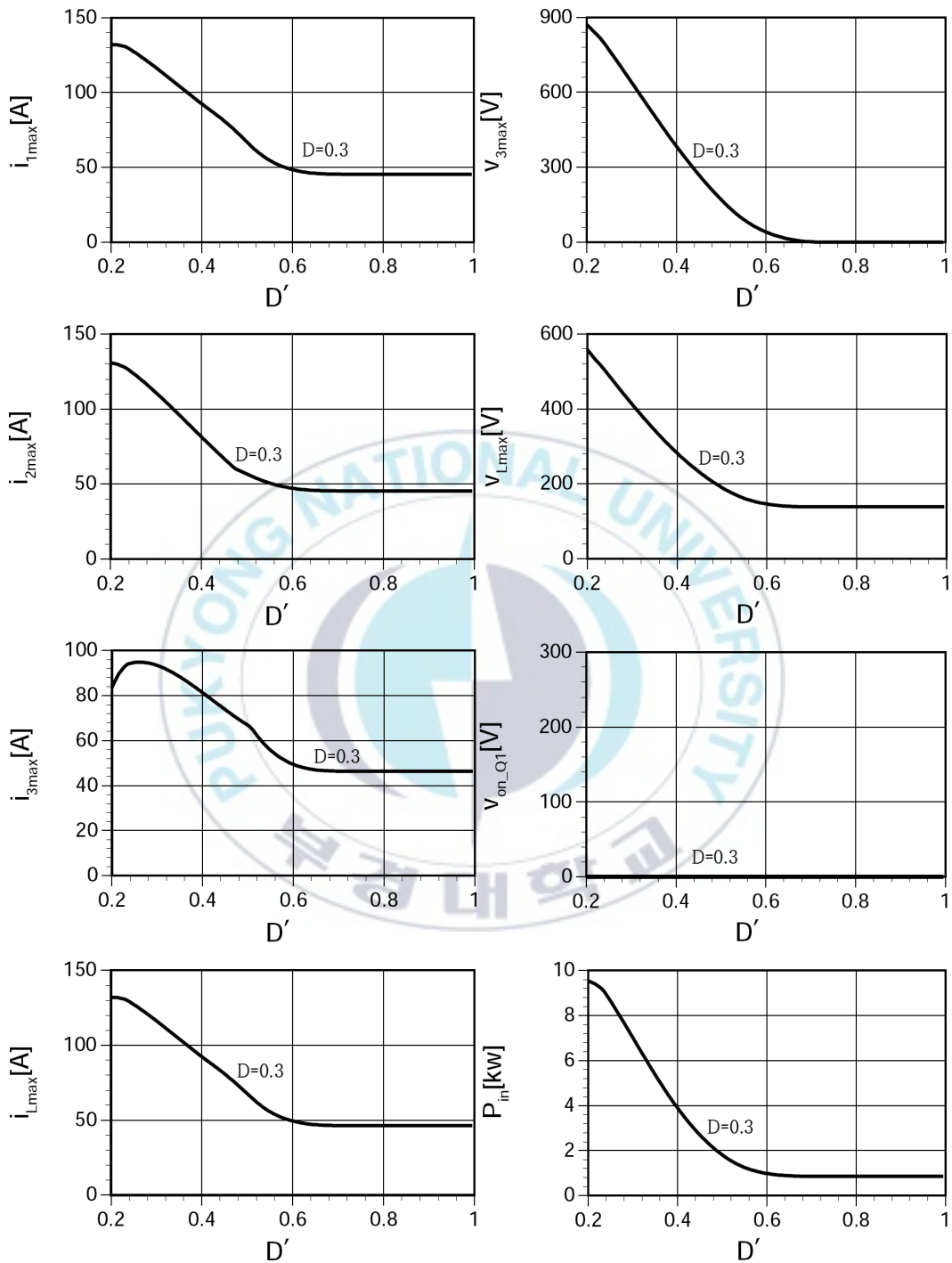


그림 3.24 D' 변화시의 특성

Fig. 3.24 Characteristic of D' change

(3) 입력전력의 특성

그림 3.25와 그림 3.36은 제안한 보조 ZVS PWM 제어를 이용한 고주파 인버터의 전력 특성 및 ZVS 동작 영역을 나타낸 것이다. 두 그림에서 알 수 있듯이 제안한 고주파 인버터는 그림 3.2에서 나타낸 새로운 방식의 PWM 방식에 의해 정의된 시간 비율(Duty Factor D')으로 출력 전력을 연속적으로 제어할 수 있다. 이 제어 방식에서는 D' 가 증가하면 반대로 입력 전력은 감소하고 D' 가 작을 때는 모든 동작 영역에서 소프트 스위칭이 가능해진다.

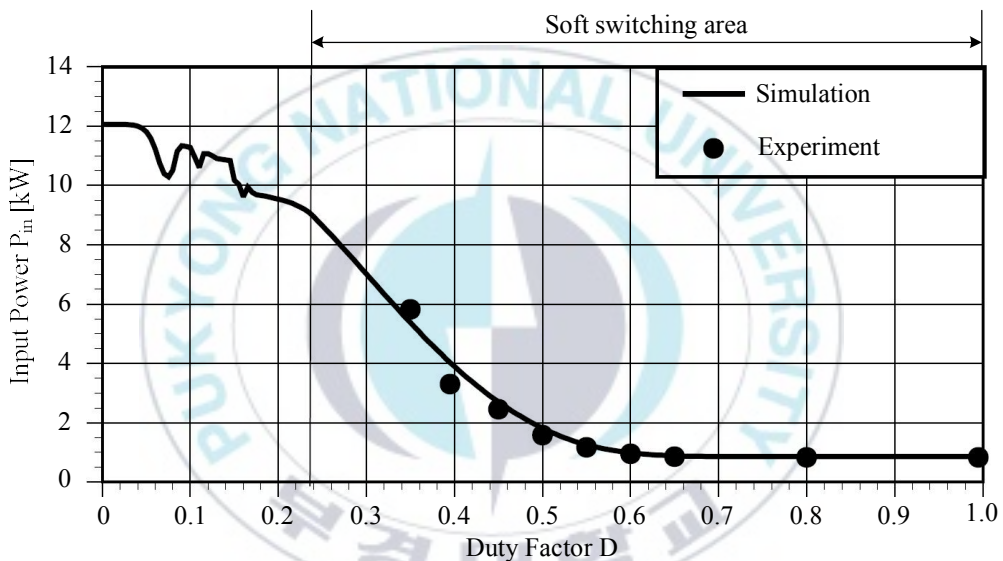


그림 3.25 제안한 고주파 인버터의 입력전력 특성

Fig. 3.25 Input power characteristic of the proposed high frequency inverter

또한 그림 3.25와 그림 3.26에서 시뮬레이션 분석에 의한 전력 특성과 실험에 의한 전력 특성이 잘 일치하고 있으며, 시뮬레이션 분석에 이용한 부하계의 변압기 모델이 유효함을 보여주고 있다. 그런데 이 PWM 방식에서는 소프트 스위칭 영역은 넓지만 입력 전력을 제로로 할 수 없다. 이러한 경우에는 $D'=1$ 인 상태에서 전력 반도체 스위치 Q_1, Q_2 에 대해 비대칭 PWM 방식으로 전력을 제어한다. 비대칭 PWM 방식에 의한 전력 제어는 기존의 전압형 SEPP 고주파

인버터와 마찬가지로 낮은 출력시에 단락 동작 모드가 발생한다. 따라서 완전히 소프트 스위칭 동작이 가능한 수는 $D=0.25$, $D'=1$ 일 때까지이다.

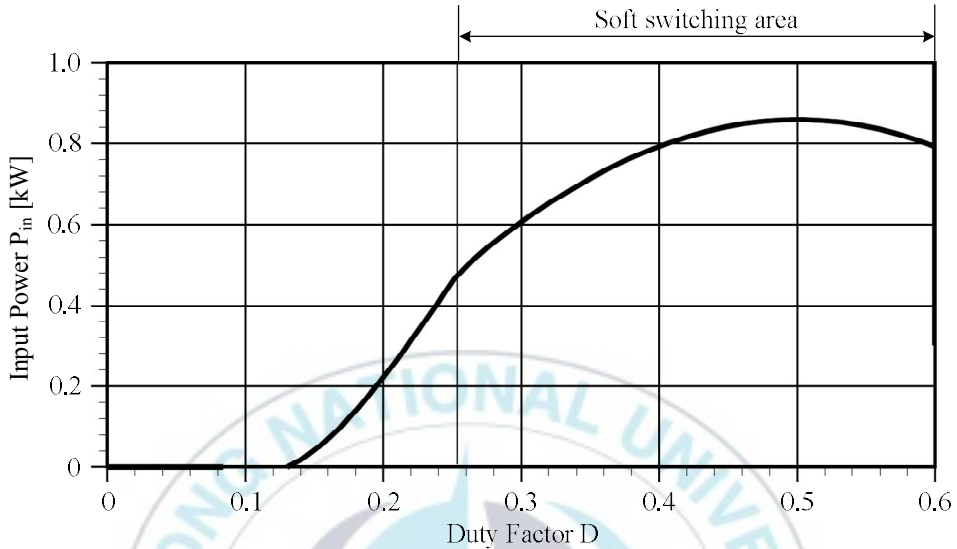


그림 3.26 입력전력의 특성(저출력시)

Fig. 3.26 Characteristics of input power(at low output)

(4) 효율의 특성

그림 3.27는 본 논문에서 제안한 보조 ZVS PWM 제어를 이용한 고주파 인버터의 효율 특성을 나타낸 것이다. 그림 3.27에서 알 수 있듯이 4.2[kW]에서 1[kW]까지의 범위에서 최고 96[%], 평균적으로 93[%]로 매우 높은 효율을 동작하고 있다. 또한 하드 스위칭이 동작하는 시점인 0.5[kW]이하의 범위에서는 효율이 떨어지기 시작하지만, 단락 동작 모드로 동작하는 상태에서 흐르는 단락 전류의 크기에 대한 입력 전력의 비율이 기존의 전압형 SEPP 고주파 인버터에 비해 작아지므로 효율은 85[%] 정도로 동작이 가능하다.

결과적으로 제안한 보조 ZVS-PWM 제어를 이용한 의한 고주파 인버터는 더 넓은 소프트 스위칭 영역에서 동작시킬 수 있으며, 특히 낮은 출력시 효율을 향상시킬 수 있다. 그리고 보조 회로로 인덕터를 사용하지 않는 이 방식은

보조 스위치를 소프트 스위칭 동작시킴으로써 손실을 최소화 할 수 있다. 또한 정격에서는 기존의 SEPP 고주파 인버터에 추가한 회로의 손실만큼 효율은 저하되지만 전체적으로 1~ 2[%]정도에 포함되어져 있다.

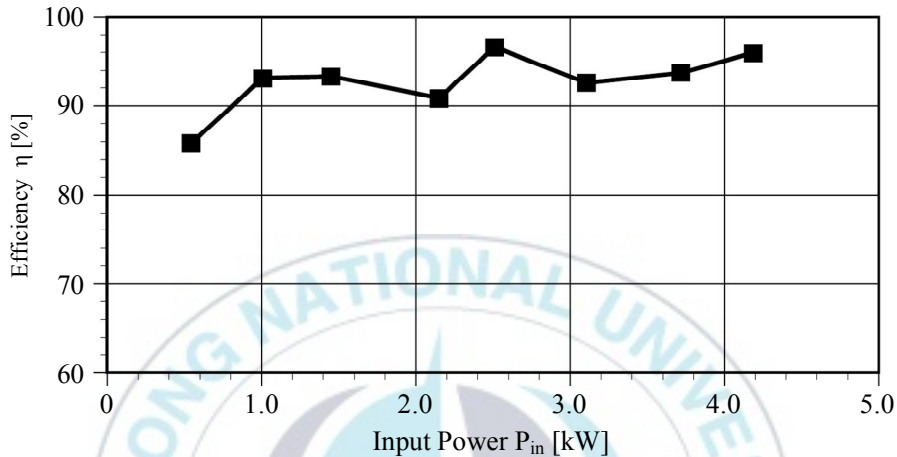


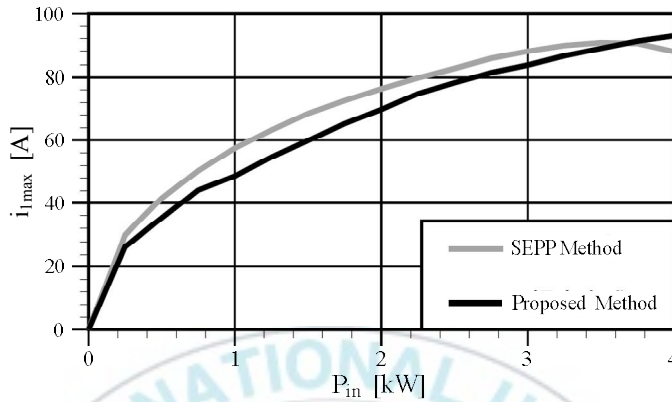
그림 3.27 제안한 고주파 인버터의 효율 특성

Fig. 3.27 Efficiency characteristic of the proposed high frequency inverter

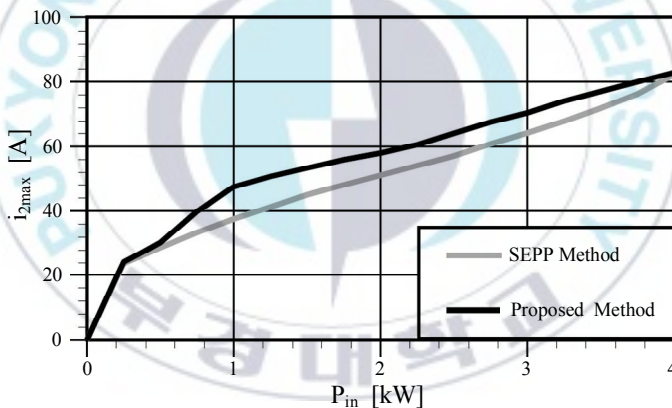
3.4 기존의 전압형 SEPP 고주파 인버터와 제안한 보조 ZVS PWM 제어를 이용한 고주파 인버터의 특성 비교

그림 3.28는 입력 전력에 대한 스위치 Q_1 , Q_2 의 전류 피크값의 변화를 나타낸 것이다. 그림 3.28에서 전체 전류 피크값은 스위치 Q_1 에서는 기존의 전압형 SEPP 방식이 높고 반대로 스위치 Q_2 에서는 제안한 보조 ZVS PWM 제어 방식이 높다. 좀 더 자세히 살펴보면, 입력 전력이 0.2~3.5[kW]범위인 경우에는 스위치 Q_1 은 기존의 전압형 SEPP 방식이 전류 피크는 높지만, 그 이상에서는 반대로 제안 방식이 전류 피크가 높아진다. 그리고 스위치 Q_2 는 거의 일정한 비율로 항상 제안 방식이 전류 피크가 높아진다. 하지만 두 방식 모두 피크 전류

는 항상 스위치 Q_1 이 더 높아지고 있기 때문에 전체적으로는 스위치 Q_1 에서 유리한 제안 방식이 유리하다고 생각된다.



(a) 스위치 Q_1 의 전류 피크값



(b) 스위치 Q_2 의 전류 피크값

그림 3.28 입력 전력에 대한 스위치 Q_1 , Q_2 의 전류 피크값의 변화

Fig. 3.28 Change in current peak value of switches Q_1 and Q_2 relative to input power

표 5은 기존 전압형 SEPP방식과 제안한 보조 ZVS PWM 제어 방식의 비교를 나타낸 것이다. 표 5에서는 기존의 전압형 SEPP 방식과 비교하기 위해 보

조 ZVS PWM 제어 방식의 정격을 4.2[kW]까지로 정하고 그때의 각 파워 반도체 디바이스의 전압 피크값과 전류 피크값, 소프트 스위칭 영역을 나타내고 있다.

표 5에서 알 수 있듯이 정격 4.2[kW]로 동작시키는 경우에 각 전원 장치의 전류 피크는 제안한 보조 ZVS PWM 제어 방식이 높아지고 있다. 게다가 보조 회로의 도통 손실과 스위칭 손실도 가해지기 때문에 정격 4.2[kW] 및 그 부근에서 고주파 인버터를 동작시키는 경우에는 전력 변환 효율은 기존의 전압형 SEPP 고주파 인버터 쪽이 분명히 뛰어나지만 소프트 스위칭 동작이 가능한 범위에서는 스위치 Q_1 과 Q_2 의 전류 피크가 낮아지므로 제안한 보조 ZVS PWM 제어 방식이 유리하다.

표 5 기존 SEPP방식과 제안한 보조 ZVS PWM 제어 방식의 비교
Table. 5 Circuit element used for experiment

		기존 SEPP방식	제안한 보조 ZVS PWM 제어 방식
정격출력		4.2[kW]	4.2[kW]
ZVS 동작영역		2.5~4.2[kW]	0.6~4.2[kW]
Q_1	피크전압	250[V]	250[V]
	피크전류	88[A]	96[A]
Q_2	피크전압	250[V]	250[V]
	피크전류	88[A]	85[A]
Q_3	피크전압		390[V]
	피크전류		86[V]

그림 3.29는 기존 전압형 SEPP방식과 제안한 보조 ZVS PWM 제어 방식의 전력변환 효율을 비교하여 나타낸 것이다. 그림 3.33에서 알 수 있듯이 약 2[kW]에서 제안한 보조 ZVS PWM 제어 방식이 높은 전력 변환 효율을 가지며, 반대로 그 이상은 기존의 SEPP 방식이 전력 변환 효율이 높아진다. 즉 낮은 출력 전력으로 동작하는 기간이 길어지므로, 그 영역에서 전력 변환 효율이 높은 보조 ZVS PWM 제어 방식이 유리하다고 할 수 있다.

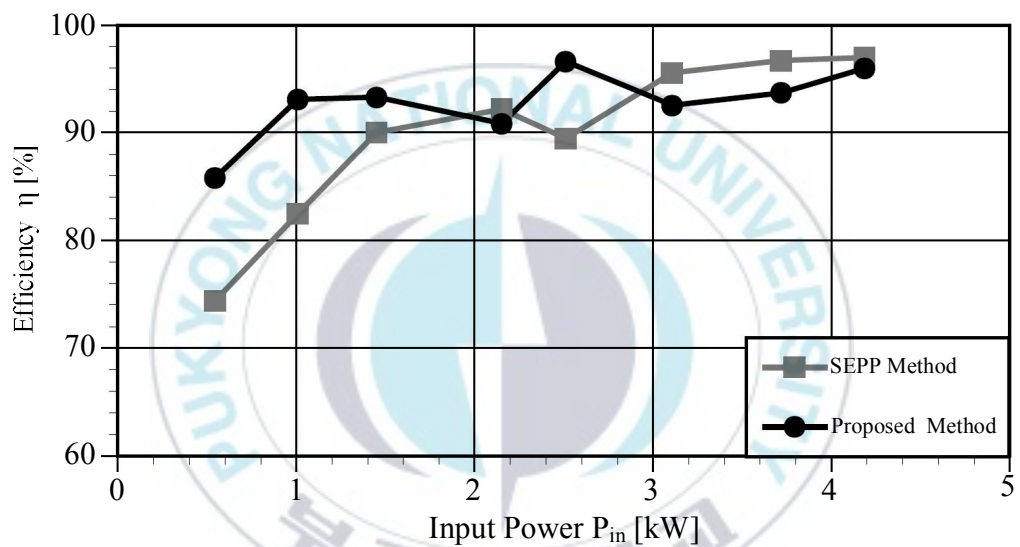


그림 3.29 효율 특성의 비교

Fig. 3.29 Comparison of efficiency characteristics

제Ⅳ장 결 론

본 논문에서는 싱글 엔디드 푸시-풀 고주파 소프트 스위칭 인버터에 액티브 보조 스위치와 제2공진 커패시터를 추가하여 종래와 같은 하드 스위칭 방식이 아닌 소프트 스위칭 PWM 제어가 가능하면서도 주파수 일정 출력 제어가 가능한 새로운 보조 ZVS PWM 제어 고주파 SEPP 인버터를 제안하였으며, 시뮬레이션과 실험을 통하여 다음과 같은 결과를 얻었다.

첫째로, 일반적인 전압형 SEPP 고주파 소프트 스위칭 인버터 및 보조 ZVS PWM 제어를 이용한 고주파 인버터를 제안하고 그 작동 원리 및 특징을 서술하였다. 그리고 컴퓨터에 의한 시뮬레이션 분석 한 후 정상 상태에서 각 부의 동작 파형을 나타내고, 다양한 회로 파라미터, 제어 방식, 부하 매개 변수와의 관계를 보여 주었다. 또한 보조 ZVS PWM 제어를 이용한 고주파 인버터에서 새로운 PWM 방식에 의한 시비율 특성과 출력 제어 특성을 나타내고, 넓은 전력 제어 영역에서 ZVS 동작이 가능하다는 것을 보여 주었다.

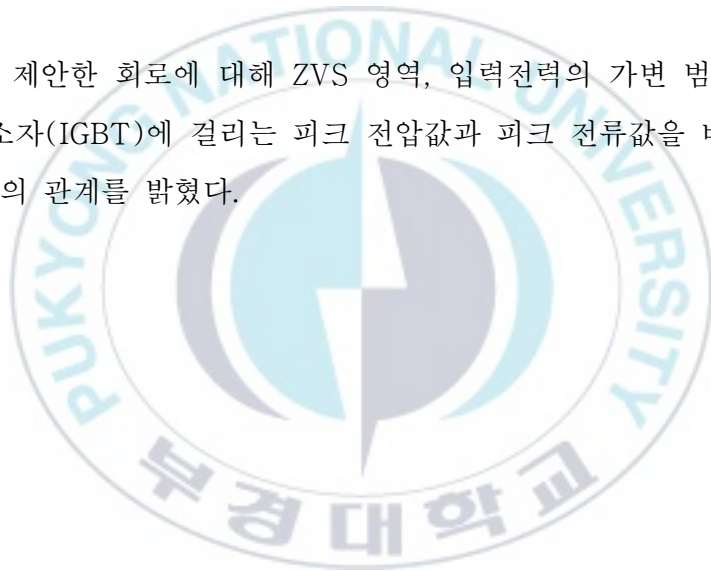
둘째로, 기존의 전압형 SEPP 고주파 소프트 스위칭 인버터에 비해 본 논문에서 제안한 보조 ZVS PWM 제어를 이용한 고주파 인버터는 보조 회로로 하나의 파워 반도체 스위칭 소자(IGBT)와 공진 커패시터를 추가함으로써 ZVS 동작 영역을 크게 확대 할 수 있고, 게다가 고효율 전력 변환이 가능하다는 것을 시뮬레이션 및 실험을 통해 정량적으로 도출하였다.

셋째로, 제안 회로에 일정 주파수 전력 가변(VPCF)제어가 가능하다는 것을 보여 주었다. 따라서 일정 주파수 제어가 가능하기 때문에 부하계의 전류 침투 깊이가 일정하게 되는 것 외에 EMI 노이즈 레벨이 분산되지 않는다.

넷째로, 제안한 회로의 다음과 같은 정상 특성을 서술하여 회로 설계 전 단계에서 필요로 하는 특성을 도표로 보여 주었다.

- (a) 고정 주파수 PWM 제어 특성과 회로 제어 변수 및 회로 파라미터와의 관계
- (b) 가변 주파수 제어 특성과 회로 제어 변수 및 회로 파라미터와의 관계
- (c) 부하계의 회로 파라미터를 조정할 특성
- (d) 공진 회로계의 회로 파라미터를 조정할 특성
- (e) 회로 소자의 피크 전압과 피크 전류값과 회로 제어 변수 및 회로 파라미터와의 관계

다섯째로, 제안한 회로에 대해 ZVS 영역, 입력전력의 가변 범위, 파워 반도체 스위칭 소자(IGBT)에 걸리는 피크 전압값과 피크 전류값을 비교하고, 회로 매개 변수와의 관계를 밝혔다.



참 고 문 헌

- [1] 佐藤 伸二, “高効率DC/DCコンバータの開発”, サンケン技報, Vol.32, No.1, pp.32 ~ 35, 1998
- [2] 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
- [3] 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
- [4] K. Harada, Y. Ishihara, “A Novel ZVS-PWM Half-Bridge Converter” , Proc. of IEEE INTELEC, 1994
- [5] J. G. Cho, J. A. Sabate, “Zero Voltage and Zero Current Switching Full Bridge PWM Converter for High Power Applications” , IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 11, No. 4, 1996
- [6] J. G. Cho, C. Y. Jeong, “Zero Voltage and Zero Current Switching Full Bridge PWM Converter Using Secondary Active Clamp” , IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 13, No. 4, 1998
- [7] Patterson and D. M. Divan, “Pseudo-resonant full bridge DC/DC converter” , IEEE PESC Record, Vol. 2, pp.424 ~ 430, 1987
- [8] Jung G. Cho, Juan A. Sabate, “zero voltage and zero current switching full bridge PWM converter for high power applications” , Conf. Rec. of IEEE PESC, pp.102 ~ 108, 1994
- [9] K. S. Ma, J. D. Lee, Y. M. Kim, “New ZVS-PWM converters with zero current switched auxiliary switch for low power applications” , IEEE-PESC, Rec., Vol.3, pp.1744 ~ 1748, 2004

- [10] O.Miyashita, Y.Nishida, “High Power Factor PWM Rectifiers with an Analog Pulse-Width Predictor” , Proc.of IEEE APEC, Vol.2, pp.563 ~ 568, 1994
- [11] T. Kawabata, T. Miyasita & Y.Yamamoto, “Dead beat Control of Three-Phase PWM Inverter” , IEEE. Trans. Power Elect, 5 no.1, 1990
- [12] Yan Zhu, “Soft Switched PWM Converters with Low Commutation Loss using an Active Snubber” , Conf. Rec. of IEEE PESC, pp.589~595, 1999
- [13] F. Zhang, H. Qin, H. Wang, “Freewheeling Current in Push-Pull Forward Converter”, Conf. Rec. of IEEE PESC, pp.353~358, 2003
- [14] E.S.Kim, B.D.Yoon, “An improved soft-switching PWM FB DC/DC converter for reducing conduction losses” , IEEE Trans., Vol.14, No.2, pp. 258 ~ 263, 1999
- [15] J.G. Cho, and K.Y. Joe, “Novel zero voltage and zero current switching full bridge PWM converter using transformer auxiliary winding” , IEEE Trans., Vol.15, No.2, pp.250 ~ 257, 2000
- [16] S.J. Jeon, G. H. Cho, “A zero-voltage and zero-current switching full bridge DC-DC converter with transformer isolation” , IEEE Trans., Vol. 16, No.5, pp.573 ~ 580, 2001
- [17] Shengpei Wang, et al., “Induction-heating cooking appliance using new quasi-resonant ZVS-PWM inverter with power factor correction” ,IEEE Trans. on Industry Applications, vol.34, No.4, pp.705-712, 1998.
- [18] S.Moisseev, 中岡睦雄, “高周波絶縁形ソフトスイッチングDC-DCコンバータのタップ付インダクタフィルタの最適化設計” ,平成16年電気學會全國大會講演論文集, Vol.4, p113, 2003.
- [19] K. W. Seok, B. H. Kwon, “An improved zero-voltage and zero current switching full-Bridge PWM converter using a simple resonant circuit” , IEEE Trans. on Ind. Electronics, Vol.48, No.6, pp.1205 ~ 1209, 2001

A Study on Auxiliary ZVS PWM Controlled High Frequency Inverter

Chang-Ho, Moon

Department of Electrical Engineering Graduate School

Pukyong National University

Abstract

In this paper, by adding an active auxiliary switch and a second resonant capacitor to a single-ended push-pull high frequency soft switching inverter, a new auxiliary ZVS PWM control is possible, which enables soft switching PWM control and frequency constant output control. A high frequency SEPP inverter was proposed and the following results were obtained through simulation and experiment.

First, we proposed a general voltage type SEPP high frequency soft switching inverter and a high frequency inverter using auxiliary ZVS PWM control and described its operation principle and characteristics. After the simulation analysis by computer, we showed the operating waveform of each part in the steady state, and showed the relationship with various circuit parameters, control methods, and load parameters. In addition, the high frequency inverter using the auxiliary ZVS PWM control shows the ratio and output control characteristics by the new PWM method and showed that ZVS operation is possible in a wide power control region.

Second, compared with the conventional voltage type SEPP high frequency soft switching inverter, the high frequency inverter using the auxiliary ZVS PWM control proposed in this paper adds a single power semiconductor switching element (IGBT) and a resonant capacitor to the auxiliary circuit, thereby greatly increasing the ZVS operating area. Simulations and experiments quantitatively show that it is possible to expand and to achieve high efficiency power conversion. Third, we showed that the proposed circuit allows variable frequency power variable (VPCF) control.

Therefore, constant frequency control is possible, so that the current penetration depth of the load meter is constant and EMI noise levels are not distributed. Fourth, for the proposed circuit, the peak voltage value and peak current value applied to the ZVS region, the variable range of the input power, and the power semiconductor switching element (IGBT) were compared, and the relationship between the circuit parameters was found.